

A.Ü.F.F. Döner Sermaye
İşletmesi Yayınları
No: 35

FENCİLER İÇİN TEMEL ELEKTRONİK

İKİNCİ BASKI

Yazan
James J. BROPHY
Institute of Gas Technology

Redaksiyon
Yrd. Doç. Dr. D. Mehmet ZENGİN

Çevirenler

Prof. Dr. Fevzi KÖKSAL
Doç. Dr. Hüseyin YÜKSEL

Doç. Dr. Kerim KIYMAÇ
Yrd. Doç. Dr. D. Mehmet ZENGİN

A.Ü. Fen Fakültesi Fizik Bölümü, Ankara

T.C.
ANKARA ÜNİVERSİTESİ
FEN FAKÜLTESİ YAYINLARI
NO: 132

FENCİLER İÇİN TEMEL ELEKTRONİK

Yazan

James J. BROPHY

Institute of Gas Technology

Redaksiyon

Yrd. Doç. Dr. D. Mehmet ZENGİN

Çevirenler

Prof. Dr. Fevzi KÖKSAL

Doç. Dr. Kerim KIYMAÇ

Doç. Dr. Hüseyin YÜKSEL

Yrd. Doç. Dr. D. Mehmet ZENGİN

A. Ü. Fen Fakültesi Bölümü, Ankara

Önsöz

Elektronik ölçme ve kontrol, fen ve mühendisliğin her dalına yayılmıştır. Elektronik cihazların çok güçlü, çok yönlü oluşları ve uygulamada geniş ölçüde kullanılmaları fen ve mühendislik öğrencilerinin elektrik mühendisleri kadar olmasa bile elektronik öğrenmelerini zorunlu kılmaktadır.

Bu kitap fen veya mühendislik lisans öğrencilerinin elektronik cihazların ve devrelerin temelini anlamalarını sağlamak için yazılmıştır. Bu anlayış öğrencilerin mesleklerinde kullanacakları birçok elektronik cihazların çalışmasını ve belirtgenlerini değerlendirmeleri için yeterlidir. Profesyoneller bile en basit devreleri kurguladıklarından burada devrelerin kurgulanmasından çok, çözümlenmeleri üzerinde durulmuştur.

Elektronik devrelerin fiziksel temelleri önemle belirtilmiş fakat matematiksel karmaşıklıktan kaçınılmıştır. Böylece öğrenilen bilgilerin düzeyini düşürmeden ölçme ve cihazlarda kullanılan pek çok elektronik devreleri açıklama imkânı yaratılmıştır. Öğrencilerin elektrik ve maddelerin elektriksel özellikleri konusunda, fiziğe giriş derslerinin içerdiği kadar, bilgileri olduğunu varsayıyoruz. Bununla birlikte devre teoresinin açıklanmasına doğru akımlarla başlanmış olduğundan ilk bölümler, hatırlatıcı araç olarak kullanılabilirler.

Bu kitap bir deneycinin görüşüyle yazıldığından bu dersle birlikte laboratuvar deneyleri yapılmasını özellikle tavsiye ederiz. Kitapta çözümlenen

hemen hemen bütün devrelerin bileşenlerinin gerçek değerleri verildiğinden bunlar uygun deneylerin temellerini oluşturabilirler. Farklı üniversitelerin laboratuvarlarında farklı cihazlar bulunması kuvvetle mümkün olduğundan ayrıntılı deneyler önermek için hiç bir çabada bulunulmamıştır. Ama problemler nicel cevaplar isteyen biçimde seçilmiş olduğundan ayrı bir laboratuvar öğrenimi imkânının bulunmadığı yerlerde laboratuvar çalışmaları yerine kullanılabilirler.

Üçüncü baskı temel kitaba bağlı kalınarak bazı konularda geliştirilmiştir. İntegre devreler çok yönlü oldukları ve uygulamalarda çok kullanıldıklarından yarı iletken cihazlar konusu integre devreleri anlamayı ve kullanmayı öğretecek biçimde işlenmiştir. Birçok elektronik aygıtlar için bugün de belirtgenlerinin değerlendirilmesi gerekli olan vakum tüplü devreler, ayrı olarak ekte incelenmiştir. Sayısal cihazlar ve kontrol çok genişlediğinden sayısal elektronik üzerine yeni konular işlenmiştir.

Yıllardan beri çağdaş elektronik konusunda bilgi edinmiş olmanın profesyonel fen veya mühendislik mesleklerine ölçülemeyecek kadar katkıda bulunduğunu hissettim. Eğer bu kitap bu ölçüde bilgiler kazandırabilirse bundan memnun olacağım. Bu kitaba temel oluşturan yayınlarından ötürü birçok arkadaş'a içten borçluyum. Kitabın ilk taslağını okuyup nazikçe eleştirenlere ve bundan eski baskıları kullanan öğretmen ve öğrencilere önerilerinden ötürü içtenlikle teşekkür ederim. Son olarak, çalışmalarında bana yardım edip cesaret vererek bu projenin tamamlanmasını mümkün kılan hanımım Muriel'ede teşekkür ederim.

James J. Brophy

Çevirenlerin Önsözü

Çağımızda elektronik, özellikle temel fen ve mühendislik alanlarındaki etkinlikleri için vazgeçilmez bir araç durumuna geldi. Bu nedenle bu meslek-lere eleman hazırlayan kurumlarda elektronik derslerinin artırılması ve araç-ların amaçları gerçekleştirecek düzeyde olmasını sağlamak gerekmiştir. Anka-ra Üniversitesi Fen Fakültesi Fizik Bölümünde bu ihtiyacı karşılamak üzere nitelikli bulduğumuz bu kitabı Türkçe'ye çevirmeye ve bununla ilgili bir laboratuvar kurmaya karar verildi. Bu eserin Türkiye'nin bütün fen ve mühendislik fakültelerinde okutulabileceği ve yararlı olacağı kanısındayız. Kitap fakültemizde iki sömestrede okutulmakta ve uygun laboratuvar deney-leri ile de desteklenmektedir.

Kitabın Türkçe'ye çevrilmesinde kullanılan terimler yönünden büyük güçlüklerle karşılaşmıştır. Henüz fenle ilgili teknik terimlerin gelişmemiş olması ve elektronik konusunda yazılmış eserlerin yetersiz kalması yeni teknik terimler türetmemizi gerektirmiştir. Kitabın birinci baskısında kulla-nılan yeni terimlerde, hiç kuşkusuz yadırgananlar olmuştur. Bize gelen eleştirileri de dikkate alarak bu baskıda mümkün olduğu kadar yaşayan türkçe'nin kullanılmasına özen gösterilmiştir.

Çevirenler Adına
Fevzi KÖKSAL

İçindekiler

BÖLÜM 1 / DOĞRU AKIM DEVRELERİ	1
İlk Kavramlar	
Akım, gerilim ve direnç	
Ohm yasası / Joule yasası	
Devre Elemanları	4
Dirençler / Bataryalar	
Basit Devreler	9
Seri devreler / Paralel Devreler / Şebekeler	
Devre Çözümlemesi	13
Kirchhoff kuralları / Wheatstone köprüsü /	
Gerilim bölücü devresi	
Eşdeğer Devreler	22
Thévenin teoremi / Norton teoremi /	
Maksimum güç iletimi	
Elektriksel Ölçümler	26
D'Arsonvalmetre / Ampermetre ve voltmetre /	
Ohmetre ve A-V metre	
Kaynaklar	33
Aıştırıcılar	33

BÖLÜM 2 /	ALTERNATİF AKIMLAR	37
	Sinüsel İşaretler	38
	Frekans, genlik ve faz / KOK değeri / Güç çarpanı	
	Sığa ve İndüktans	41
	Sığasal reaktans / Kondansatörler / İndüktif reaktans / İndüktanslar	
	Basit Devreler	47
	RL süzgeci / RC süzgeci / Türev ve integral alan devreler	
	Geçici Akımlar	53
	Zaman sabiti / A.a da geçici durumlar / Çınlama	
	Karışık Dalgabiçimleri	60
	Fourier serisi / Etkin değer / Kare dalga tepkisi / Osiloskop	
	Kaynaklar	71
	Alıştırmalar	71
BÖLÜM 3 /	A.A. DEVRELERİNİN ÇÖZÜMLENMESİ	73
	İmpedans	74
	A.a. için Ohm yasası / Kompleks impedans ...	
	RLC Devreleri	77
	Seri rezonans / Paralel rezonans / Q çarpanı	
	Köprü devreleri	84
	İndüktans ve sığalı köprü / Wien köprüsü / T köprü ve ikiz T köprü şebekeleri	
	Transformatörler	92
	Karşılıklı indüktans / Transformatör sarım oranı / Pratik transformatörler	
	Kaynaklar	96
	Alıştırmalar	96
BÖLÜM 4 /	DİYOD DEVRELERİ	99
	Doğrusal Olmayan Bileşenler	100
	Akım-gerilim belirtgenleri / İdeal doğrultucu / Eklem diyod	

Doğrultucu Devreler	104
Yarım-dalga doğrultucusu / Tam-dalga doğrultucusu / Köprü doğrultucusu / Gerilim katlayıcı	
Süzgeçler	107
Kondansatörlü süzgeç / L-Biçimli süzgeç / π biçimli süzgeç	
Gerilim Düzenleyiciler	112
Zener diyod / Denetimli doğrultucular	
Diyod Devreleri	113
Kırptıcılar / Kıskaçlar / A.A. voltmetreleri / Dedektörler	
Kaynaklar	125
Alıştırmalar	125
BÖLÜM 5 / YARI İLETKEN AYGITLAR	128
Yarı-iletkenler	129
Enerji şeritleri / Elektronlar ve Elektron boşlukları / Yapma yarı iletkenler	
Yarı-iletken Diyodlar	133
pn eklemi / Tünel diyod / Azınlık taşıyıcıları enjeksiyonu	
Eklem Transistörler	139
Toplayıcı belirtgenleri / Denetimli silisyum doğrultucular / Tek eklemli transistör / Transistörlerin yapımı	
Alan Etkili Transistörler	150
Akıtıcı belirtgenleri / Aktarım belirtgeni / YGAET'ler ve MOYAET'ler	
İntegre Devreler	157
İntegre devrelerin ilkeleri / Yapım teknikleri / Pratik devreler	
Kaynaklar	160
Alıştırmalar	160
BÖLÜM 6 / TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇLER	163
Çalışma Noktası	164
Yük doğrusu / Kaynak öngerilimi / Küçük işaret değişkenleri	

İÇİNDEKİLER

AET'li Yükselteçler	172
Kaynak izleyici / AET'li voltmetre / MOYAET' lü yükselteçler	
Eklemler Transistörlü Yükselteç	177
Öngerilim devreleri / T-eşdeğer devresi / Melez parametreler	
Eklemler Transistörlü Devreler	184
Ortak yayıcı / Ortak tabanlı / Yayıcı izleyici / Fark yükselteci	
Özel Yükselteçler	192
Tamamlayıcı simetri / Darlington bağlantısı / İntegre MOYAET Devresi	
Kaynaklar	195
Ahştırmalar	195
BÖLÜM 7 / YÜKSELTEÇ DEVRELERİ	198
Gerilim Yükselteçleri	199
Katlama / Alçak frekans kazancı / Yüksek frekans kazancı / Ayırma	
Güç Yükselteçleri	207
Transformatör çiftlenimi / İt-çek yükselteci / Özel devreler	
Akordlu Yükselteçler	216
Akordlu çiftlenim / Nötürleştirme	
Puls Yükselteçleri	220
Yükselme süresi / Eğilme	
D.A. Yükselteçleri	223
Doğrudan bağlı / Kesici yükselteçler / İç-kenetli yükselteç	
Kaynaklar	233
Ahştırmalar	233
BÖLÜM 8 / İŞLEMSEL YÜKSELTEÇLER	235
Negatif Geribesleme	236
Gerilimle geribesleme / Akımla geribesleme / Kararlılık	
İşlemsel geribesleme	245

Süzde toprak / Matematik işlemler / Basit yükselteç	
İşlemsel Yükselteç Devreleri	249
Pratik yükselteçler / İntegre eden ve türev alan devreler / Logaritmik yükselteç / Etkin süzgeç / Karşılaştırıcı	
Analog Bilgisayarları	262
Analog / Sönümlü harmonik osilatör	
Kaynaklar	263
Alıştırmalar	264
BÖLÜM 9 / OSİLATÖRLER	
Pozitif geribesleme	167
RC'li Osilatörler	267
Faz kaymalı osilatör / Wien köprüsü osilatör	
Rezonans Devreli Osilatörler	271
LC'li osilatörler / Kristalli osilatörler	
Negatif Dirençli Osilatörler	279
Kararlılığın incelenmesi / Tünel-diyodlu osilatör	
Durulmalı Osilatörler	283
Testere dişi üreticileri / Kararsız çok-titreşkenler	
Dalgabıçımı Üreteçleri	299
Diyod pompa / Meyiller / Pulsarlar	
Kaynaklar	303
Alıştırmalar	304
BÖLÜM 10 / ANALOG ÖLÇÜMLERİ	306
Kontrol Devreleri	307
Gerilim düzenleyicileri / Güdümlüler	
Dönüştürücüler	315
Mekanik dönüştürücüler / PH-metre	
Fotoseller	322
Analog Cihazları	327
Osiloskoplar / Dalga biçimi çözümleyicileri	
Magnetik kaydedici / Elektrometre	
Gürültü İşaretleri	335

Isısal gürültü / Akım gürültüsü / Transistörlerdeki gürültü / Perdeleme ve topraklama İletim Hatları	
Belirtgin impedans / Gecikme zamanı / Yansımalar ve rezonans / Dalga kılavuzları	
Kaynaklar	350
Alıştırmalar	350
BÖLÜM 11 / SAYISAL ELEKTRONİK	353
Sayısal Mantık	354
İkili sayılar / Mantık geçitleri / Boole cebiri	
Mantık Devreleri	364
Mantık işaretleri / DTM, TTM ve YÇM / Toplama geçitleri	
Bilgi Kaydedici	371
İki durumlu devreler / Sayaçlar / Kaydediciler	
Işıklı Gösterimler	382
Tek-Elemanlı gösterim / Yedi parçalı gösterimler / Çözücü mantık	
Hafıza Devreleri	390
Yalnız hafızaları okuyan / MOY kaymalı kaydedici hafızalar / Rastgele-giriş hafızaları	
Kaynaklar	398
Alıştırmalar	399
BÖLÜM 12 / SAYISAL ÖLÇMELER	400
Sayısal Cihazlar	401
Zaman-aralığı ölçeri / Frekans ölçeri / Sayısal voltmetre	
A-S ve S-A Dönüşümü	404
İkili-eğim integrali / Ardışık-yaklaşıklıkla dönüştürücü / S-A merdiven devreleri.	
Sayısal İşleyiciler	409
Sayısal süzgeç / İşaret izleyicileri / Geçici kaydedici	
Sayısal Bilgisayarlar	415

	Düzenleme / Küçük bilgisayarlar / Programlama dilleri	
	Kaynaklar	422
	Alıştırmalar	422
EK - E /	VAKUM LAMBALI DEVRELER	425
	Vakum Diyodu	426
	Isının neden olduğu elektron yayılması / Child yasası	
	Vakum Tüpleri	428
	Izgara / Beş elektrotlu lamba / Çok ızgaralı tüpler	
	Triyot yükseltici	433
	Katot öngerilimi / Küçük işaret değişkenleri / Triyot eşdeğer devresi	

BÖLÜM BİR

Doğru Akım Devreleri

Herhangi bir elektronik cihazın çalışması ister bir televizyon alıcısı kadar karışık, ister bir elektrik feneri kadar basit olsun, devrede çalışan bütün birimlerde bulunan ve devre denilen parçalardaki elektrik akımlarının büyüklük ve yönlerini bulmakla anlaşılabilir. Gerçekten verilen herhangi bir devrenin nasıl çalıştığını bütün bileşenlerdeki akımlar hakkında ayrıntılı bilgi olmadan anlamak mümkün değildir.

En karışık devreler bile, önce her biri ayrı ayrı ele alınan ve sonra bu alt devrelerin birbirleriyle nasıl uyduğunu belirleyen kolay basamaklar biçiminde incelenebilir. Bundan ötürü devre çözümleme, mümkün olan en basit şartlar altında basit kurguları incelemekle başlar. Kararlı ve zamanla değişmeyen akımların bulunduğu devrelere, doğru akım devreleri denir. Bu bölümde incelenen bunun gibi doğru akım devreleri oldukça önemlidir ve bu devrelerin anlaşılması da bir ölçüde kolaydır.

İLK KAVRAMLAR

Akım, Gerilim ve Direnç

Elektrik yüklerinin (örneğin bir iletken maddedeki elektronlar) hareketi bir *elektrik akımı* oluşturur. Özellikle I akımı, Q yükünün belli bir noktadan zamana göre geçiş hızıdır, yani

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (1-1)$$

dir. Elektrik akımı saniyede coulomb birimiyle ölçülür ve Fransız fenci Andre Marie Ampère'nin onuruna *ampere* (A) denir.

Maddelerin bir kısmı ve bu arada en çok dikkati çekenleri de bakır ve gümüş olmak üzere çok sayıda serbest elektron içerirler ve bunlar başka dış elektrik yüklerden kaynaklanan elektrik alanların etkisiyle harekete geçerler ve böylece bu maddeler elektrik akımı taşıma yeteneği edinirler. Akım taşıyan bir metaldeki her serbest elektron elektrik alanı tarafından metal içindeki çarpışmalar sonucu hızını kaybedinceye dek hızlandırılır. Ondan sonra elektron yeni bir çarpışmaya kadar gene hızlandırılır. Ardısıra gelen hızlanmaları sağlamak ve bir elektronu bir noktadan ötekine hareket ettirmek için gerekli enerjiye bu iki nokta arasındaki *gerilim farkı* denir. Gerilim farkı, V , birim yük başına yapılan iş cinsinden ölçülür, yani

$$V = \frac{W}{Q} \quad (1-2)$$

dir. Elektrik devre çözümlenmesinde gerilim farkı çok sık kullanıldığından elektrik konusunda ilk çalışanlardan Alessandro Volta'nın onuruna birim yük başına işe *volt* (V) denir.

Her elektronun bir iletken içinde hareket ederken arka arkaya pek çok çarpışmalar sonucu karşılaştığı direnç maddenin özelliklerine bağlıdır ve *öz-direnç* (ρ) olarak adlandırılır. Çeşitli metaller ve alaşımlara has öz-dirençlerin değerleri Çizelge 1-1 de gösterilmiştir. Öz-dirençle birlikte iletkenin biçimi de önemlidir, öyleki L metre uzunluğunda ve A metrekare kesitinde bir telin *R direnci*,

Çizelge 1-1. Metal ve alaşımların öz-dirençleri

Madde	Öz direnç 10 ⁻⁸ Ω .m
Alüminyum	2,6
Pirinç	6
Karbon	3,5.10 ²
Konstantan (Cu 60, Ni 40)	50
Bakır	1,7
Manganin (Cu 84, Mn 12, Ni 4)	44
Nikrom	100
Gümüş	1,5
Tungsten	5,6

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (1-3)$$

ile verilir. Bu denkleme göre ince uzun bir telin direnci aynı maddeden yapılmış kısa ve kalın bir telinkinden daha büyüktür.

Gelecek kesimde anlatılan akım, gerilim ve direnç arasındaki bağıntıyı ilk kez ortaya koyan Georg Simon Ohm'un adını anmak için direnç birimine *Ohm* denir. Bir iletkenin ohm cinsinden direncinin ortak olarak kabul edilmiş gösterimi yunan harfi omega, Ω , dır. Sık sık akım iletme yeteneğinin, direncin tersi yani *iletkenlik* cinsinden tanımlanması daha rahat olmaktadır. İletkenlik ohm'un tersi *mho* cinsinden ölçülür.

Ohm Yasası

Bir iletkende büyük bir akımın sürekliliğini sağlamak, aynı iletkende daha küçük bir akımın sürekliliğini sağlamaktan daha çok enerji ve bundan ötürü daha büyük bir gerilim farkını gerektirir. Akım ve gerilim farkı arasındaki orantı katsayısı iletkenin direncidir ve

$$V = RI \quad (1-4)$$

dir. Bu eşitlik *Ohm yasası* olarak bilinir. Ohm yasasına göre direnci R olan bir iletken I akımı taşıyorsa iletkenin uçları arasında bir gerilim farkı yani V gerilimi olmalıdır. Bu bağıntı elektrik devre çözümlenmesinin temelidir ve ilerdeki kesimlerde sık sık kullanılmaktadır.

Joule Yasası

Bir iletkende elektrik alanının elektronları hızlandırması sonucu elektronların kinetik enerjisi iletkende esnek çarpışmalarla harcanır ve ısı enerjisine dönüştürülür. Bunun sonucu olarak akım taşıyan bir iletkenin sıcaklığı biraz yükselmelidir. Böylece, bir iletkenin direncine karşı akımın geçmesini zorlamanın yolu elektrik gücünün harcanması demektir.

İletkene verilmesi gereken P gücü

$$P = \frac{dW}{dt} = V \frac{dQ}{dt} = VI \quad (1-5)$$

ile verilir, burada gerilim farkı için Dek. (1—2) ve akım için Denk. (1—1) tanımları kullanılmıştır. Bu eşitlik Ohm yasası kullanılarak iletkenin direnci cinsinden yazılabilir. Sonuç olarak,

$$P = I^2 R \quad (1-6)$$

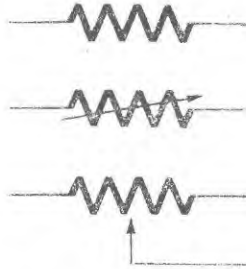
eşitliği, deneysel olarak bir dirençte ortaya çıkan ısı hızının akımın karesi ile orantılı olduğunu gösteriyor. Eşitliği ilk bulan Sir James Prescott Joule'un adını anmak için bu denkleme *joule yasası* denir.

Joule yasasına göre elektrik akımı taşıyan bir iletkende elektrik gücü harcanır. Bu etkiden, akkor haline gelen elektrik lâmbalarında ve elektrik sigortalarında yararlanır. Elektrik lâmbalarında ince bir metal filâman, akımla beyazlaşana dek ısınır, sigortalarda ise içteki iletkenin geçen akım önceden belirlenen bir değeri aştığı zaman tel erir. Öte yandan tellerin büyüklükleri ve bundan ötürü dirençleri, devrede düşünülen en büyük akımdan daha az akım geçtiği zaman güç kaybı az ve sıcaklık yükselmesi önemsiz olacak şekilde seçilir. Bir iletkende Joule ısısı genellikle " I -kare- R " kaybı olarak söylenir. Gücün birimi bilindiği üzere Denk. (1—5) e göre saniyede joule'dür ve buhar motorunu geliştiren Jamess Watt'ın onuruna *watt* (W) olarak adlandırılır.

DEVRE ELEMANLARI

Dirençler

Elektrik devrelerinde çok sık kullanılan elektriksel devre bileşeni dirençtir ve belirli bir direnme değeri olan devre elemanıdır. Çoğunlukla karşılaşılan direnç değerleri birkaç ohm ile bin ohm yani *kilo ohm*, ($k\Omega$), milyon ohm yani *magaohm* ($M\Omega$) büyüklüğündedirler. Dirençler topluluğunun bir devreye sağladığı direnç, teller ve teller arasındaki değme noktalarının dirençlerinden daha büyüktür. Ohm yasasına göre devrede direncin bulunduğu yerden geçen akım nedeniyle direnç üzerinde bir gerilim farkı oluşur. Devre çiziminde direnç, Şek. 1-1 de olduğu gibi kırık çizgilerle gösterilir. Bazı dirençler uzun ve çok ince bir telin yalıtkan bir destek üzerine sarılmasıyla yapılır. Direnç değerleri Denk. (1-3) den görüldüğü üzere telin kesitini küçültürük, uzunluğunu artırarak ve telin maddesini büyük öz dirençli (Çizelge 1-1) madde-



Şekil 1-1. Sabit (üstte) ve değişken direnç gösterimleri.

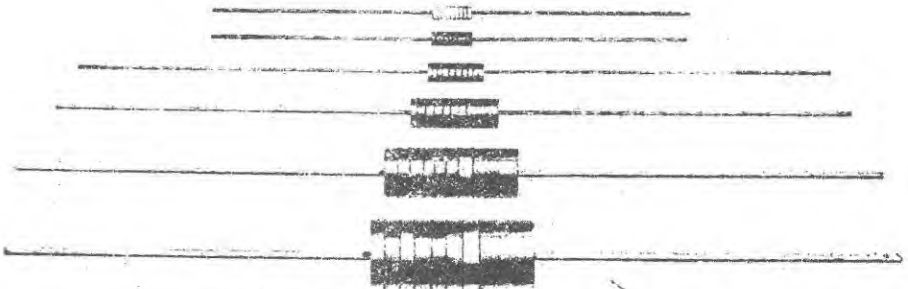
lerden seçerek artırılabilir. Tel sararak elde edilen *telli dirençlerin*, telleri, genellikle başkalarına göre dirençleri sıcaklıktan bağımsız olan metal-alayım tellerinden yapılır. Böyle maddeler manganin ve konstantandır. Tellî dirençler, direncin sıcaklığının biraz artması için yeter miktarda Joule ısı dağılımının olması mümkün olan yerlerde kullanılır. Tellî dirençlerin dirençleri uygun tel uzunlukları seçilerek oldukça sağlıklı bir biçimde belirlenir,

bundan ötürü telli dirençlerden tam sağlıklı direnç değeri istenen uygulamalarda da yararlanır.

İnce-zar dirençleri, ince metal bir zarın yalıtkan bir destek üzerine biriktirilmesiyle yapılır. Büyük direnç değerleri zarın ince oluşunun bir sonucudur. Düzgün zarlar oluşturmaın güçlüğünden ötürü direnç değerlerini telli dirençlerde olduğu gibi sağlıklı kontrol etmek mümkün değildir. Bununla birlikte ince zar dirençlerinde telli dirençlerde bulunan zararlı indüktans etkileri (Böl. 2) yoktur ve bu durum yüksek frekans devreleri için önemlidir. İnce-zar dirençleri metal olmayan maddelerden yapılır, özellikle ince bölünmüş karbon tozları bu dirençleri yapmakta oldukça çok kullanılır. Karbonun çok yüksek bir öz direnci vardır ve bu direnç birbirine değen karbon taneleri arasında da vardır. Gerçekten karbon tanecikleri ile öyle yüksek değerli dirençler yapmak mümkün olduğundan birçok durumlarda ince zarları kullanmak gereksizdir ve bundan ötürü bütün dirençler sıkıştırılmış karbon taneciklerinden oluşan basit çubuklar biçimindedir. Böyle birimler *birleştirilmiş* dirençler olarak bilinir.

İnce-zar ve bileşik dirençlerin ikisi de devrelere yerleştirilmelerini kolaylaştırmak için yalıtılmış ve tel uçlarla donatılmıştır. Uygulamada her direncin üzerine evrensel direnç renk koduna göre direncin değerini belirten renkli işaretler yapılır. Yine dirençlerin büyüklükleri Joule ısısı nedeniyle hisseditir bir sıcaklık artması olmaksızın çekebileceği en büyük gücü kabaca gösterecek biçimdedir. Örneğin başka değerlerin de kullanılmasına rağmen en çok

kullanılanlar 1 W, $\frac{1}{2}$ W ve $\frac{1}{4}$ W lık dirençlerdir. Seçkin ince-zar ve bileşik direnç örnekleri Şek. 1—2 de gösterilmiştir.



Şekil 1-2. Seçkin bileşik dirençler (Allen-Bradley Co.).

Sık sık bir direncin değerinin, direnç devrede bulunmasına rağmen değiştirilmesi gerekli olur. Böyle *değişken dirençlerde* mekanik bir sürgü yahut direnç üzerinde kayan bir kol vardır ve böylece devrede bulunması gereken direnç bunlarla ayarlanır. Telli ve bileşik dirençlerin her ikisi de genellikle dai-

resel yapılır ve böylece sürgünün durumu bir mili döndürmekle ayarlanır. Değişken dirençler devrede, Şek. 1—1 de olduğu gibi dış bağlantılarda iki veya üç uçlu olup olmadıklarına bağlı olarak iki biçimde gösterilirler. İki ucu olan değişken bir dirence *reosta* ve üç uçlu olanlara ise *gerilim bölücü* denir. Kuşkusuz bir gerilim bölücüsünde iki uç, direncin uçlarına, üçüncü uç ise sürgüye bağlıdır ve bu düzenek direncin iki yanındaki uçlardan birinci devreye bağlanmadığı zaman *reosta* olarak kullanılabilir.

Bataryalar

Joule yasasına göre herhangi bir iletken den akım geçtiği zaman elektrik enerjisi tüketilir. Basit d.a. doğru akım devrelerinde bu enerjinin kaynağı, akımın devamlılığını sağlamak için devreye verilmesi gereken enerjiyi sağlayan elemanlar çoğu kez kimyasal *bataryalardır*. D.a. elektrik gücünün başka kaynakları bir sonraki bölümde incelenmiştir. Bir bataryada kimyasal enerji elektrik enerjisine dönüştürülür ve kimyasal tepkimeler bataryanın uçları arasında, akım olsa da olmasa da, gerilim farkı oluşturur. Bu gerilim farkına, Ohm yasasına göre bir direncin uçları arasındaki gerilim farkından ayırmak için, *elektromotor kuvvet, emk*, denir. Bir batarya bir devrede akımın devamlılığını sağlamak için gerekli enerjiyi sağlamaya devam ettiğinden kimyasal bileşimler sonunda azalır, bu durumda batarya *boşalmıştır* denir. Bataryanın kimyasal özelliğine bağlı olarak *yüklenmesi* mümkün olabilir, yani iç emk'ine ters yönde bir akım geçirerek başlangıçtaki kimyasal bileşimine getirilir. Devre çizimlerinde bataryanın gösterimi Şek. 1—3 de gösterildiği gibi bir kısa kalın çizgiye paralel uzun bir çizgi ile yapılır. Açık olarak işaretlenmese bile uzun çizginin iç emk'nin yüksek yahut pozitif ucu gösterdiği varsayılır. İç emk bir gerilim farkı olduğundan birimi voltur.



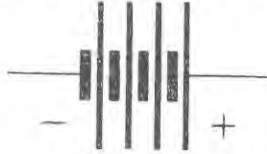
Şekil 1-3. Bataryanın gösterimi.

Karbon-çinko kutuplu bataryalar şimdiye dek en çok kullanılan en ucuz elektrik enerji kaynağıdır. Bunlara adet olduğu üzere *kuru pil* denmesine rağmen gerçekte çinko ve karbon elektrotlar arasında, çinko klorür, amonyum klorür ve mangan dioksitten oluşan nemli hamurun (*elektrolit*) yerleştirilmesiyle meydana gelir. Çinko ve karbon elektrotlar bataryanın uçlarını oluştururlar. Böyle bir pilin çalışması kısaca şöyle olmaktadır. Çinko elektrotta çinko atomları çözeltide iki yüklü çinko iyonları biçiminde çözülürler. Her çinko atomu geride iki elektron bıraktığından çinko elektrot negatif yüklenir. Kar-

bon elektrotta, amonyum iyonları manganez dioksitle tepkime yaparak karbondan elektronları çeker ve böylece karbon pozitif yüklenir. Eğer negatif çinko elektrot bir dış devre ile pozitif karbon elektroda bağlanırsa elektronlar kimyasal tepkimeyi tamamlamak için elektrotlar arasında akar.

Kimyasal tepkimenin devam etmesi için çinko iyonları negatif elektrottan ve pozitif uca yakın tepkime ürünlerine de aynı biçimde karbon elektrottan uzaklaşmalıdırlar. Böylece elektrolitte hareket eden iyonlar aracılığıyla batarya içinde yük taşınır ve bu kimyasal tepkimenin devamındaki güçlük iç direnç olarak bilinir. İç dirençteki akım bataryanın uçları arasındaki gerilimi azaltan bir etki yapar. Kuru pilin uçları arasındaki gerilim iç direnç arttıkça (manganeze dioksit tükendiğinden) yavaş yavaş azalır ve sonunda iç direnç öyle büyür ki batarya artık kullanılmaz olur.

Eğer kuru pil tamamen boşalmadan önce bir süre kullanılmadan bırakılırsa iyonların içteki diffüzyonundan ötürü iç direnç yavaş yavaş azalır. Öte yandan eğer bir kuru pil genişletilen periyodlarla (bir yıldan çok) kullanılmazsa iç iyonik diffüzyon iç direnci öyle artırır ki hiç kullanılmasa bile pil çalışmaz olur. Taze hazırlanmış bir kuru pilin emk'i 1,5 V olur. Daha yüksek gerilimler pilleri birbirine seri bağlamakla (Şek. 1-4) elde edilir ve aslında *batarya* sözcüğü böyle toplulukları belirtmek için ortaya konmuştur. Uygulamada en çok 1,5; 9; 22,5; 45; 67,5 ve 90 voltluk kuru pil bataryaları kullanılır.



Şekil 1-4. Dört bataryanın seri olarak bağlanması.

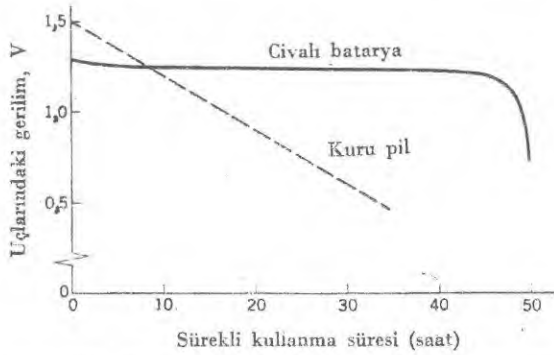
Otomobillerde kullanılan kurşun-asitli bataryalar aralıklı olarak doldurulabilen bataryalara örnektir. Tam doldurulmuş böyle bir bataryanın pozitif elektrodu metalik kurşun ızgara üzerine kaplanmış kurşun dioksit gözenekli kaplamadır. Negatif elektrot metalik kurşundur ve iki elektrot da yoğunluğu 1,3 yakın olan sülfirik asit elektrolitin içine daldırılmışlardır. Boşalma sırasında kurşun dioksit kurşun sülfata çevrilir ve bu kötü eriyebilen sıvı pozitif levhaya yapışır. Bu tepkime, elektrottan elektron çekerek onu pozitif yükler. Negatif elektrotta çözeltideki sülfat iyonları kurşun sülfat oluşturur ve elektronları bırakır. Gene kurşun sülfat elektroda yapışır ve boşalmada her iki elektrot hemen hemen tümüyle kurşun sülfata dönüşür. Boşalma sırasında çözeltide sülfat iyonlarının kaybolması özgül ağırlığı 1,16 ya düşürür, bu durum bataryanın elektrolitinin yoğunluğu ölçülerek belirlenebilir.

Bu kimyasal tepkimeler kolayca tersinir yapılabilir ve pozitif uca doğru olan bir akım, elektrotları başlangıçtaki kimyasal bileşimlerine çevirecek bi-

çimde etki eder. Doldurma elektrik enerjisini tazelemek için gereklidir, sonra bu enerjiyi boşalma sırasında batarya geri verir. Bunlarla birlikte kurşun asitli bataryasının iç direnci çok küçüktür ve kısa süreler için batarya birkaç yüz amper akım verebilme yeteneğindedir.

Tam dolu bir pilin emk yaklaşık 2,1 V ve ticari olarak bulunabilen bataryaların emk leri 6, 12, ve 24 V tur. Çalıştırılmayan bir bataryayı tam dolu tutmak önemlidir, aksi halde elektrotlar yavaş yavaş sülfata dönüşür ve yüklenen akımla başlangıçtaki gerçek kimyasal bileşimlerine döndürülemezler. Bu durumda bataryanın elektrik enerji sığası azalır.

Yakın zamanlarda geliştirilen *civalı bataryanın* boşalma sırasında emk'i çok değişmez. Bu demektirki uçlar arasındaki gerilim pilin yararlı olduğu ömrü boyunca sabit kalmaktadır. Batarya bittiğinde gerilim, Şek. 1-5 de açıklandığı gibi hemen birden azalır. Civalı bataryaların sabit-gerilim belirtgen-



Şekil 1-5. Karbon-çinko bataryasının boşalma eğrisinin civalı bataryamunki ile karşılaştırılması.

leri devrelerin düzenli çalışmasının batarya gerilimine kritik biçimde bağlı olduğu elektronik uygulamalarda önemlidir. Bu durumlara vakum tüb ve transistör devrelerinde rastlanmaz. Bununla birlikte civalı bataryanın sabit-gerilim özelliği elektriksel ölçü devrelerinde yararlı bir gerilim standartıdır. Civalı bataryanın bir elektrodunda cıva-çinko karışımı ve öteki elektrodunda cıva oksit ve karbon karışımı vardır. Elektrotlarındaki kimyasal tepkimeler kuru pildekini andırır ve uçları arasındaki gerilim farkı 1,35 V dur.

Son zamanlarda geliştirilen batarya çeşitleri *alkali* ve *nikel-kadmiyumlu* bataryalardır. Alkali batarya kimyasal olarak kuru pile oldukça benzer fakat elektrotları arasında kuvvetli baz olan bir elektrolit bulunur. Bu ve düzeltilmiş elektrot yapısı iç direncini azaltır, enerji yeteneğini ve rafların ömrünü artırır. Nikel-kadmiyumlu batarya kurşunlu batarya gibi aralıksız olarak doldurulabilir fakat tamamen kapalıdır, çünkü doldurma sırasında çıkan gazlar büyük gaz basıncı oluşmasına engel olacak biçimde kendi kendini düzen-

leyici bir mekanizma olarak davranır. Bu özellik ve sıvı elektrolitin bulunmaması bu bataryanın fiyatının yüksek olmasını telafi eder. Seçkin modern bataryalar Şek. 1-6 da açıklanmıştır.



Şekil 1-6. Seçkin modern bataryalar (Union carbide Co.)

BASİT DEVRELER

Seri devreler

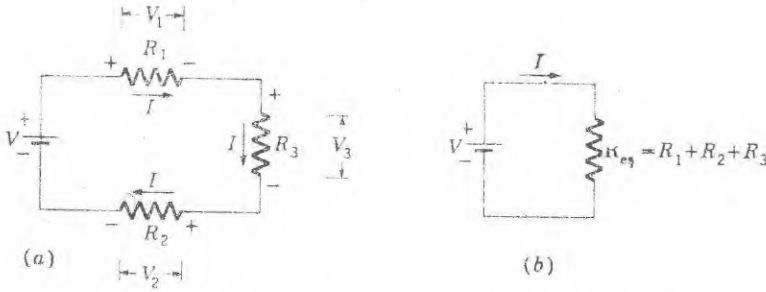
Dirençler gibi çeşitli elektriksel devre bileşenleri, her birinden geçen akım aynı olacak biçimde bağlanmışlarsa bu bileşenlerin *seri* bir devre olduğu söylenir. Şek. 1-7 a da gösterilen bir batarya ve üç dirençten oluşan seri basit devreyi gözönüne alalım. I akımı her bir direncin uçları arasında Ohm yasası ile verilen bir gerilim farkına neden olur. Yani,

$$V_1 = R_1 I \quad V_2 = R_2 I \quad \text{ve} \quad V_3 = R_3 I \quad (1-7)$$

dir ve gerilimlerin toplamının bataryanın emk'ine eşit olduğu kuşku götürmez yani

$$V = V_1 + V_2 + V_3 \quad (1-8)$$

dir. Denklem (1-8) elektronik devrelerinin bir ilkesinin basit bir örneğidir ve



Şekil 1-7. (a) basit bir seri devre ve (b) bunun eşdeğeri.

bundan sonraki kesimde ayrıntılarıyla incelenmiştir. Bu denklem herhangi bir tam devrede gerilim farklarının cebirsel toplamının sıfıra eşit olduğunu söylemektedir. Dirençlerin uçları arasındaki gerilim farkının işareti ile emk kaynağının farkına dikkat ediniz; bir dirence akım pozitif ucundan girer, emk kaynağına ise negatif ucundan girer. Gerilim direnç üzerinde akım yönünde azaldığından gerilim farkına genel olarak direnç üzerinde IR gerilim düşmesi denir.

Eğer Dek. (1—7) deki IR gerilim düşmeleri Denk. (1—8) de yerine konursa, sonuç

$$V = IR_1 + IR_2 + IR_3 = I (R_1 + R_2 + R_3)$$

olur. Böylece seri devredeki akım,

$$I = \frac{V}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{V}{R_{es}} \quad (1-9)$$

olur. Burada eşdeğer direnç R_{es} ,

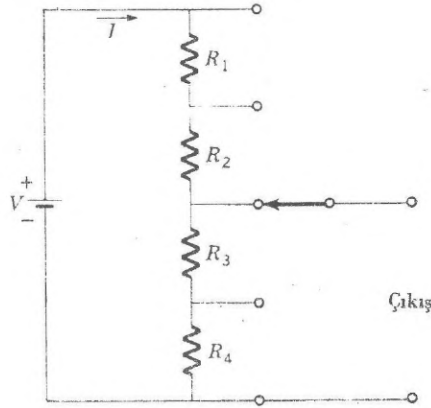
$$R_{es} = R_1 + R_2 + R_3 \quad (1-10)$$

olarak tanımlanır. Buna göre herhangi bir sayıda seri bağlı dirençlerin eşdeğer direnci bunların bireysel dirençleri toplamına eşittir. Sadece akım gözönüne alındığında bir tek direnç, R_{es} içine alan Şek. 1—7b deki devre üç dirençli olan Şek. 1—7a ya eşdeğerdir.

Dirençlerin seri bağlanmasına dayanan kullanışlı bir devre Şek. 1-8 de gösterilen *gerilim bölücü*dir. Bu devrede bir çift direnç arasındaki değme noktası *çok-uçlu* bir seçici anahtarın ucuna bağlanmıştır. Anahtarı çeşitli konumlara getirmek suretiyle batarya geriliminin, V , çeşitli kesirlerini çıkıştan almak mümkündür. Gerilimin uçlardaki dağılımı dirençlerin değerlerine bağlıdır. Kuşkusuz, eğer seri dirençler yerine bir gerilim bölücü konulursa çıkış gerilimi V nin istenilen herhangi bir kesrine ayarlanabilir. Bu, radyo ve televizyon alıcılarında ses kontrolü ilkesidir.

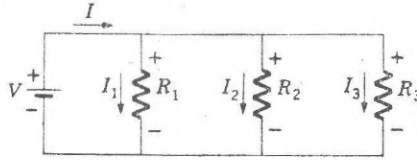
Paralel devreler

Direnç v.b. elektrik bileşenleri bağlamanın başka bir yolu Şek. 1-9 da gösterilmiştir. Burada her direnç üzerindeki gerilim farkı eşittir ve bu çeşit bağlamaya



Şekil 1-8. Gerilim bölücü devre.

paralel devre denir. Her dirençteki akım Ohm yasası ile verilir, yani



Şekil 1-9. Paralel bağlı dirençler.

$$I_1 = \frac{V}{R_1} \quad I_2 = \frac{V}{R_2} \quad \text{ve} \quad I_3 = \frac{V}{R_3} \quad (1-11)$$

dır. Bu durumda akımların toplamı batarya akımına eşittir, yani

$$I = I_1 + I_2 + I_3 \quad (1-12)$$

dir. Denklem. (1-11) deki akımları yerlerine koyarsak bu,

$$I = \frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_2} + \frac{V}{R_3} = V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \quad (1-13)$$

olur. Şimdi paralel dirençlerin eşdeğerini bulmak için $R_{eş}$ tanımlanır ve Ohm yasası kullanılırsa

$$V = I R_{eş} \quad (1-14)$$

yazılır. Denklem. (1-14), Denk. (1-13) de yerine konarak

$$I = \frac{V}{R_{eş}} = V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \quad (1-15)$$

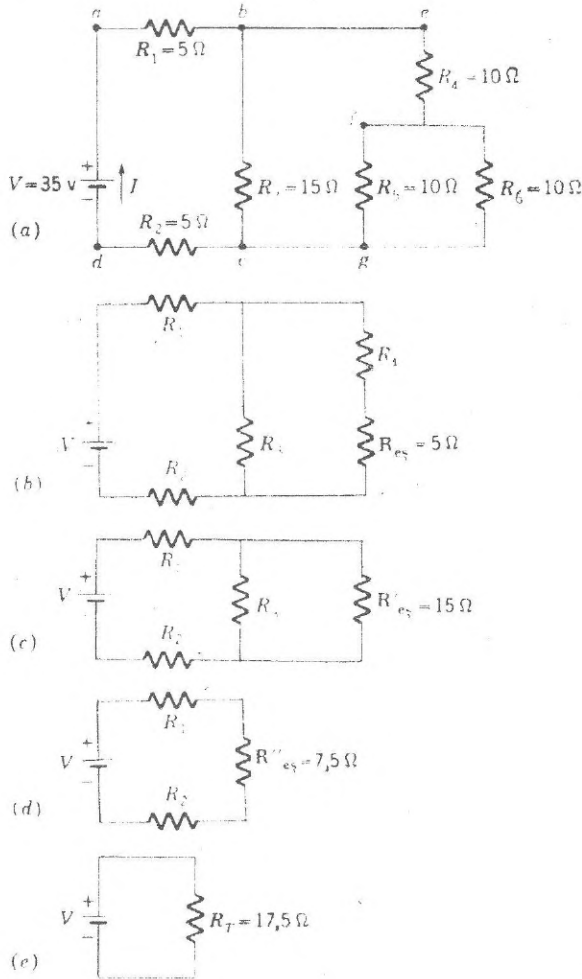
elde edilir. Öyleyse

$$\frac{1}{R_{eş}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad (1-16)$$

dir ve bu bağıntı herhangi sayıda paralel bağlı dirençlerin eşdeğerinin tersinin dirençlerin tersleri toplamına eşit olduğunu anlatmaktadır.

Şebekeler

Seri ve paralel dirençlerin karışık bağlı olan devreleri Denk. (1-10) ve Denk. (1-16) nın arka arkaya uygulanmasıyla çözümlenebilir. Örneğin Şek.1-10 a da görülen şebekeyi gözönüne alınız. Dirençlerin değerleri çizimde yazılmıştır. Her biri $10\ \Omega$ olan R_5 ve R_6 paralel bileşimi yerine $5\ \Omega$ konabilir, çünkü Denk. (1-16) ya göre



Şekil 1-10. Seri ve paralel bağlı şebekenin indirgenmesi.

$$\frac{1}{R_{e\phi}} = \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} = \frac{2}{10}$$

$$R_{e\phi} = 5 \Omega \quad (1-17)$$

dur. Bundan ötürü devre Şek. 1-10b deki duruma indirgenir. Sonra $R_{e\phi}$ ile R_4 ($= 10\Omega$) un bileşimi Denk. (1-10) a göre

$$R'_{e\phi} = R_{e\phi} + R_4 = 5 + 10 = 15 \Omega \quad (1-18)$$

olur ve şimdi devre, Şek. 1-10c deki gibidir. $R'_{e\phi}$ ve R_3 paraleldir öyleyse onların eşdeğeri

$$R''_{e\phi} = \frac{R'_{e\phi} R_3}{R'_{e\phi} + R_3} = \frac{15 \times 15}{15 + 15} = \frac{225}{30} = 7,5 \Omega \quad (1-19)$$

dur. Son olarak $R''_{e\phi}$, R_1 ve R_2 nin seri bağlı durumu

$$R_T = R''_{e\phi} + R_1 + R_2 = 7,5 + 5 + 5 = 17,5 \Omega \quad (1-20)$$

biçiminde toplanır ve Şek. 1-10a daki tüm şebeke yerine Şek. 1-10e deki basit eşdeğeri konulabilir, buradaki R_T tüm devrenin direncini göstermektedir. Bataryadaki akım ise

$$I = \frac{V}{R_T} = \frac{35}{17,5} = 2A \quad (1-21)$$

dir. Şimdi R_3 direncindeki I_3 akımının hesaplanmasının istendiğini varsayalım. Bu, önce devre çiziminde b ve c noktaları arasındaki V_3 gerilim farkını hesaplayarak yapılır. R_1 üzerinde IR_1 düşmesi $IR_1 = 2 \times 5 = 10$ V tur ve aynı IR düşmesi R_2 de de vardır. Denklem (1-8) e göre

$$V = V_1 + V_2 + V_3 \quad (1-22)$$

dir. Buradan

$$V_3 = V - V_1 - V_2 = 35 - 10 - 10 = 15 \text{ V} \quad (1-23)$$

tur ve öyleyse R_3 deki akım,

$$I_3 = \frac{V_3}{R_3} = \frac{15}{15} = 1 \text{ A} \quad (1-24)$$

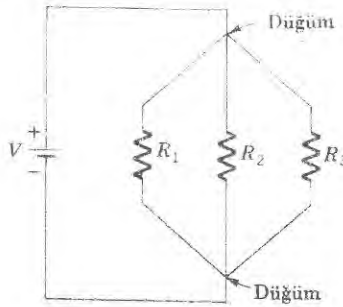
dir. Benzer düşünceleri uygulayarak her dirençteki akımı bulmak mümkündür.

DEVRE ÇÖZÜMLENMESİ

Kirchhoff Kuralları

Elektronikte önemli şebekelerin çoğunu basit seri ve paralel bileşenlere indirmek mümkün olmadığından daha kuvvetli analitik metodlar kullanılmalıdır. Denklem (1-8) ve (1-12) nin genişletilen iki basit ilkesi bu konuda en

yararlı olan ve *Kirchhoff kuralları* olarak bilinen kurallardır. Önce Şek. 1-9'daki basit paralel devreyi gözönünde alalım, bu devre Şek. 1-11'de devrenin *dallanma* yani *düğüm* noktalarını göstermek için yeniden çizilmiştir. *Düğüm* noktası üç (veya daha çok) iletkenin birleştiği noktadır. Birinci Kirchhoff kuralı herhangi bir *düğüm* noktasında akımların cebirsel toplamının sıfır olduğunu ifade eder. Gösterim olarak bu,



Şekil 1-11 Paralel basit bir devrede düğüm noktaları.

$$\Sigma I = 0 \quad (1-25)$$

dır. Denklem (1-25) aslında akımın sürekliliğini açıklayan bir ifadedir, aynı zamanda bu çeşitli elektrik yükü korunumunun sonucu olarak da bakılabilir.

Kirchhoff'un ikinci kuralı Şek. 1-10a'da I_3 akımını Denk. (1-25) i kullanarak hesaplarken tam olarak kullanılmıştır. Bu kural bir devrenin herhangi bir tam ilmeği boyunca gerilim farkları toplamının sıfır olduğunu ifade eder. Gösterim olarak,

$$\Sigma V = 0 \quad (1-26)$$

dır. Bir şebeke ilmeği Şek. 1-10a'da gösterilen *abcd*a gibi başlangıç noktasına dönen bir yol olarak anlaşılır. Aynı şebekede başka tam ilmek örnekleri *befgcb* ve *daefgd* dir. Denklem (1-26) enerjisinin korunumunun bir sonucudur.

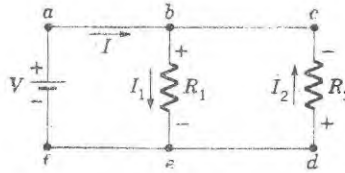
Kirchhoff kurallarını herhangi bir şebekeye uygularken ilk adım şebekede her direnç üzerinde herhangi yönlerde akımların geçtiğinin işaretlenmesidir. Sonra devre çiziminde her direnç üzerindeki gerilim farkının işareti daha önce söylediğimiz anlaşmaya yani akımın dirence pozitif ucundan girdiği anlaşmasına dayanarak işaretlenir. Devredeki *emk* kaynaklarının işaretleri devre çiziminde önceden belirtilmiştir. Bundan sonra Kirchhoff kuralları devrenin çeşitli düğüm noktalarına ve ilmeklere bilinmeyen tüm akımları çözmeye yetecek kadar denklem yazmak üzere uygulanır.

Eğer bir şebekede m düğüm ve n bilinmeyen varsa Denk. (1-25) den $m-1$ tane bağımsız denklem yazılabilir. Aynı biçimde Denk. (1-26) dan türetilen $n-(m-1) = n-m+1$ tane bağımsız denklem yazılabilir. Böylece Kirchhoff kurallarının herhangi bir şebekeye uygulanmasıyla elde edilen bağımsız denklem-

lerin sayısı $(m-1) + n - (m-1) = n$ dir. Bu da bilinmeyen akımların sayısına eşit olduğundan şebeke çözümü tamamiyle yapılmış olur. Genel olarak gerekli olandan daha çok sayıda düğüm ve ilmek denklemi yazmak mümkündür fakat bunlardan sadece n tanesi birbirinden bağımsızdır.

Bu bağımsız denklemlerin çözümü çoğu kez negatif akım değerleri verir. Bu da denklemleri yazmadan önce işaretlenen akım yönlerinin doğru olmadığını ve gerçekte bu akım yönlerinin ters seçilmesi gerektiğini anlatır. Öyleyse önceden gerçek akım yönünü bilmeye gerek yoktur. Çeşitli akımlar hesaplandıktan sonra devrenin herhangi bir kesiminde IR düşmeleri Ohm yasası kullanılarak bulunur.

Kirchhoff kurallarını şebekeye uygulama tekniği birkaç örnekle en iyi biçimde açıklanır. Önce Şek. 1-12 deki paralel basit direnç devresini dikkate alalım. Her dirençteki akım yönleri keyfi olarak seçilmiş ve IR düşmeleri de bu belirtilen yönlerle göre işaretlenmiştir. Bu devrede yalnız iki düğüm vardır ve birisi b de öteki e dedir. Bundan ötürü sadece $2-1 = 1$ tane bağımsız düğüm denklemi vardır. b ile işaretlenen dallanma noktasını gözönüne alırsak Denk. (1-25) den,



Şekil 1-12.

$$I - I_1 + I_2 = 0 \quad (1-27)$$

yazılır. e ile işaretlenen dallanma noktasında akım denklemi

$$-I + I_1 - I_2 = 0 \quad (1-28)$$

dır. Görüldüğü üzere Denk. (1-28) Denk. (1-27) nin negatif işaretlisidir ve bundan ötürü bunlar bağımsız değildirler. Bu denklemlerden biri şebeke çözümünde kullanılabilir.

Şimdi $abef$ ilmeğini gözönüne alalım. Denklem (1-26) ya göre

$$V - I_1 R_1 = 0 \quad (1-29)$$

yazılır. Aynı biçimde $abcd$ ilmeği boyunca

$$V + I_2 R_2 = 0 \quad (1-30)$$

dir. Bilinmiyen üç tane akım olduğuna göre $3-2+1 = 2$ tane bağımsız ilmek denklemi olmalıdır. Bunlar Denk. (1-29) ve (1-30) dur. Bununla birlikte bcd ilmeği boyunca

$$I_1 R_1 + I_2 R_2 = 0 \quad (1-31)$$

dir, ama Denk. (1—30) dan Denk. (1—29) çıkarıldığında Denk. (1—31) elde edildiğinden bu bağımsız bir bağıntı değildir. Öyleyse bu üç ilmek denklemi bağımsız değildir ve herhangi ikisi şebeke çözümünde kullanılabilir.

Bilinmiyen üç akımı bulmak için Denk. (1—27), (1—29) ve (1—31) i bağımsız denklemler olarak seçelim. Çözüm önce Denk. (1—29) dan I_1 i,

$$I_1 = \frac{V}{R_1} \quad (1-32)$$

bulmakla başılır. Sonra Denk. (1—31) den,

$$I_2 = - \frac{I_1 R_1}{R_2} \quad (1-33)$$

bulunur. (1—33) denklemi (1—27) de yerine konarak

$$I - I_1 - \frac{I_1 R_1}{R_2} = 0 \quad (1-34)$$

yazılır. Burada I_1 yerine (1—32) deki ifadesi konursa

$$I - \frac{V}{R_1} - \frac{VR_1}{R_1 R_2} = I - V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = 0 \quad (1-35)$$

olur. Öyleyse akım,

$$I = V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (1-36)$$

dir. Bu sonuç paralel dirençler dikkate alınarak ulaşılan çözüme yani Denk. (1—33) e eşdeğerdir.

Son olarak I_1 Denk. (1—33) de yerine konarak

$$I_2 = - \frac{VR_1}{R_1 R_2} \quad (1-37)$$

veya

$$I_1 = - \frac{V}{R_2} \quad (1-38)$$

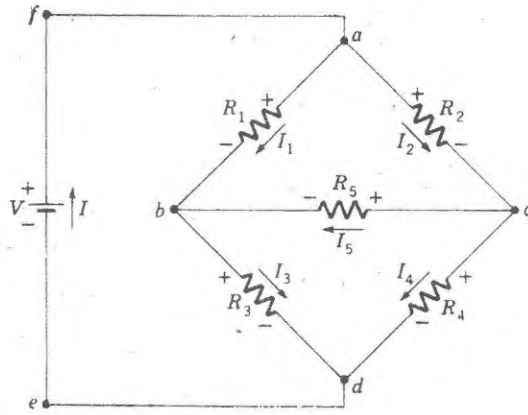
bulunur. Denklem (1—38) deki eksi işaretine göre bu akımın yönü Şek. (1—12) de gösterilen yöne zıttır. Bunun sonucu olarak R_2 üzerindeki IR düşmesi devre çiziminde gösterilenle ters işarettedir.

Daha karışık şebekeler için üçten çok eşitlik yazmak gerekir ve çoğu kez denklemlerin çözülmesi için determinant yöntemi kullanılır. Bu teknik bundan sonraki kesimde açıklanacaktır ve hepsini bulma yerine sadece ilgilenilen akımları bulmayı sağlama üstünlüğü vardır. Çoğu kez bir devrede akımlardan

sadece bir veya ikisi de doğrudan ilgilendir, bu durumda bütün bilinmeyenlerin bulunması gereksizdir.

Wheatstone Köprüsü

Bu kesimde Kirchhoff kuralları Şek. 1—13 de gösterilen *Wheatstone köprüsünü* çözümlmek için kullanılmıştır. Bu son derece önemli devre 1843 de Charles Wheatstone tarafından geliştirilmiş ve bilinmeyen dirençlerin değerlerini bulmak için geniş biçimde kullanılmıştır. Bu devrenin kullanılma yöntemi devreyi çözümlererek anlaşılabilir. Kirchhoff kuralına göre *a*, *b* ve *d* dallanma noktalarında



Şekil 1-13. Wheatstone köprüsü.

$$\begin{aligned} I - I_2 - I_1 &= 0 \\ I_1 - I_3 + I_5 &= 0 \\ I_3 + I_4 - I &= 0 \end{aligned} \quad (1-39)$$

yazılır. Wheatstone köprüsünde dört dallanma noktası olduğundan bu üç bağımsız akım denklemi yeterlidir ve bundan ötürü *c* noktası için yazılabilecek dördüncü denklem kullanılmamıştır.

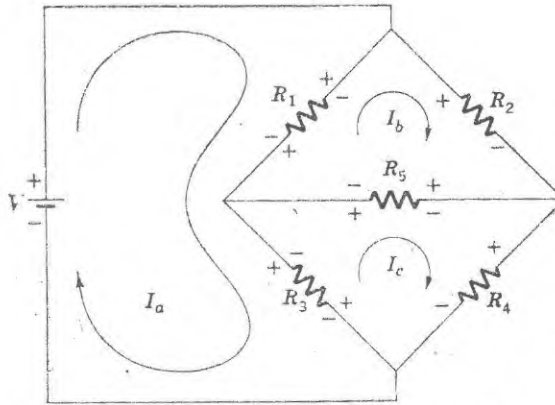
Kirchhoff kuralı *abdefa*, *acba* ve *bcdb* ilmeklerine uygulanırsa,

$$\begin{aligned} -I_1 R_1 - I_3 R_3 + V &= 0 \\ -I_2 R_2 - I_5 R_5 + I_1 R_1 &= 0 \\ I_5 R_5 - I_4 R_4 + I_3 R_3 &= 0 \end{aligned} \quad (1-40)$$

yazılır. Her ilmek boyunca yazılan çeşitli *IR* düşmelerinin işaretlenen kutuplarına dikkat ediniz. Altı tane bilinmeyen akım olduğundan, $6 - 4 + 1 = 3$ tane ilmek denklemi gerekir ve fazladan yazılanlar gereksizdir.

Denklem (1—39) ve (1—40) altı bilinmeyenli altı denklemdir. Öyleyse bu denklemlerin çözümüne determinant yöntemi uygulandığında her akımı hesaplamak için altıncı mertebeden iki determinantın değerini bulmak gerekir. Tüm çözüm için ise bu biçimde yedi farklı determinant hesabı gerekmektedir. Altıncı mertebeden bir determinantın değerinin bulunması kolaydır ve son değeri bulmadan önce mertebeyi indirmek için bir sıra kolaylıklar vardır ama yedi tane altıncı mertebeden determinantın çözümü oldukça iş ister. Bundan ötürü Denk. (1—39) ve (1—40) ın çözümünün ilke olarak başarılmasına rağmen başka yöntemler aramak yararlıdır.

Karışık devrelerin çözümü çoğu kez *ilmek akımlarının* kullanılması ile basitleştirilebilir. James Clerk Maxwell'in onurlandırılması için *Maxwell yöntemi* olarak bilinen bu teknik gerçekte Kirchhoff kurallarının ikisini aynı zamanda uygulayıp gerekli denklemlerin sayısını azaltmaktadır. İlmek akımları, Şek. 1-14 deki Wheatstone köprüsünde açıklanan üç akım gibi çizilir. Akım yönlerine göre *IR* düşmelerinin işaretleri belirtildikten sonra bilinen gerilim denklemleri her ilmek için yazılır. Böylece Şekil 1-14 e bakarak



Şekil 1-14. Wheatstone Köprüsünün ilmek yöntemiyle çözümü.

$$\begin{aligned} V - R_1(I_a - I_b) - R_3(I_a - I_c) &= 0 \\ -R_2I_b - R_5(I_b - I_c) + R_1(I_a - I_b) &= 0 \\ R_3(I_c - I_a) + R_5(I_c - I_b) + R_4I_c &= 0 \end{aligned} \quad (1-41)$$

yazılır. Burada gene *IR* düşmelerinin ve akım yönlerinin işaretlerine dikkat ediniz. Bu denklemler düzenlenirse

$$\begin{aligned} -(R_1 + R_3)I_a + R_1I_b + R_3I_c &= -V \\ R_1I_a - (R_1 + R_2 + R_5)I_b + R_5I_c &= 0 \\ -R_3I_a - R_5I_b + (R_3 + R_4 + R_5)I_c &= 0 \end{aligned} \quad (1-42)$$

olur.

Denklem (1-42) nin herhangi bir akım ,diyelim I_b için çözümü determinantlar kullanılarak bulunur. Bunun için bir oran kurulur paydada akımların katsayılarından oluşan determinant, payda ise gene buna benzer bir determinant bulunur. Fakat bilinmeyen akımların katsayıları yerine eşitliklerin sağ tarafı konur. Yani I_b , için çözüm:

$$I_b = \frac{\begin{vmatrix} -(R_1+R_3) & -V & R_3 \\ R_1 & 0 & R_5 \\ -R_3 & 0 & R_3+R_4+R_5 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} -(R_1+R_3) & R_1 & R_3 \\ R_1 & -(R_1+R_2+R_5) & R_5 \\ -R_3 & -R_5 & R_3+R_4+R_5 \end{vmatrix}} = \frac{VR_5R_3 + VR_1(R_3+R_4+R_5)}{\Delta} \quad (1-43)$$

burada Δ paydadaki determinantın değerini gösteriyor. Aynı biçimde

$$I_c = \frac{\begin{vmatrix} -(R_1+R_3) & R_1 & -V \\ R_1 & -(R_1+R_2+R_5) & 0 \\ -R_3 & -R_5 & 0 \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{VR_1R_5 + VR_3(R_1+R_2+R_5)}{\Delta} \quad (1-44)$$

dir. Şimdi Şek. 1-13 de I_5 olarak gösterilen R_5 direncindeki akım

$$\begin{aligned} I_5 &= I_b - I_c \\ &= \frac{V}{\Delta} (R_5R_3 + R_1R_3 + R_1R_4 + R_1R_5 - R_1R_5 - R_1R_3 - R_2R_3 - R_5R_3) \\ &= \frac{V}{\Delta} (R_1R_4 - R_2R_3) \end{aligned} \quad (1-45)$$

Denklem (1-45) Wheatstone köprüsünün en önemli bağıntısıdır. Eğer

$$R_1R_4 = R_2R_3$$

veya

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1}{R_4} \quad (1-46)$$

ise o zaman I_5 akımı sıfırdır ve uygulanan gerilimden bağımsızdır. Eğer köprünün kollarındaki dirençlerin oranı Denk. (1-46) ya uyuyorsa köprü *dengelenmiştir* denir. Böylece örneğin eğer R_1 , R_2 ve R_3 bilinen dirençler ve I_5 sıfır ise R_4 ün değeri denge şartından yani Denk. (1-46) dan hemen hesaplanabilir.

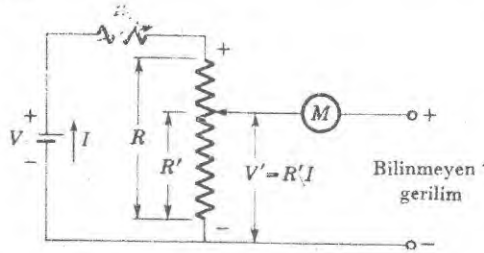
Wheatstone köprüsünün çok kullanılan bir çeşidinde R_1 ve R_2 dirençleri bir anahtarı R_2/R_1 oranını onluk olarak verecek biçimde bağlanmıştır. R_3 ise sürekli değişebilen bir dirençtir. R_3 ü ayarlayarak köprü dengelendiğinde R_4

ün bilinmeyen değeri (R_2/R_1) R_3 dür. (R_2/R_1) in onluk değerleri 10^{-3} , 10^{-2} ve 10^{-1} den, 1, 10, 10^2 ve 10^3 arasında bulunabilir ve böylece oldukça geniş bir bölgede direnç değerleri ölçülebilir. Uygulamada dengeyi göstermesi için R_5 in yerine akım gösteren bir aygıt bağlanmıştır. Bu aygıtın ayar edilmesine ihtiyaç yoktur, çünkü bu aygıt sadece dengeyi yani akımın sıfır olduğunu göstermesi için kullanılır.

Denklem (1—45) bütün akımları çözmeden devre ile ilgili yararlı bilgi edinme durumuna bir örnektir. Çoğu kezilmek akımlarını sadece gerekli olan bir akım bulacak şekilde çizmek mümkündür. Herhangi bir devreyi en az gayretle çözümlmek için ilmek akımlarının seçme kolaylığı alışkanlıkla kazanılır.

Gerilim Bölücü Devresi

İki gerilim farkını karşılaştırmanın çok sağlıklı bir yolu *gerilim bölücü* devre kullanmaktır. Bu durumun basit bir açıklanması Şek. 1—15 den anlaşılır. Burada duyarlı değişen bir gerilim bölücü, değişken bir direnç ve bir batarya ile seri bağlıdır. Duyarlı direncin sürgülü ucu akım gösteren bir ölçü aleti ile dış devreye bağlıdır, direncin bir ucu da dış devrenin öteki ucuna bağlıdır. Değişken R_A direncini ayarlayarak özel bir $I = V / (R + R_A)$ değeri seçildiğini varsayalım. O zaman sürgünün böldüğü gerilim V' basit olarak IR' ye eşittir. Burada R' direncin son ucu ile sürgü arasındaki dirençtir. I ve R bilindiği için sürgünün konumu gerilim farkı birimi volt cinsinden ayar edilir. Eğer şimdi bilinmeyen bir gerilim, örneğin bir batarya, çıkış uçlarına bağlanırsa ve sürgü M ölçü aletinde akım sıfır oluncaya kadar ayarlanırsa bilinmeyen gerilimin değeri IR' olur.

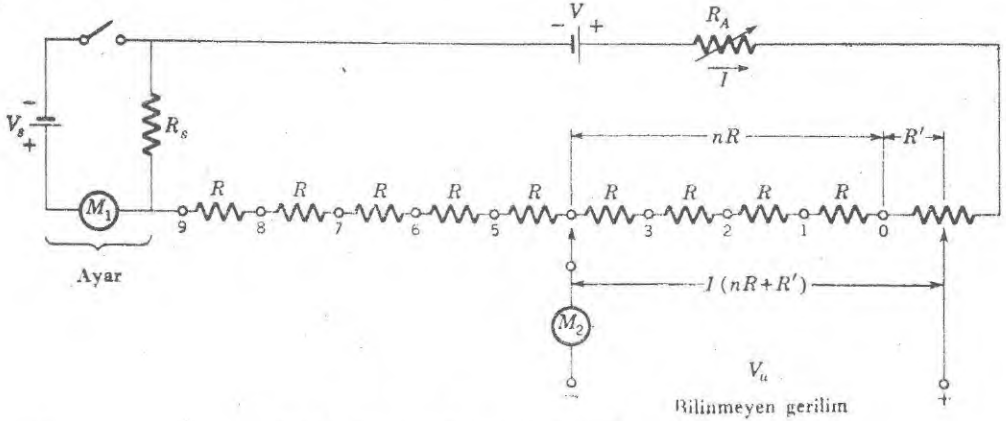


Şekil 1-15. Bilinmeyen bir gerilim farkını ölçmek için basit bir gerilim bölücü devresi.

Gerilim bölücü, karşılaştırma ile ölçü yapan bir aygıttır; yani bilinmeyen gerilim farkını standart bir bataryanın gerilimi cinsinden verir. Bunun nasıl başarıldığını görmek için Şek. 1—16 daki devreye bakınız. Burada V_s cıvalı batarya gibi standart bir bataryanın veya çoğu kez son derece kararlı bir emk'i olan *Weston pilinin* emk'dir. Şimdi R_A nın M_1 ölçü aygıtının gösterdiği akımı sıfır yapıncaya kadar ayarlandığını varsayalım. Bu,

$$IR_S = V_s \quad (1-47)$$

demektir. Bu devrede duyarlı değişken direnç her birinin değeri R olan dokuz tane özdeş seri direnç ve R' değişken direncinden oluşur. M_2 ölçü aletinin gösterdiği dış devre akımını çıkış uçlarına bağlı bilinmeyen V_u gerilim kaynağı ile ayarlanır. Bu iş anahtar ve sürgünün uygun konumları seçilerek yapılır. M_2 de akım sıfır olduğu zaman,



Şekil 1-16. Basit bir gerilim bölücü devresi.

$$V_u = I(nR + R') \quad (1-48)$$

olur. Burada n , seçici anahtarın çevrildiği konumun numarasıdır. I nm Denk. (1-47) deki değeri Denk. (1-48) de yerine konarak

$$V_u = V_s \frac{nR + R'}{R_s} \quad (1-49)$$

yazılır. Bu denkleme göre bilinmeyen gerilim standard emk ve gerilim bölücü devresinin direnci cinsinden bulunur. Ne I akımının, ne de batarya gerilimi V nin bilinmesine gerek olmadığına dikkat ediniz.

Gerilim bölücü devresinin doğruluğu dirençlerin sağlıklı yapısına ve değişken direnç üzerindeki sürgünün mekanik kararlılığına bağlıdır. Ölçümün doğruluğu, Şek. 1-16 de olduğu gibi sabit dirençleri bir anahtarla sürekli değişken dirençle birleştirmek suretiyle artırılır. Bu durum değişken direnç üzerinde gerilim düşmesi, diyelim Şek. 1-15 de, onda bir ise bundan ötürü sürgünün mekanik bozukluğu aynı çarpan kadar azaltılır.

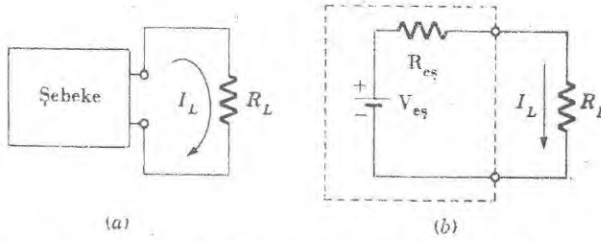
Gerilim bölücü devresinin en büyük özelliği denge durumunda devreden hiç bir akım akmamasıdır. Bu demektir ki bilinmeyen gerilim açık-devre şartları altında ölçülmektedir ve ölçü içteki IR düşmelerinden bozulmaz. Aslında ölçü aletinin sıfır gösterme uygunluğuna bağlı olarak küçük bir akım olabilir, bundan ötürü sıfır akımını minimum yapmak için çoğu kez uygun elektronik yükselteçler kullanılır.

EŞDEĞER DEVRELER

Thévenin Teoremi

Çoğu kez elektronik devrelerin çözümlenmesi devrenin hepsi veya bir kısmı yerine *eşdeğer devre* koyarak kolaylaştırılır. Belli amaçlar için eşdeğer devre, temel devre ile aynı özellikleri gösterir. Bu durum dirençlerin seri ve paralel bileşimleri ile ilgili olan bir örnek ile incelenmiştir. Orada akımı hesaplamak için dirençlerin tüm şebekesi yerine bir tek eşdeğer direnç yerleştirilmişti. Başka durumlarda, özellikle vakum tüplü ve transistörlü devrelerde eşdeğer devreler elektronik aygıtların davranışlarını göstermek için kullanılırlar.

En kullanışlı eşdeğer devrelerden biri *Thévenin teoreminin* sonucu olarak ortaya çıkmıştır. Bu teorem dirençler ve bataryalardan oluşan ve iki çıkış ucu olan şebekeler yerine Şek. 1—17 de açıklandığı gibi seri bağlı bir direnç ve bir bataryanın konulabileceğini ortaya koymaktadır. Thévenin eşdeğer devresi-



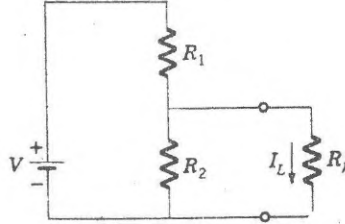
Şekil 1-17. (a) İki uçlu devre ve (b) Thévenin eşdeğer devresi.

nin biçimi şebekesinin başlı başına gerçek yerleşimini bilmeden V_{es} ve R_{es} niceliklerinin uygun değerlerinin nasıl bulunabileceğini göstermektedir. Eşdeğer emk, yükteki akım sıfır olduğu zaman çıkış uçlarındaki gerilim yani *açık-devre* gerilimidir. Eşdeğer direnç ise V_{es} in $R_L = 0$ olduğu yük akımına, yahut *kısa-devre* akımına oranıdır.

Yine R_{es} in, yük üzerindeki gerilimin V_{es} in yarısına eşit olduğu zamanki yük direncine eşit olduğuna dikkat ediniz. Bu tanım kısa-devre akımının kolaylıkla bulunabileceği durumlar için yararlıdır. Thévenin eşdeğer devresinin Şek. 1—17b deki biçimi R_{es} in V_{es} kısa devre olarak gözönüne alındığında şebekenin çıkış uçları arasındaki direnç olduğunu gösteriyor. R_{es} in çözümleme yoluyla bulunması şebekenin kurgusu bilindiği zaman yararlıdır, çünkü bu durumda sadece basit şebeke indirgenmeleri işe karışır. Eşdeğer emk² i ve eşdeğer iç direnci bulmak için bu değişik yöntemlerden hangisinin kullanılacağı sadece verilen herhangi bir durumda hangisinin kolay olacağına bağlıdır.

Örneğin Şek. 1-18 deki basit devrenin Thévenin eşdeğer devresini dikate alalım. Eşdeğer emk

$$V_{es} = \frac{VR_2}{R_1 + R_2} \quad (1-50)$$



Şekil 1-18.

dir. Bataryanın yerini kısa devre yaparsak uçlar arasındaki direnç R_1 ile R_2 nin paralel birleşimi olur. Buna göre,

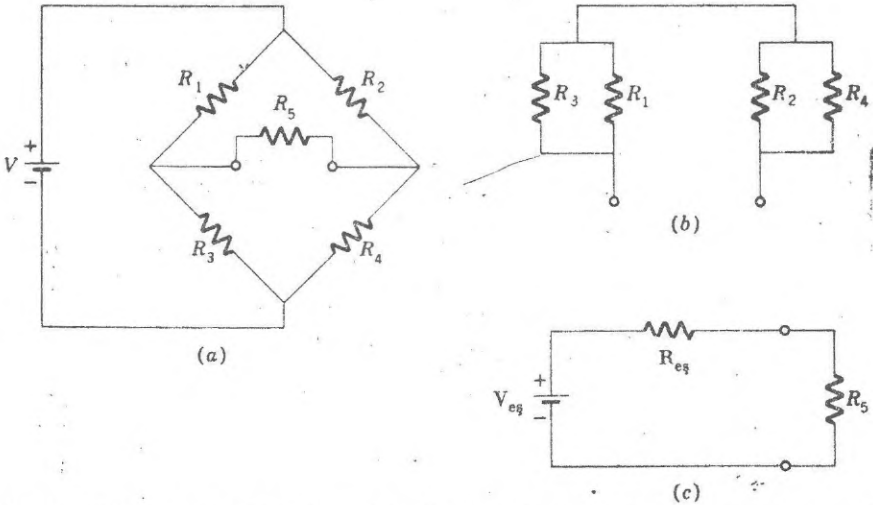
$$R_{es} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1-51)$$

olur. O zaman yük akımı,

$$I_L = \frac{V_{es}}{R_L + R_{es}} = \frac{VR_2}{R_1 R_2 + R_L(R_1 + R_2)} \quad (1-52)$$

olur. Denklem (1-52) nin sağ tarafı Şek. 1-18 deki devreden bulunabilir.

Eşdeğer devre yönteminin üstünlüğünü açıklamak için Şek. 1-19a daki Wheatstone köprüsünü gözönüne alınız. R_5 'deki akım devrenin geri kalanının yerine Thévenin eşdeğerini koyarak çözülür. Sonra batarya yerine bir



Şekil 1-19. (a) Wheatstone köprüsü devresi; (b) R_{es} 'i hesaplamak için bataryayı kısa devre yaptıktan sonraki durumu; (c) Thévenin eşdeğer devresi.

kısa devrenin konması R_3 ü R_1 ile paralel duruma getirir, bunlar da Şek. 1—19c de açıklandığı üzere çıkış uçlarında paralel duruma gelen R_2 ve R_4 ile seri bağli olur. Bundan ötürü Şek. 1—19 c deki eşdeğer devrede

$$R_{eş} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \quad (1-53)$$

dir. Çıkış uçlarındaki gerilim R_1 ve R_3 ün değme noktası ile R_2 ve R_4 ün değme noktası arasındaki gerilim farkıdır. Bu gerilim farkı R_2 üzerindeki IR gerilim düşmesinden R_1 üzerindeki IR gerilim düşmesi çıkarılarak bulunur. Öyleyse eşdeğer batarya,

$$V_{eş} = \frac{VR_1}{R_1 + R_3} - \frac{VR_2}{R_2 + R_4} \quad (1-54)$$

dir. Sonuç olarak Şek. 1—19c deki eşdeğer devreye göre R_5 deki akım,

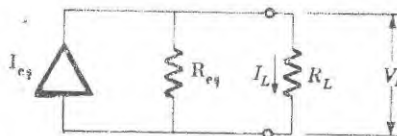
$$I_5 = \frac{V_{eş}}{R_{eş} + R_5} \quad (1-55)$$

olur. Bu sonucun elde edilmesindeki kolaylık ve çabukluk, Kirchhoff kurallarının uygulanmasındaki durumla karşılaştırılmalıdır. Denklem (1-46) daki denge şartının Denk. (1-54) ve (1-55) den hemen ortaya çıktığına dikkat ediniz, çünkü denge durumunda $I_5 = 0$ dır.

Norton Teoremi

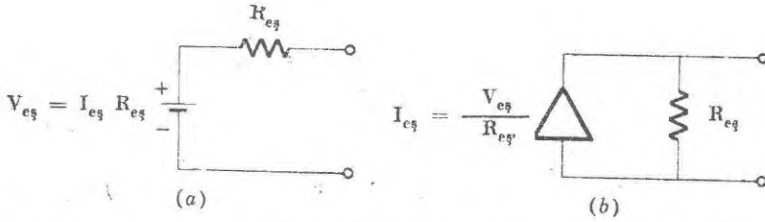
Emk kaynaklarından çok akım kaynaklarıyla ilgilenilen, örneğin, transistör devrelerinde yararlı ikinci bir eşdeğer devre biçimi, *Norton teoremi* ile verilir. Norton teoremi bataryalar ve dirençlerden oluşan ve iki çıkış ucu olan herhangi bir şebekenin yerine bir akım kaynağı $I_{eş}$ ve bir eşdeğer direncin, $R_{eş}$, paralel bağli bileşiminin konulabileceğini söyler. Akım kaynağı $I_{eş}$ kısa devre edilmiş çıkış uçlarındaki akım ve $R_{eş}$ ise Thévenin teoremindeki eşdeğer direncin aynıdır.

Norton eşdeğer devresi Şek. 1-20 de gösterilmiştir. Buradaki üçgen akım kaynağı $I_{eş}$ i göstermektedir. Bir bataryanın akım kaynağı olarak davrandığı gibi davranacak hiç bir basit elektrik bileşen akım kaynağı olarak davranmaz. Bununla birlikte devre çözümlenmesinde akım kaynağı düşüncesi çok yararlı bir kavramdır.



Şekil 1-20. Norton eşdeğer devresi.

Herhangi bir devreyi ya Thévenin ya da Norton eşdeğer devrelerinden biri ile temsil etmek mümkün olduğundan bir eşdeğer devre biçiminden ötekine çevirme mümkündür. Şek. 1-21a ve b den yük üzerindeki kısa devre akımı Thévenin eşdeğer devresi için $V_{eş}/R_{eş}$ dir ve Norton eşdeğer devresindeki $I_{eş}$ e eşittir. İki devrenin aynı şebekeyi göstermesi için



Şekil 1-21. (a) Thévenin eşdeğer devresi ve (b) Norton eşdeğer devresi arasındaki bağlantı.

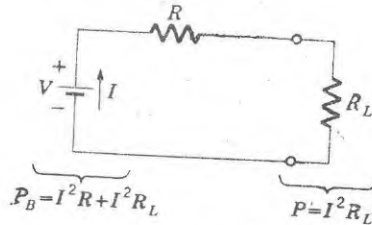
$$I_{eş} = \frac{V_{eş}}{R_{eş}} \quad (1-56)$$

eşitliği sağlanmalıdır. Öyleyse bir eşdeğer devreyi ötekine çevirmek basit bir iştir. Verilen herhangi bir şebekenin hangi devre ile gösterileceği tamamen bir seçim ve uygunluk sorunudur.

Maksimum Güç İletimi

Radyo vericisi veya ses kaydedici gibi birçok elektronik devrelerde, devreden yüke maksimum elektrik gücü iletmek önemlidir. Bu durumlarda yük bir anten veya bir hoparlör olabilir. Bundan ötürü maksimum güç iletimini mümkün kılmak için gerekli devre şartları belirlenir. Bir şebekenin Thévenin eşdeğer devresinin Şek. 1-22 de gösterildiği gibi olduğunu ve yükün çıkış uçlarına bağlı R_L direnci ile gösterildiğini varsayalım. Kolay olsun diye eşdeğer batarya ve eşdeğer direncin altındaki kısaltmalar yazılmamıştır.

Joule yasası uygulandığında yük direncindeki güç,



Şekil 1-22. R_L yük direncine maksimum güç iletimini incelemek için Thévenin eşdeğer devresi.

$$\begin{aligned}
 P &= I^2 R_L = \left(\frac{V}{R + R_L} \right)^2 R_L \\
 &= \frac{V^2 / R_L}{\left(1 + \frac{R}{R_L} \right)^2} \quad (1-57)
 \end{aligned}$$

dir. Denklem (1—57) e göre yük direncinin çok küçük ve çok büyük olması durumlarının ikisinde de yükteki güç sıfırdır. Öyleyse R_L deki gücün maksimum olmasını sağlayan en uygun bir yük direnci bulunmalıdır.

Maksimum güç iletimi sağlayan şartı bulmak için Denk. (1—57) nin R_L ye göre türevini alıp sonucu sıfıra eşitliyelim, yani

$$\frac{dP_L}{dR_L} = \frac{V^2}{R_L} \frac{2R / R_L^2}{(1 + R/R_L)^2} + \frac{V^2}{(1 + R/R_L)^2} \frac{-1}{R_L^2} = 0 \quad (1-58)$$

$$\frac{2R}{R_L} = 1 + \frac{R}{R_L} \quad (1-59)$$

ve buradan

$$R_L = R \quad (1-60)$$

bulunur. Bu ise yük direncinin, gücü veren şebekenin iç direncine eşit olması durumunda yük direncindeki gücün maksimum olduğunu anlatıyor. Yük direnci şebekenin iç direncine eşit olduğu zaman yükün devreye uyuşturulmuş olduğu söylenir.

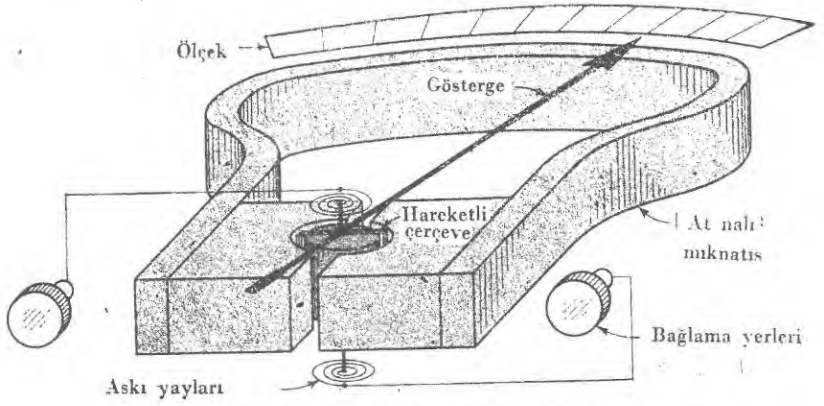
Şekil (1—22) deki eşdeğer devre herhangi bir şebekeyi temsil ettiğinden sonuç bütün devrelere aynı biçimde uygulanır. Eşdeğer-devre kavramının yararı, böylece, çok genel bir sonucu tanıtlamayı mümkün kılar.

ELEKTRİKSEL ÖLÇÜMLER

D'Arvonsal Metresi

Bugüne kadar elektrik ölçü aygıtlarının en çok kullanılanı yapısının adıyla anılan *d'Arsonval metredir*. Bu aygıtta bir alüminyum çerçeve üzerine sarılmış bir kargal bir mülle bir at nalı mıknatısın kutupları arasına konmuştur, Şek. 1—23. İki ince helezon biçimdeki yay, kargalın durumunu ayarlar ve ölçülecek akım da bunların üzerinden geçer. Kargala tutuşturulmuş bir gösterge, kargaldan geçen akım ile mıknatısın magnetik alanı arasındaki etkileşme sonucu kargal dönerken, akımı ölçekte gösterir. Yumuşak demirden bir kutup parçası mıknatısın kutupları arasına konulmuştur. Böylece kargalın kenarları yarıçapsal olarak yönelen alan içinde hareket eder.

Bu aygıtta göstergenin sapması kargaldan geçen akımla doğru orantılıdır. Aygıtın duyarlılığı, yani verilen bir akıma göre sapması, mıknatısın mag-



Şekil 1-23. D'Arsonval metrenin temel özelliklerinin gösterimi.

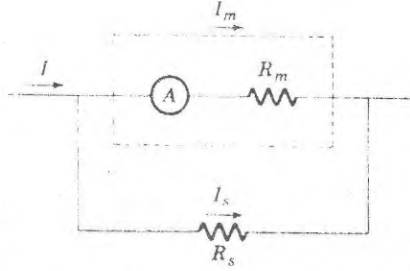
netik alanını artırarak, kangalın yüzeyini artırarak, kangaldaki sarımların sayısını artırarak veya yayların kuvvete karşı dönme katsayısını azaltarak geliştirebilir.

Kangalın büyüklüğüne ve buna göre yayların mekanik sertliğine dikkat edilir, çünkü zayıf yaylarla asılan büyük bir kangal mekanik bir sarsma veya titreşimle bozulabilir. Yine duyarlılığı artırmak için tel sarımların sayısının gereğinden çok yapılması istenmeyen bir durumdur, çünkü bu durumda kangalın direnci de artar. Bu durum sonraki bir kesimde açıklandığı üzere cihazın çalışmasını tersine etkiler. Magnetik alan, bilinen doğal mıknatısların alanı kadardır. Bu sınırlamalara rağmen çoğu d'Arsonval metreler 10^{-3} A (1 mili-amper, mA) kadar, bunun da ötesinde 50×10^{-6} A (50 mikroamper, μ A) kadar akımlar için bile ölçeğin tamamı kadar sapma gösterir. Kümeler halinde yapılan laboratuvar cihazları maksimum duyarlılıkta yapılır ve 10×10^{-12} A (10 pikoamper, pA) ölçebilirler.

Ampermetre ve Voltmetreler

D'Arsonval metre akıma duyarlı bir cihaz veya ampermetredir. Çoğu kez tam ölçek sapması için gerekli akımın değiştirilmesi ve böylece ampermetrenin yararlı olacağı akımlar bölgesinin genişletilmesi gerekli olur. Bu iş akımın bir kısmını Şek. 1-24 de çizildiği gibi paralel bir dirençten geçirmekle yani akımın bir kısmının yolunun değiştirilmesiyle (şöntlemek) yapılır. Ampermetrenin kangalının direncinin açık olarak R_m ile gösterildiğine dikkat ediniz. Kirchhoff kuralları uygulanırsa $I = I_m + I_s$ ve $I_m R_m = I_s R_s$ yazılır, böylece bulunacak akım,

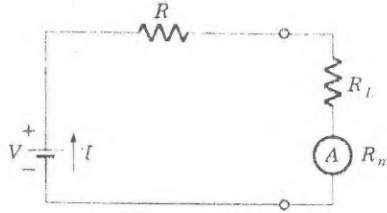
$$I = I_m + \frac{I_m R_m}{R_s} = I_m \left(1 + \frac{R_m}{R_s} \right) \quad (1-61)$$



Şekil 1-24. Ampermetrenin iç direncine paralel bir şönt direnci kullanarak ölçü bölgesinin genişletilmesi.

dir. Örneğin, eğer şönt direnci ampermetrenin direncinin dokuzda biri ise $1 + R_m/R_s = 10$ dur ve böylece tam-ölçek sapması durumunda ampermetrenin ölçeği on kez artırılmış olur.

Çoğu kez ampermetrenin direncinin devreye etkisinin gözönüne alınması gerekli olur. İç direnci R_m olan bir ampermetre ile Şek. 1-25 deki Thévenin eş-değer devresinde R_L direncindeki akımın ölçülmesinin istendiğini varsayalım. Ampermetrenin de devreye katılmasıyla akım,



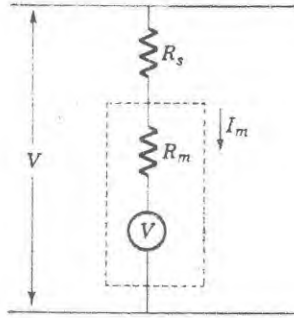
Şekil 1-25. Ampetmetrenin direncinin devredeki akıma etkisi.

$$I = \frac{V}{R + R_L + R_m} \quad (1-62)$$

olur. $R_m \ll R + R_L$ olmadıkça ampermetrenin gösterdiği akım gerçek akımdan farklıdır. Bundan ötürü ampermetrenin iç direncinin küçük olması istenir. Öte yandan iç direnç, devre dirençleri ile karşılaştırıldığında küçük değilse ampermetrenin direncinin bozucu etkisini doğrultmak ve gerçek akımı bulmak mümkündür.

Bir ampermetrenin tam-ölçek sapması ampermetrenin R_m direnci üzerinde $V_m = R_m I$ gibi bir gerilim meydana getirdiğinden bir d'Arsonval metre aynı zamanda bir *voltmetredir*. Gene verilen bir voltmetrenin ölçü bölgesini cihaza seri bir direnç bağlayarak değiştirmek yararlıdır. Şekil 1-26 daki devreye bakarak ölçülecek gerilim için

$$V = I_m (R_m + R_s) \quad (1-63)$$



Şekil 1-26. D'Arsonval metrenin seri direnç katlayıcısı kullanarak voltmetre olarak kullanılması.

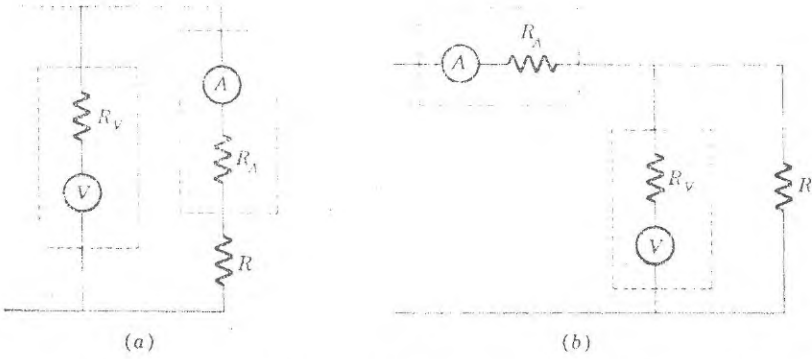
yazılır. Açıkça görülüyor ki R_s verilen bir cihazın maksimum tam sapma gerilimini artırmaktadır. Uygulamada böyle çeşitli seri direnç *katlayıcıları* konarak, verilen bir cihazın geniş bir gerilim bölgesinde kullanılması sağlanır.

Bir voltmetrenin bağlı olduğu devre üzerine etkisi aynı ampermetre durumunda olduğu gibi dikkate alınır. Çünkü voltmetrede de göstergenin sapması için küçük bir akım gereklidir ve bu doğru akım devreden sağlanır. Eğer voltmetredeki akım devredeki normal akımlar yanında küçük değilse voltmetrenin devreyi *yüklediği* söylenir ve voltmetrenin bozucu etkisini kaldırarak gerçek gerilimi bulmak için voltmetrenin gösterdiği sayıları doğrultan bir uygulama yapılmalıdır.

Duyarlı d'Arsonval metrelerin tam ölçek sapması için çok küçük bir akım gerekli olduğundan bu metreler voltmetre olarak yararlıdırlar. Bir voltmetrenin duyarlılığını, iç direncinin tam ölçek sapması için gerekli gerilime oranı yani *volt başına ohm* olarak belirlemek yaygın bir uygulamadır. Denklem (1-63) e göre $R_m + R_s$ nin tam-ölçek sapması için gerekli gerilime oranı cihazın akım duyarlılığıdır ve bundan ötürü iki belirleme oldukça özdeştir. Örneğin tam-ölçek duyarlılığı 1 mA olan bir d'Arsonval metre kullanan bir voltmetre $1/10^{-3} = 1000 \Omega/V$ ile değerlendirilir. Bu demektir ki voltmetre 100V basamağında 100000 Ω luk iç dirence sahiptir v.b. Aynı biçimde 20000 Ω/V 'luk bir voltmetrenin (50 μ -A'lık bir ölçeği olan) 100 V luk basamağında 2 megaohm ($M\Omega$) direnci vardır.

Bir şebekenin bir parçasının direncini bulmak için rahat bir teknik hem akımı hem gerilimi bulmak ve sonra ohm yasasını uygulamaktır. Bu *voltmetre-ampermetre yönetiminde* iki farklı bağlama biçimi vardır (Şek. 1—27a ve b). Bu iki durum arasında seçim aşağıdaki şekilde gösterilebileceği gibi ölçü cihazlarının dirençleri ile devre dirençlerinin birbirine göre büyüklüğüne bağlıdır. Önce Şek. 1—27a aki devreyi gözönüne alalım. Kirchhoff kurallarından

$$V = AR + AR_A \quad (1-64)$$



Şekil 1-27. R direncini ölçmek için voltmetre ve ampermetrenin iki bağlanış biçimi.

yazılır. Burada V ve A metrelerden okunan değerlerdir. Bilinmiyen direnç

$$R = \frac{V}{A} - R_A \quad (1-65)$$

ile verilir. Bu da gerçek direncin gösterilen V/A oranından küçük olduğunu göstermektedir.

Aynı şekilde Şek. 1-27b deki devrede A akımı birbirine paralel R ve R_V yolları arasında bölünür ve

$$V = \frac{R_V R}{R_V + R} A \quad (1-66)$$

olur. Bilinmiyen direnci çözersek, biraz düzenlemeden sonra

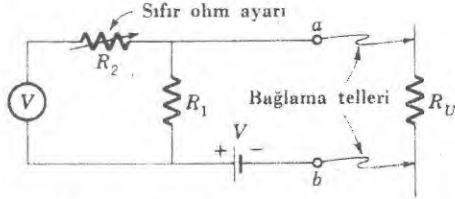
$$R = \frac{V}{A} \frac{1}{1 - (V/A)/R_V} \quad (1-67)$$

bulunur. Denk. (1-65) ve (1-67) ye göre ampermetrenin direnci bilinmiyen dirençten (veya V/A dan) küçük olduğunda birinci devre en yararlı, ikinci devre ise voltmetrenin direnci bilinmiyen dirençten çok büyük olduğu zaman yararlıdır. Her iki durumda da bilinmiyen direnç basit V/A oranıyla verilir.

Ohmmetre ve A-Voltmetre

Ampermetre-voltmetre devresinin basit olarak genişletilmiş durumu, ölçeği doğrudan doğruya ohm olarak ayar edilen *ohmmetre* olarak kullanılabilir. Seçkin bir devrede (Şek. 1-28) aynı ölçü cihazı arka arkaya önce bilinmiyen direnç üzerindeki gerilimi sonra da içinden geçen akımı ölçmek için kullanılır. Ölçü cihazının doğrudan doğruya ohm olarak ayar edilmesi aşağıdaki çözüm-

lemelerden anlaşılabilir. Önce Şek. 1—28 deki a ve b uçlarının (bunlar ohmmetreyi bilinmeyen dirence bağlamak için voltmetrenin tellerine bağlanır) kısa devre yapıldığını varsayalım. O zaman voltmetre bataryanın gerilimi olan V yi ölçer.



Şekil 1-28. Basit bir ohmmetre devresi.

Bundan sonra voltmetrenin uçları bilinmeyen dirence bağlanır. Eğer şimdi R_1 direnci üzerindeki gerilim ölçü aleti ile ölçüldüğünde V_R okunuyorsa ohm yasasından

$$R_U + R_1 = \frac{V}{V_R/R_1} \quad (1-68)$$

bulunur. R_U yu çözersek

$$R_U = R_1 \left(\frac{V}{V_R} - 1 \right) \quad (1-69)$$

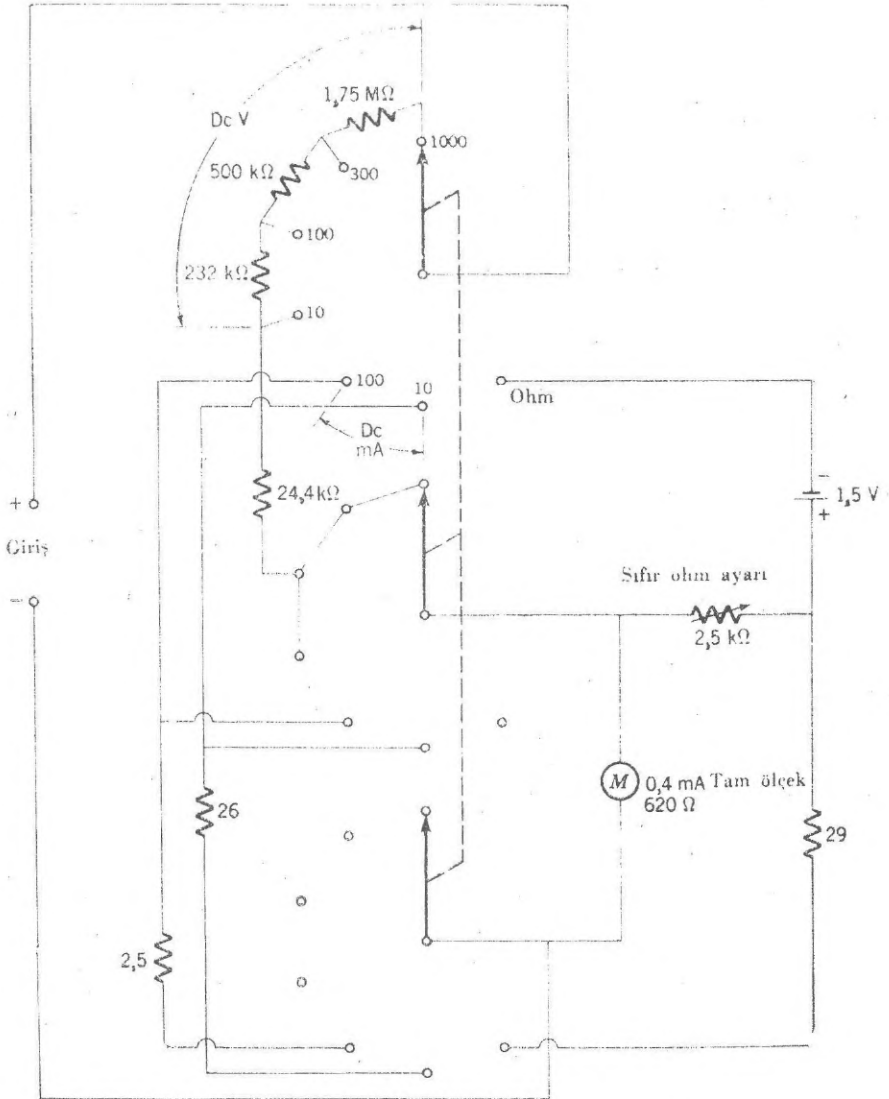
olur. Denklem (1-69) a göre bilinmeyen direnç ölçü cihazının iki okumasından bulunur ama ölçeği aşağıda olduğu gibi ohm cinsinden ayarlamak daha yararlıdır.

R_2 değişken direnci cihazın uçları kısa devre yapıldığında ölçü cihazının sapmasını tam ölçek kadar yapmak için kullanılır. Ölçek üzerinde bu tam sapma noktası "sıfır ohm" olarak işaretlenir. Cihazın uçları bilinmeyen bir dirence bağlandığında göstergenin ölçeğin yarısına kadar saptığını varsayalım. Bu, $V_R = V/2$ demektir ve Denk. (1-69) a göre $R_U = R_1$ dir. Böylece ölçeğin ortasındaki direnç değeri R_1 e karşılık gelen direnç olarak işaretlenir. Aynı biçimde ölçeğin dörtte biri kadar sapma $V_R = V/4$ dür ve $3R_1$ e karşılık gelir. Göstergenin hiç sapmama durumu açık devre yahut sonsuz ohm durumuna gösterir. Ohmmetrenin ölçeği, doğrudan doğruya ohm cinsinden olduğundan güçlük olmamasına rağmen doğrusal değildir.

Denklem 1-69) a göre ohmmetrenin ölçeğinin ortası R_1 e bağlıdır. Buna göre farklı R_1 değerleri seçerek geniş bir bölgede bilinmeyen dirençleri ölçmek mümkündür. Denklem (1-69) cihazdan geçen akımı ihmal etmektedir. Ama bu durum R_1 in büyük olduğu yüksek direnç bölgelerinde doğru olmayabilir. Bundan ötürü uygulamadaki Ohmmetre devreleri Şek. 1-28 de açıklanan temel devreden biraz farklıdır. Fakat çalışma ilkesi aynıdır. Bir ohmmetrenin çalışma durumunda olan bir devrede direnç ölçmek için kullanılmıyacağına

dikkat ediniz. Çünkü bu durumda IR düşmeleri doğru olmayan ölçmelere neden olurlar.

Bir voltmetre, bir ampermetre ve bir ohmmetrenin yaptığı işleri bir cihazda toplamak yararlıdır. Çünkü bunların üçünde de bir 'D'Aarsonval metre vardır. Çoğu kez *AV-metre* veya *VOM* (volt-ohm-miliampermetre) denilen böyle bir cihazda düğmeler ve çeşitli bağlantı yerleri cihazın çalışma bölgesini ve fonksiyonunu gösterirler Şek. 1-29 daki devre dört gerilim bölgesi iki akım



Şekil 1-29. Basit bir volt-ohm -miliampermetrenin (VOM) devresi.

bölgesi ve bir ohm bölgesi olan basit bir cihazdır. Devre çizimi üzerindeki bağlantıları dikkatle izliyerek her çeşit kullanım için iş gören devreleri çizmek ve böylece devrenin çözümlenmesini daha alt devrelere bölmek mümkündür.

Şekil 1—29 daki VOM devresinde çok uçlu olan ve mekanik olarak birlikte hareket edecek biçimde yapılmış üç konumlu bir düğme vardır. Daha iyi VOM —metrelerin ek bölgeleri ve başka işleri görmek için daha karışık düğme düzenleri vardır.

KAYNAKLAR

A.M.P. Brookes: "Basic Electric Circuits" The Macmillan Company, New York 1963

Leigh Page and Norman Hsley Adams: "Principles of Electricity", D.Van Nostrand Company Inc., Princeton, N.J., 1931.

M.E.Van Valkenburg: "Network Analysis", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs N.J., 1955

ALİŞTIRMALAR

1-1 1 m uzunluğunda ve 0,5 mm çapında bakır bir telin direncini hesaplayın. Aynı problemi nikrom tel için çözün.

Cev: $8,65 \cdot 10^{-2} \Omega$; $5,1 \Omega$

1-2 1-W ve 1 M Ω luk bir dirençte bulunabilecek maksimum akım nedir?

$\frac{1}{2}$ — W ve 10 000 Ω luk dirençteki maksimum akım nedir ?

Cev: 10^{-3} A; $7,07 \times 10^{-3}$ A.

1-3 Bir elektrik fenerinin kuru pilinin maksimum akımı 0,5 A olarak verilirse pilin iç direnci nedir? Bir otomobil bataryasının bu durumda verdiği maksimum akım 500 A ise iç direncini pilinki ile karşılaştırın.

Cev: 3Ω ; $4,2 \times 10^{-3} \Omega$

1-4 Şek. 1-7a nın R_1 ve R_2 dirençli bakır telleri ile R_3 yüküne bağlı bir bataryayı güç kaynağı olarak temsil ettiğini varsayın. Eğer $V = 10$ V, yük 5Ω ve teller 0,5 mm çapında ve 100 m uzunluğunda teller ise akımı, yüke verilen gücü, tellerde kaybolan gücü ve yük direnci üzerindeki gerilimi bulun.

Cev: 1,07 A; 5,7 W; 4,9 W; 5,4 V

1-5 Batarya gerilimi 10 V ise ve çıkıştan akım alınmıyorsa çıkış gerilimleri 1,0; 2,0; 5,0 ve 10,0 V olan bir gerilim bölücü çizin (Şekil 1-8)

1-6 1000 Ω ve 10 W lık eşdeğer bir direnç elde edebilmek için 1W lık özdeş dirençlerden kaç tane gereklidir ve değerleri nedir? İki farklı çözüm elde edin.

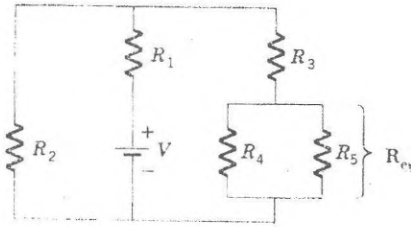
Cev : 10 tane 10 k Ω luk paralel bağı direnç; 10 tane 2,5 k Ω luk seri paralel direnç.

1-7 Şekil 1-10a daki her dirençten geçen akımı bulunuz. Dirençlerdeki $I^2 R$ kayıplarının bataryanın verdiği güce eşit olduğunu kanıtlayın.

Cev : R_1 ve R_2 de 2 amp; R_3 ve R_4 de 1 amp; R_5 ve R_6 da 0,5 amp.

1-8 Şekil 1-30 da $R_1 = 2\Omega$, $R_2 = 5\Omega$, $R_3 = 2\Omega$, $R_4 = 5\Omega$, $R_5 = 10\Omega$ ve $V = 10\text{ V}$ ise bataryanın sağladığı toplam akımı bulun.

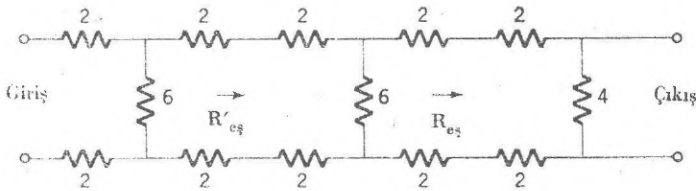
Cev : 2,18 A



Şekil 1-30.

1-9 Şekil 1-31 deki şebekenin giriş uçları arasındaki direnci bulun. 4 Ω luk dirençteki akımın 1 A olması için girişe uygulanacak gerilimi bulun.

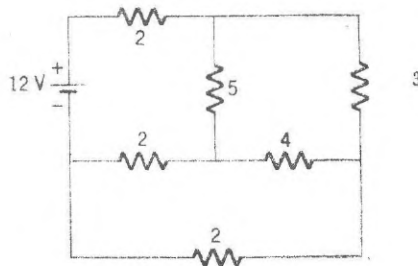
Cev : 8 Ω , 72 V



Şekil 1-31.

1-10 Kirchhoff kurallarını kullanarak Şek. 1-32 deki şebekede bulunan 4 Ω luk dirençteki akımı bulun.

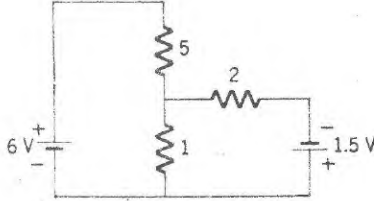
Cev : 0,12 A



Şekil 1-32.

1-11 Şekim 1-33' deki devrede her dirençteki akımı bulun.

Cev : 1,15 A; 0,883 A; 0,267 A



Şekil 1-33.

1-12 Wheatstone köprüsünde (Şek. 1-13) denge durumunda $I_5=0$ olduğunu gözönüne alın. Bu şartı kullanarak köprünün kollarındaki gerilim farklarını ve denge şartını, Denk. (1-46), bulun.

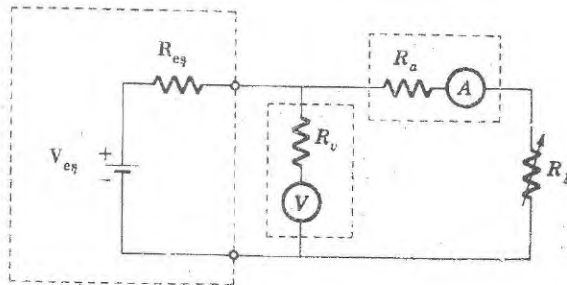
1-13 Şek. 1-14 deki Wheatstone köprüsü şebekesini R_5 direncinde sadece bir tek akım olacak biçimde ilmek akımlarını çizerek çözün. Denge şartını türetmek için bu akım için elde ettiğimiz eşitliği kullanın.

1-14 Şek. 1-13 deki Wheatstone köprüsünde $R_1 = R_2 = 100 \Omega$, $R_4 = 100\Omega$, $V = 10 V$ ve R_3 ü ayarlı değişken direnç olarak alınız. Dedektör, $R_5 = 100 \Omega$, üzerindeki gerilimi dengeye yakın bir bölgede R_3 ün fonksiyonu olarak çizin. Problemi $R_1 = R_2 = 1000 \Omega$ için yineleyin. Hangi durum daha duyarlıdır?

Cev : İlk durum

1-15 Şek. 1-34 deki bilinmeyen şebekede yük akımı ve yuvarlak işaretler arasındaki gerilimin deneysel değerleri Çizelge 1-2 de verilmiştir. Eğer $1000 \Omega/V$ luk voltmetre 1 V ölçeğinde kullanılmışsa verilen bu değerlerden Thévenin eşdeğer devresini bulun. V nin fonksiyonu olarak yükteki gücü $I V$, ve ölçülen direnci, V/I , çizin ve maksimum güce karşılık gelen noktadaki yük direncini R_{es} ile karşılaştırın.

Cev : 67 Ω ; 0,5 V; 65 Ω ; 55 Ω



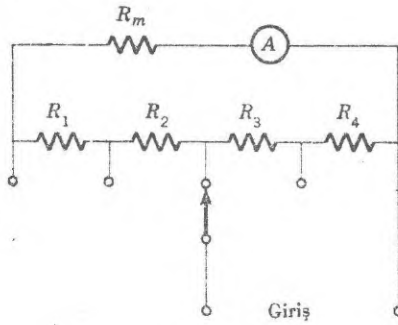
Şekil 1-34.

GİZELGE 1-2.

I mA	V Volt
0 ($R_L = \infty$)	0,468
1,0	0,405
2,0	0,342
3,0	0,279
4,0	0,216
5,0	0,153
6,0	0,090
6,4 ($R_L = 0$)	0,064

1-16 İç direnci 1000Ω olan $50 \mu A$ lik bir ampermetre için eğer istenilen akım bölgeleri 10 mA, 100 mA, 1 A ve 10 A ise Şek. 1-35 de olduğu gibi bir *Ayrton şöntü* yapın.

Cev : 4,523 Ω ; 0,4523 Ω ; 4,523 $\times 10^{-2} \Omega$; 5,025 $\times 10^{-3} \Omega$



Şekil 1-35.

1-17 Şekil 1-25 de $R = 1000 \Omega$; $R_L = 5000 \Omega$ ve $R_m = 1000 \Omega$ olduğunu varsayın. Eğer işaretlenen akım 1,5 mA ise ampermetre yok iken gerçek akım nedir?

Cev : 1,75 mA

1-18 Bir devrede 20 000 Ω/V 'luk bir voltmetre ile 500 V ölçeğinde ölçülen gerilim 200 V tur. 100 V ölçeğinde okunan gerilim ise 95 voltur. Gerçek gerilim nedir ?

Cev : 278 V

1-19 Eğer voltmetre 1000 Ω/V 'luk ampermetrenin iç direnci 100 Ω , "bilinmeyen" direnç 1000 Ω ve uygulanan gerilim 10 V ise Şek. 1-27 deki voltmetre-ampermetre yönteminin iki çeşit düzenlenişinde ölçü cihazlarının gösterdiği değerler nedir ? İki düzenlenişten hangisi daha uygundur ?

Cev : 10 V, $9,1 \times 10^{-3} A$; 9,008 V, $9,92 \times 10^{-3} A$; b devresi daha iyidir.

1-20 Denklem (1-69) daki $R_1 = 10\,000 \Omega$ olduğunu varsayarak bir ohmmetreyi ölçeklendirin.

Alternatif Akımlar

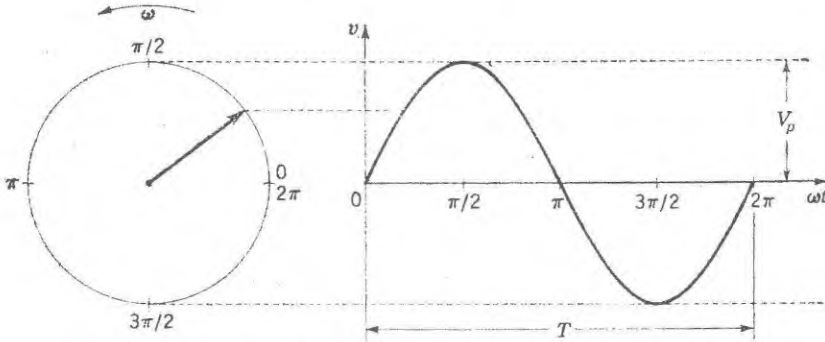
Kullanılan elektronik devrelerin çoğunda akımlar ve gerilimler kararlı değildir ve zamanla değişirler. Örneğin bir devre fiziksel nicelikleri ölçmek için kullanıldığında, diyelim kimyasal bir tepkimenin sıcaklığının ölçülmesinde, devrede sıcaklığı temsil eden gerilim veya akım anlamlı bir biçimde değişebilir. Aynı şekilde çekirdek parçalanmalarının ölçülmesi bir seri hızlı ve zamanca kısa genişlikte gerilim pulslarının algılanması demektir. Bu olayları anlamak için zamana göre değişen akımların özelliklerini incelemek gerekir.

Zamana göre en basit değişen akım önce periyodik olarak değişen akımdır ve bundan ötürü alternatif akım, a.a., olarak adlandırılır. Kuşkusuz bir a.a. devresi alternatif akımların etkin olduğu bir devredir ama aynı zamanda bu devrede doğru akımlar da bulunabilir. Geçen bölümde d.a. devreleri için ortaya koyduğumuz bütün kavramlar a.a. devrelerine de uygulanabilir. Dirence ek olarak alternatif akım devrelerinde iki yeni eleman önemlidir ve bunlar bu bölümde incelenecektir.,

SİNÜSEL İŞARETLER

Frekans Genlik ve Faz

En basit alternatif dalga biçimi zamana göre değişen *sinüs-dalga* gerilimi veya akımıdır. Sinüsel bir dalgabiçimi Şek. 2-1 de olduğu gibi saat iğnelerinin tersi yönünde düzgün ω açısal hızıyla dönen bir vektörün düşey bileşenlerinin değişmesiyle oluşur. Tam bir dönmeye bir devir *denir* ve bir devir için gerekli zamana *periyod*, T , denir. Saniyedeki devir sayısına *frekans*, f , denir ve frekans periyodun tersidir. Elektronik devrelerde karşılaşılan frekansların büyüklüğü çoğu kez saniyede birkaç devir kadar küçüktür ve radyo dalgalarının bulucusu Heinrich Hertz'in onuruna Hertz (Hz) olarak adlandırılır. Frekans bölgeleri *kilohertz* (kHz, 10^3 Hz), *megahertz* (MHz, 10^6 Hz) ve *gigahertz* (GHz, 10^9 Hz) den daha büyük olabilir.

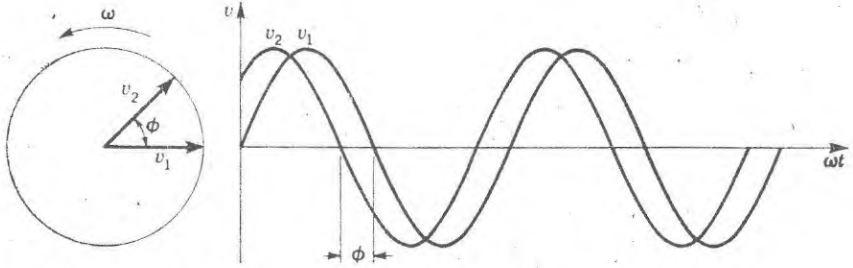


Şekil 2-1. Dönen bir vektörün düşey bileşenlerinin sinüs dalgasını oluşturma.

Tam bir devir 2π radyan olduğundan ve bunun için T saniye gerektiğinden açısal frekans $\omega = 2\pi f$ dir. Eğer dönen vektörün uzunluğu V_P ise herhangi bir t anındaki ani değeri $V_P \sin \omega t$ dir, burada V_P sinüs dalgasının maksimum veya tepe değeridir.

Frekansları aynı olan fakat farklı zamanlarda sıfırdan geçen iki sinüs dalgasının *faz* dışı olduğu söylenir ve dönen iki vektör arasındaki açıya *faz açısı* denir Şekil. 2-2 de v_2 gerilimi v_1 sinüs dalgasından ileridedir, çünkü daha önce sıfırdan geçiyor ve faz farkı ϕ açısıdır. İki sinüs dalgası arasında faz açısının yalnız bu iki dalga aynı frekanslı olduğu zaman belirlenebileceğine dikkat ediniz. Bir sinüsel gerilim dalgası, aynı frekanslı başka bir işaretlerle karşılaştırılmadığında, frekansı ve genliğiyle tam olarak belirlenir. Bu duruma göre gerilim için en genel denklem faz açısını bulundurmalıdır, yani

$$v = V_P \sin (\omega t + \phi) \quad (2-1)$$



Şekil 2-2. İki sinüsel gerilim arasındaki faz açısını açıklanması.

yazılmalıdır. Küçük harflerin zamanla değişen gerilimleri (ve akımları) göstermek için, büyük harflerin ise sabit değerleri veya d.a. niceliklerini göstermek için kullanıldığına dikkat ediniz.

KOK değeri

Çoğu kez sinüs-dalga akımının büyüklüğünün doğru akımla karşılaştırılması gerekli olur. Bu durum iki akımın bir dirençte oluşturdukları joule ısısının karşılaştırılması ile yapılır. Yani sinüsel akımın *etkin değeri* kendisi kadar joule ısıyı sağlayan doğru akımın değerine eşittir. Bu değeri bulmak için alternatif akımın ısıtıcı etkisi tam bir devir sırasındaki $I^2 R$ kayıplarının ortalama alınarak hesaplanır. Yani ortalama güç

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 R dt = \frac{I_p^2 R}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt = \frac{I_p^2 R}{T} \left[\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4\omega} \right]_0^T = \frac{I_p^2 R}{2} \quad (2-2)$$

ile verilir. Bir dirençte doğru akımın oluşturduğu joule ısınması $I^2 R$ ye eşit olduğundan alternatif akımın etkin değeri I_e basit olarak

$$I_e^2 R = \frac{I_p^2 R}{2} \quad (2-3)$$

veya

$$I_e = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (2-4)$$

dir. Denklem (2-4) e göre bir sinüs dalgasının etkin değeri tepe değerinin karekök ikiye bölünmüş değerine eşittir. Etkin değere çoğunlukla *kare ortalama karekök (kok)* denir. A.a. işaretler ölçebilen voltmetre ve ampermetreler, d.a. ölçü cihazlarının ölçüleri ile karşılaştırılmayı kolaylaştırmak için hemen hemen evrensel olarak kok cinsinden ayar edilmiştir. Aksi söylenmedikçe alternatif akımların ve gerilimlerin kok değerleriyle belirtildiği anlaşılır.

Güç Çarpımı

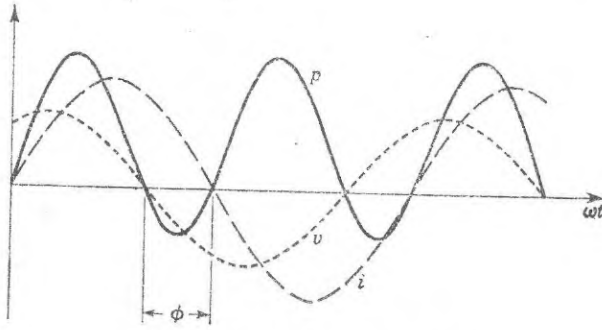
Bir devrenin bir parçası için akım ve gerilimin

$$\begin{aligned} i &= I_P \sin \omega t \\ v &= V_P \sin (\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (2-5)$$

ile verildiğini varsayalım, burada faz açısı, ϕ , akım ve gerilimin aynı fazda olmayabileceğini hesaba katmak için konulmuştur. O zaman ani güç p ,

$$p = vi = V_P I_P \sin \omega t \sin (\omega t + \phi) \quad (2-6)$$

dir. Denklem (2-6) ya göre devrenin bu parçasındaki ani güç zamanla değişmektedir ve Şek. 2-3 deki dalga biçimleriyle açıklandığı üzere negatif bile olabilir. Denklem (2-6) daki negatif güç, devrenin bu parçasının bir devrin bir kısmı süresince geri kalan parçalara elektrik gücü verdiği biçiminde anlaşılır. Devre, devrin geri kalan zamanı sürecinde gücü incelenen parçaya verir.



Şekil 2-3. Bir a.a devresinde ani güç.

Ortalama güç Denk. (2-6) nın tam bir devir üzerinden ortalamasını alarak bulunur, yani

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T vi \, dt = \frac{V_P I_P}{T} \int_0^T \sin \omega t \sin (\omega t + \phi) \, dt \quad (2-7)$$

dir. İntegral işareti altındaki ikinci çarpan bilinen trigonometrik özdeşlik kullanılarak açılır ve

$$P = \frac{V_P I_P}{T} \left(\cos \phi \int_0^T \sin^2 \omega t \, dt + \sin \phi \int_0^T \frac{1}{2} \sin 2\omega t \, dt \right) \quad (2-8)$$

yazılır. İki integral de bilinen biçimdedir ve doğrudan doğruya değerleri bulunursa

$$P = \frac{V_P I_P \cos \phi}{2} \quad (2-9)$$

$$P = VI \cos \phi \quad (2-10)$$

elde edilir, burada V ve I *kok* değerleridir.

Denklem (2—10) un anlamı alternatif akım devrelerinde yararlı gücün akım ve gerilimden başka bunlar arasındaki faz farkına da bağlı olduğudur. $\cos \phi$ teriminine devrenin *güç çarpanı* denir. Faz açısı 90° olduğu zaman güç çarpanının sıfır olduğuna ve yararlı elektriksel gücün iletilmediğine dikkat ediniz. Bundan ötürü ortalama gücün sıfır olmasına rağmen akımın ve gerilimin çok büyük ve bunun sonucu olarak ani gücün büyük olması mümkündür. Öte yandan akım ve gerilim aynı fazda ise güç çarpanı birdir ve güç, bir d.a. devresinde olduğu gibi akımla gerilimin çarpımına eşittir.

SIĞA VE İNDÜKTANS

Sığasal Reaktans

Aralarında dar bir hava aralığı ile ayrılmış paralel iki metal levhanın bir bataryanın uçlarına bağlandığı durumu dikkate alalım. Levhalar arasında bataryanın gerilim farkı kadar bir gerilim oluşur ve bataryanın pozitif ucuna bağlı levhadaki pozitif elektrik yükü negatif uca bağlı levhadaki negatif elektrik yüküne doğru çekilir. İki levhanın elektrik yükü tutma sığası gerilimle orantılıdır, yani

$$Q = CV \quad (2-11)$$

dir. Burada C bir orantı katsayısıdır ve *sığa* denir. Sığa, iki paralel levha durumunda olduğu gibi büyüklüğe, biçime ve iki iletken arasındaki uzaklığa bağlı geometrik bir çarpandır.

Sığa a.a. devreleri için önemlidir, çünkü zamanla değişen gerilimler yüklerin zamanla değişmesine neden olur ve bu değişim de bir akıma eşdeğerdir. Örneğin Denk. (2-11) in her iki yanının zamana göre türevi alınıp akımın Denk. (1-1) ile verilen tanımı kullanılırsa,

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dv}{dt} \quad (2-12)$$

olur. Özel olarak eğer gerilim sinüsel ise sığadaki akım da

$$i = C \frac{d}{dt} (V_P \sin \omega t) = \omega C V_P \cos \omega t = \omega C V_P \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (2-13)$$

sinüseldir ve gerilimden $\pi/2$ kadarlık bir faz açısı kadar ileridedir.

Denklem. (2-13) kok değerleri cinsinden

$$V = \frac{1}{\omega C} I \quad (2-14)$$

yazılabilir. Bu denklem bir dirençteki akıma oldukça benzer biçimde bir kondansatördeki akımın uygulanan gerilim ile arttığını gösteriyor. Gerçekten Denk. (2-14), Denk. (1-4) ile verilen Ohm yasasına oldukça benzemektedir. Akım ve gerilim arasındaki $1/\omega C$ orantı katsayısına *sığasal reaktans* denir. Sığasal

reaktans d.a. devrelerindeki dirence benzemektedir, yalnız bir farkı vardır, frekansla azalmaktadır. Sığasal reaktans da ohm cinsinden ölçülür, çünkü o da gerilimin akıma oranıdır.

Kondansatörler

Belirli sığa değerleri olan devre elemanlarına kondansatör denir. Elektronik devrelerde kullanılan kondansatörlerin çoğu küçük bir hava aralığı veya ince bir yalıtkanla ayrılan iki iletken levhadan oluşur. Böyle paralel levhali bir kondansatörün sığası levhaların yüzeyini büyük ve aralarındaki uzaklığı küçük yaparak büyütülebilir. Sığa birimine Michael Faraday'ın onuruna *farad* denir. Gerçekte elektronik devrelerinde kullanılan uygun sığaların değerleri 10^{-6} farad (1 *mikrofarad*, μF) ve 10^{-12} farad (1 *pikofarad*, pF) mertebesinde.

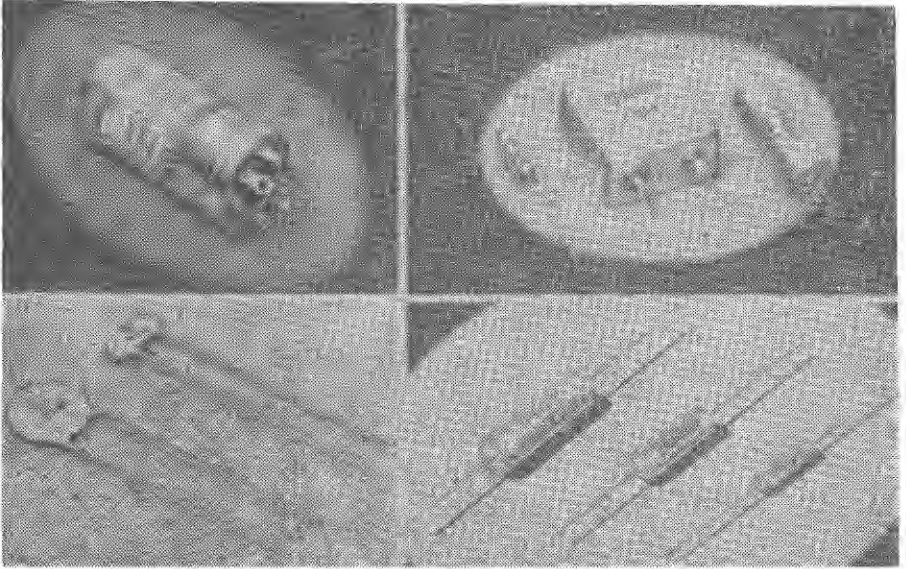
Demek oluyor ki paralel levhalar arasındaki yalıtkan madde bir kondansatörün sığasını artırmaktadır, çünkü yalıtkan madde verilen bir gerilim için levhaların daha fazla yük almasını sağlar. Sığanın artışı yalıtkan maddenin *dielektrik sabiti* ile hesaplanır. Örneğin mikanın *dielektrik sabiti* 6 ve kağıdınki 2 dir ve bundan ötürü bu maddelerden yapılan kondansatörlerin sığaları levhalarının arasında hava bulunan paralel levhali kondansatörlere göre sırayla 6 kat ve 2 kat daha büyüktür.

Alışılmış kondansatörler kağıt yahut mika gibi ince bir yalıtkan veya *dielektrik* madde ile birbirinden ayrılan iki ince metal yapraktan yapılır. Bu sandviç sonra küçük bir hacim kaplayacak biçimde sarılmış veya kıvrılmış ve bir yalıtkanla sarılmıştır. Her metal yaprağa eksen doğrultusunda bir tel tutuşturulmuştur. Sığayı artırmak için yalıtkanın mümkün olduğu kadar ince olması istenir. Bu da ancak şiddetli elektrik alanı yüzünden yalıtkan bozulmadan uygulanabilecek maksimum gerilimin sınır değerine göre yapılabilir. Önemli bir başka etken dielektriğin öz direncidir. İnce, büyük yüzeyli şekiller, levhalar arasındaki *sızıntı* dirençlerini artırır ve böylece sığayı azaltır. Mika ve kağıt dielektrikli kondansatörler 0,001 den $1\mu F$ a kadar olan sığa bölgesi için kullanılır ve maksimum geriliminin yüzlerce volt mertebesinde olduğu devrelerde kullanılabilir.

Seramik ve plastik-zar kondansatörleri de kullanışlıdır ve bunlarda genellikle metal-zar levhalar doğrudan doğruya dielektrik üzerine kaplanır. Plâstik dielektriklerin çok yüksek öz dirençleri vardır, yani *sızıntı* dirençleri son derece küçüktür. Birçok seramik maddenin dielektrik sabitlerinin büyük oluşu küçük bir paketçiğin büyük sığalar oluşturmaya neden olur.

Birçok uygulamada ve bu arada en çok transistörlü devrelerde çok büyük sığa değerleri aranır ve sızıntı dirençleri ikinci derecede kahr. Oksitlenmiş bir metal yaprağın iletken bir hamur veya çözelti içerisine konulmasıyla

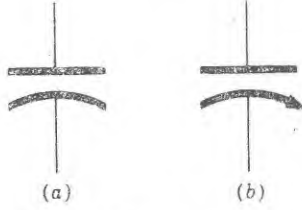
yapılan *elektrolitik* kondansatörler büyük sığalar elde etmek için kullanılırlar. İnce oksit zar, metal yaprak ile çözelti arasındaki dielektrik maddeyi oluşturur. Zar son ölçüde ince olduğundan sığa oldukça büyük olur. Tantalum alüminyum gibi çeşitli metaller elektrolitik kondansatörlerde kullanılır ve bunların sığaları 1'den 10^4 μF a kadar yapılabilir. Oksit dielektrik çok ince olduğundan en büyük sığalar uygulanan gerilimin birkaç voltu aşmadığı devrelerde kullanılır. Elektrolitik kondansatörler sadece metal yaprağın çözeltiye göre hiç bir zaman negatif olmadığı devrelerde kullanılır. Eğer metal negatif olursa elektrolitik etki, zarı bozar ve kondansatör kullanılamaz duruma gelir. Bazı seçkin kondansatörler Şek. 2-4 de gösterilmiştir.



Şekil 2-4. Seçkin kondansatörler (Sprague Electric Company)

Çoğu kez kondansatörü devreden çıkarmadan değerinin değiştirilmesi kolaylık sağlar. Yukarıda belirlenen sabit kondansatörlerdir, çünkü sığalarının değiştirilmesinin kolay olmadığı açıktır. Yaygın olarak kullanılan *değişken* kondansatörler birbiri arasına geçen iki levha takımından oluşur ve takımlardan birisi hareketsiz ötekisi ise bir mile bağlanmışlardır. Milin döndürülmesi levhaların karşı karşıya gelen yüzeylerini değiştirir ve bunun sonucu olarak sığa da değişir. Dielektrik madde hava olduğundan ve levhaların dokunmamasını garanti etmek için aralıklarının büyük yapılması gerektiğinden bunlarla elde edilen maksimum sığa 500 pF'dır. Levhaların birbiri arasından tam çıkması durumunda sığa 10 pF'lık minimum değer alabilir. Mikalı *değişken* kondansatörlerde dielektrik olarak mika kullanılır. Levhalar arasındaki uzaklık bir tornavida ile değiştirilir. Bunlar sığanın değiştirilmesinin her zaman gerekmediği yerlerde kullanılırlar ve sığaları hemen hemen hava dielektrikli kondansatörlerin sığalarının aynıdır.

Kondansatörlerin devre çizimlerindeki gösterimleri Şek. 2—5 de açıklandığı üzere paralel-levhali yapım biçimindedir. Biraz eğri çizilen levha elektrolitik kondansatörlerde negatif ucu ve metal levhali kondansatörlerde dış levhayı göstermektedir. Bu bazen elektronik devrelerde kondansatörün uygun bağlanması için anlamlıdır. Metal levhali kondansatörler kutuplara dik-kat edilmeksizin bağlanabilirler.



Şekil 2-5. (a) sabit ve (b) değişken kondansatörlerin devredeki gösterimleri.

İndüktif Reaktans

Herhangi bir elektrik devresindeki akıma bu akımın etrafını saran bölgede oluşan magnetik alan eşlik eder. Değişen bir akımdan doğan magnetik alandaki değişiklikler devreye bir emk indükler ve bu

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (2-15)$$

ile verilir. Burada L ye *indüktans* denir. İndüktans devrenin büyüklüğüne, biçimine ve çevredeki maddelerin magnetik özelliklerine bağlı geometrik bir sabittir. İndüklenen emk akımlardaki değişmelere zıt olarak davranır ve ve Denk. 2-15 e göre akımın değişme hızıyla artar. Bu demektir ki devrenin indüktansı devredeki akımın ani değişikliklerine engel olur.

Basit devrelerin indüktansı küçüktür ve bundan ötürü indüklenen emk'i çoğunlukla ihmal edilir. Bu durum , çok yüksek frekanslı elektronik devreler yani akımın değişme hızının son derece büyük olduğu devreler dışarılanırsa doğrudur. Böyle yüksek frekanslarda kullanılan devreler indüktif etkileri minimum yapmak için mümkün olduğu kadar küçük yapılır. Bunun tersine göze çarpmak kadar büyük indüktanslı elektrik bileşenleri yapmak da mümkündür bunlar a.a. devreleri için çok yararlıdır.

Böyle bir indüktansta sinüsel bir akım dikkate alalım. İndüktansta oluşan emk'i de Denk. (2-15) e göre

$$v = L \frac{d}{dt} (I_P \sin \omega t) = \omega L I_P \cos \omega t = \omega L I_P \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (2-16)$$

sinüseldir ve bu durumda akım geriliminden $\pi/2$ lik faz açısı kadar geridedir. Denklem (2-16) kok değerleri cinsinden yazılırsa

$$V = \omega L I \quad (2-17)$$

olur. Bu denklem indüktanstaki alternatif akımın aynı bir direnç ve bir sığa

durumlarında olduğu gibi uygulanan gerilimle arttığını gösteriyor. ωL niceliğine *indüktif reaktans* denir ve ohm'la ölçülür. İndüktif reaktansın büyüklüğünün, sığasal reaktansın tersine, frekansla arttığına dikkat ediniz.

İndüktanslar

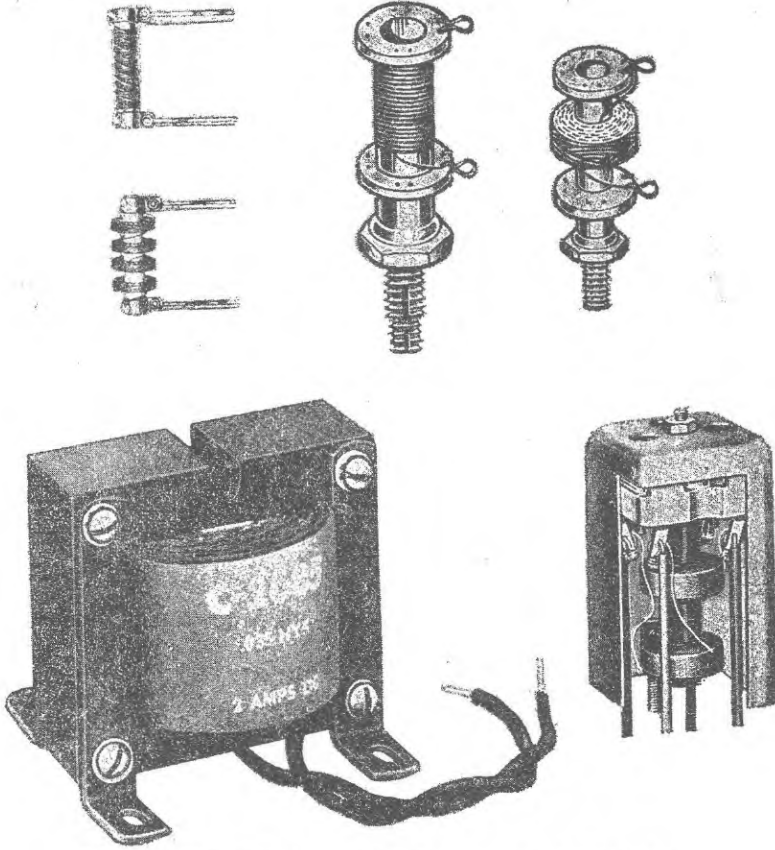
Göze çarpacek kadar büyük indüktansı olan elektriksel bileşenlere *indüktör* veya *indüktans* yahut bazı uygulamalarda *şok bobini* denir. Bunlar aynı desteğin üzerine yanyana sarılmış birçok tel sarımlarından oluşur. Bu şekilde her bir küçük kangal, akımın oluşturduğu magnetik akıyı öteki kangallara iletir ve tüm kangalların birlikte tuttukları toplam akı büyük yapılabilir. İndüktansın birimine, indüktif etkilerin ilk araştırmacılarından Amerikalı Joseph Henry'nin onuruna, *henry* denir.

Yüksek-frekanslı elektronik devrelerde 10^{-6} henry (*mikrohenry*, μ H) mertebesinde indüktanslar vardır ve bunlar helis biçiminde birkaç sarımdan oluşan ve 1 cm çaplı bir destek üzerine sarılan kangallar olabilir. Bir kaç sarım 10^{-3} henry (*milihenry*, mH) mertebesinde indüktans oluşturur. Alçak frekanslarda kullanmak için büyük indüktanslar demir gibi ferromagnetik bir maddeden bir çekirdek üzerine telden yüzlerce sarım sararak elde edilir. Bu maddelerin magnetik özellikleri magnetik akıyı hissedilecek kadar artıracak biçimdedir. Bu şekilde birkaç yüz henrylik indüktanslar elde edilebilir. Çeşitli seçkin indüktanslar Şekil 2-6 da gösterilmiştir.

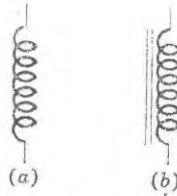
Demir-çekirdekli indüktansların çekirdekleri değişen magnetik akımın metal çekirdekte oluşturduğu akımları azaltmak için yaprak yaprak yapılmıştır. Bu önlem çekirdekte *girdap akımları* denilen akımların I^2R kayıplarını azaltır. Her yapraklar birbiri üzerine yapıştırılmış ve çekirdeği istenilen büyüklükte yapmak için yahtkan bir vernikle ayrılmışlardır. Bir indüktansın devrede gösterimi Şek. 2-7 de görüldüğü gibi helis biçiminde bir kangaldır. Şekil 2-7 de de gösterildiği gibi helis biçimindeki kangala paralel çizgiler magnetik çekirdeği göstermektedir.

Değişken indüktanslar sarımların bir kısmını ötekilere göre hareket ettirmekle yapılır, fakat bu çeşit elemanlar çok kullanılmaz ve çoğu indüktanslar sabittirler. Birçok uygulamada verilen bir a.a. devresinde şokun etkisini hesaplamak için tellerin direncini ve sarım sıraları arasındaki sığayı hesaba katmak gerekir.

Basit bir indüktansdaki dirençli bileşen, çekirdekte hızla değişen magnetik alan yüzünden magnetik maddedeki güç kayıplarını da içerir. Önceden de söylendiği gibi metal çekirdekler *girdap akımları* kayıplarını azaltmak için yaprak yaprak yapılır ve bu yaprakların kalınlığı indüktansın maksimum yararlı frekansını belirler. Küçük demir tozlarından yapılan demir çekirdekli indüktanslar durumuyla bu teknik uygun sınır değerine varmaktadır. Büyük öz-dirençli ferromagnetik maddelerden yapılan *ferrit* çekirdekler yüksek fre-



Şekil 2-6. Elektronik devrelerde kullanılan seçkin indüktanslar
(J.W.Miller C.and Essex international, Inc.)



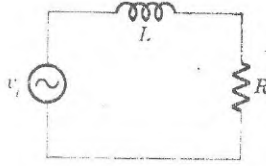
Şekil 2-7. (a) indüktans, (b) demir-çekirdekli indüktansın devredeki gösterimleri.

kanslarda kullanılır, çünkü direncin büyük olması bunların girdap-akım kayıplarını önemsiz duruma düşürür. Bu çeşit maddeler alçak frekanslarda demir kadar kullanışlı değildir, çünkü mıknatıslık doyum etkileri indüktansın maksimum güç düzeyini sınırlar.

BASİT DEVRELER

RL süzgeci

Bir direnç ve bir indüktansın seri bağlantısı basit fakat yararlı bir a.a. devresidir. Böyle bir *RL süzgecinin* Şek. 2-8 deki devre çiziminde yuvarlak içindeki bir devirli sinüs dalgası ile gösterilen bir sinüsel gerilim kaynağına bağlandığını varsayalım. Devredeki akım ve gerilim aşağıda açıklandığı biçimde bulunur. Kirchhoff kurallarına göre ilmek boyunca gerilimlerin toplamı her an için sıfır olmalıdır. Bu, kaynak geriliminin indüktans üzerindeki gerilim ile direnç üzerindeki IR düşmelerinin toplamına eşit olması yani,



Şekil 2-8.

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2-18)$$

olması demektir. Akımın sinüsel ve

$$i = I_p \sin \omega t \quad (2-19)$$

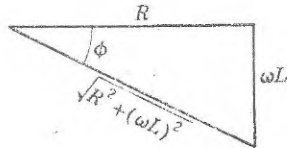
olduğunu varsayarsak türevi

$$\frac{di}{dt} = \omega I_p \cos \omega t \quad (2-20)$$

olur. Denklem (2-18) ve (2-20) devre denkleminde, Denk. (2-18), yerine konulduğunda gerilim

$$v_i = RI_p \sin \omega t + \omega LI_p \cos \omega t \quad (2-21)$$

olur. Bu ifade gerilim ve akım arasındaki faz farkı Şek. 2-9 yardımıyla faz açısını araya sokarak daha açık bir duruma getirilebilir. $\sin \omega t$ ve $\cos \omega t$ nin katsayılarını $\cos \phi$ ve $\sin \phi$ cinsinden yazarsak Denk. (2-21)



Şekil 2-9.

$$v_i = I_P \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} (\cos \varnothing \sin \omega t + \sin \varnothing \cos \omega t) \quad (2-22)$$

olur. Parantez içindeki terimler $\sin(\omega t + \varnothing)$ nin özdeşi olduğundan

$$v_i = I_P \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \sin(\omega t + \varnothing) \quad (2-23)$$

olur. Burada $\varnothing = \arctan \frac{\omega L}{R}$ (2-24)

dir. Denklem (2-24) e göre, önceden Denk. (2-16) ile ilgili olarak gözlemlendiği üzere, akımın geriliminden geri kaldığına dikkat ediniz. Gene bu a.a. devresinde akımı bulmak için indüktif reaktans ve direncin önemli olduğunu gözönüne alınız.

R direnci üzerindeki gerilim düşmesinin devrenin çıkış gerilimi olduğunu varsayalım. O zaman Denk. (2-19) u kullanarak

$$v_o = RI_P \sin \omega t \quad (2-25)$$

yazılır. Çıkış geriliminin kok değerinin giriş geriliminin kok değerine oranı Denk. (2-23) ve (2-25) den

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{RI_P}{I_P \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (2-26)$$

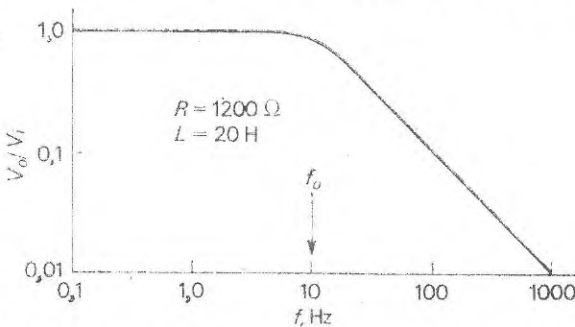
veya

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R}\right)^2}} \quad (2-27)$$

dir. Denklem (2-27) ye göre alçak frekanslarda $\omega L/R \rightarrow 0$ dır ve çıkış gerilimi giriş gerilimine eşittir. Yüksek frekanslarda Denk. (2-27) nin Şek.2-10 daki çiziminden görüldüğü üzere çıkış gerilimi giriş geriliminden küçüktür. Bu devre alçak frekans geçiren süzgeç olarak bilinir. Burada

$$\frac{2\pi f_o L}{R} = \frac{\omega_o}{R} = 1 \quad (2-28)$$

olduğu f_o frekansını gözönüne alalım. Denklem (2-27) ye göre bu durum



Şekil 2-10. Alçak frekans-geçiren RL süzgecinin frekans belirtgeni.

$$\frac{V_o^2}{V_i^2} = \frac{1}{2} \quad (2-29)$$

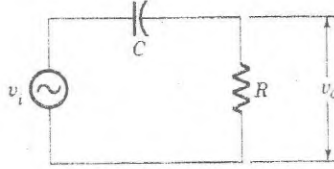
olduğu frekanstır. R üzerinden alınan çıkış gücü gerilimin karesiyle orantılı olduğundan f_o 'a yarı-güç durumundaki frekans denir. Bu frekanstan daha büyük frekanslı giriş işaretlerini indüktans geçirmez, daha önce söylenen şok sözcüğünün kaynağı da buradan gelmektedir.

RC süzgeci

Seri bağlı bir sığa ve bir dirençten oluşan basit fakat çok kullanışlı bir devre Şek. 2—11 de gösterilmiştir. Bu *RC süzgeci*

$$v_i = V_P \sin \omega t \quad (2-30)$$

ile verilen sinüsel bir gerilim kaynağına bağlanmıştır. İlmek boyunca gerilim düşmeleri



Şekil 2- 11. RC süzgeci.

$$v_i = \frac{Q}{C} + Ri \quad (2-31)$$

biçiminde yazılabilir. Burada i akımdır. Her terimin zamana göre türevini

alır ve $i = \frac{dQ}{dt}$ koyarsak Denk. (2-31) biraz düzenlendiğinde

$$R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = \omega V_P \cos \omega t \quad (2-32)$$

biçimine girer.

Bu diferensiyel denklemi çözmek için akımın

$$i = I_P \sin (\omega t + \phi) \quad (2-33)$$

ile verildiğini varsayalım. Burada I_P ve ϕ bulunacak niceliklerdir. Denklem (2-33) ün zamana göre türevi alınrsa

$$\frac{di}{dt} = \omega I_P \cos(\omega t + \phi) \quad (2-34)$$

elde edilir. Şimdi Denk. (2-33) ve (2-34) devrenin differensiyel denkleminde, Denk. (2-32), yerine konursa

$$R\omega I_P \cos(\omega t + \varnothing) + \frac{I_P}{C} \sin(\omega t + \varnothing) = V_P \omega \cos \omega t \quad (2-35)$$

elde edilir ve bu denklem tüm t değerleri için Denk. (2-35) i sağlayan I_P ve \varnothing değerleri seçilerek çözülür. Bu yerleştirmeler diferensiyel denklemi trigonometrik bir denklem durumuna getirmiştir. Bu denklem ωI_P ye bölünüp açıldıktan sonra

$$R(\cos \omega t \cos \varnothing - \sin \omega t \sin \varnothing) + \frac{1}{\omega C} (\sin \omega t \cos \varnothing + \cos \omega t \sin \varnothing) = \frac{V_P}{I_P} \cos \omega t \quad (2-36)$$

biçimini alır. $\sin \omega t$ ve $\cos \omega t$ li terimler toplanırsa

$$\left(R \cos \varnothing + \frac{1}{\omega C} \sin \varnothing - \frac{V_P}{I_P} \right) \cos \omega t + \left(\frac{1}{\omega C} \cos \varnothing - R \sin \varnothing \right) \sin \omega t = 0$$

olur. Şimdi $t = 0$ durumuna bakalım; o zaman $\sin \omega t = 0$ dır ve $(2-37)$

$$R \cos \varnothing + \frac{1}{\omega C} \sin \varnothing - \frac{V_P}{I_P} = 0 \quad (2-38)$$

olur. Aynı biçimde $\omega t = \pi/2$ olduğu varsayılırsa $\cos \omega t = 0$ olur. O zaman

$$\frac{1}{\omega C} \cos \varnothing - R \sin \varnothing = 0 \quad (2-39)$$

bulunur. Denklem (2-37) nin bütün t değerlerinde sağlanması için Denk. (2-38) ve (2-39) un ikisi de doğru olmalıdır. Denklem (2-39) \varnothing için hemen çözülebilir, yani.

$$\frac{1}{\omega C} \cos \varnothing = R \sin \varnothing$$

$$\tan \varnothing = \frac{\sin \varnothing}{\cos \varnothing} = \frac{1}{R\omega C}$$

dir ve buradan

$$\varnothing = \arctan \frac{1}{R\omega C} \quad (2-40)$$

bulunur. \varnothing için elde edilen değer I_P yi bulmak için Denk. (2-38) de kullanılır. Bu işlem tam RL süzgecinde olduğu gibi, Denk. (2-21) yapılır. Bu durumda Denk. (2-38) den

$$R \frac{R}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} + \frac{1}{\omega C} \frac{1/\omega C}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} - \frac{V_P}{I_P} = 0 \quad (2-41)$$

bulunur. Son olarak

$$I_P = \frac{V_P}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \quad (2-42)$$

elde edilir. Böylece devredeki akım

$$i = \frac{V_P}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\omega t + \varnothing) \quad (2-43)$$

bulunur .Burada

$$\varnothing = \arctan \frac{1}{\omega RC}$$

dir.

Denklem. (2—38) e göre faz açısının pozitif olduğuna dikkat ediniz. Bu durum sıgasal devrelerin bir özelliği olarak akımın gerilimden faz bakımından ileride olduğunu gösteriyor. Yüksek frekanslarda $1 / \omega RC \rightarrow 0$ olduğunda faz sıfır ve akım gerilimle aynı fazdadır. Çok alçak frekanslarda faz açısı $\pi/2$ ye yaklaşır.

Direnç üzerindeki çıkış gerilimi,

$$v_o = RI_P \sin(\omega t + \varnothing) \quad (2-44)$$

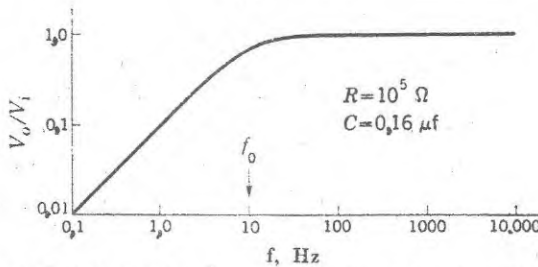
dir ve bu Denk. (2-30), (2-42) ve (2-44) den bulunan çıkış geriliminin kok değerini giriş gerilimininkine oranının

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega RC)^2}} \quad (2-45)$$

olması demektir.

Denklem (2-45) in Şek. 2-12 deki çizimi alçak frekanslarda çıkış geriliminin, V_o , çok küçük olduğunu ve yüksek frekanslarda giriş gerilimine eşit olduğunu gösteriyor. Alçak frekanslar az geçirilip yüksek frekanslar azaltılmadan geçirildiğinden bu devreye *yüksek frekans geçiren RC süzgeci* denir. Burada ise

$$2\pi f_0 RC = 1 \quad (2-46)$$



Şekil 2-12. Yüksek frekans geçiren RC süzgecinin frekans belirgeni.

şartını sağlayan f_0 frekansına *RL süzgecinde olduğu gibi yarı güç frekansı* denir.

Türev ve İntegral Alan Devreler

Basit bir *RC* süzgecinde seri bağlı direnç ve sığanın verilen bir frekans bölgesinde $\omega RC \ll 1$ şartını sağlayacak kadar küçük olduğunu varsayalım. Bu şart altında Denk. (2-44) ve (2-45) den

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_P \omega RC \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \\
 &= V_P \omega RC \cos \omega t
 \end{aligned} \tag{2-47}$$

bulunur. Fakat giriş işaretinin zamana göre türevi

$$\frac{dv_i}{dt} = \omega V_P \cos \omega t \tag{2-48}$$

olduğundan Denk. (2-47) ve (2-48) birleştirilerek

$$v_o = RC \frac{dv_i}{dt} \tag{2-49}$$

bulunur. Denklem (2-49), $\omega RC \ll 1$ olduğundan RC süzgeç devresinin türev işlemi yaptığını gösteriyor. Yani çıkış gerilim işareti giriş gerilim işaretinin zamana göre türevidir. Bu yararlı özellik elektronik devrelerde ve bu arada elektronik hesap makinelerinde geniş bir biçimde uygulanmaktadır.

Aynı biçimde kondansatör üzerindeki gerilim Denk. (2-12) ye göre akımın integralidir, yani

$$v_c = \frac{1}{C} \int I_P \sin(\omega t + \varphi) dt = - \frac{I_P}{\omega C} \cos(\omega t + \varphi) \tag{2-50}$$

şimdi $\omega RC \gg 1$ olduğunu varsayalım. Bu durum R ve C yi büyüterek sağlanabilir. O zaman $I_P = V_p/R$, $\varphi = 0$ olur ve Denk. (2-50)

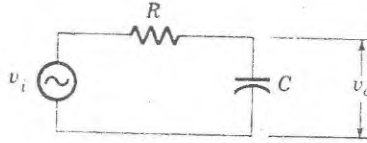
$$v_c = - \frac{V_p}{RC\omega} \cos \omega t \tag{2-51}$$

olur. Bu eşitliğe giriş geriliminin integrali yerleştirilirse

$$v_c = \frac{1}{RC} \int v_i dt \tag{2-52}$$

bulunur. Öyleyse bu şartlar altında RC devresi integral işlemi yapmaktadır. Devre türev veya integral almak için kullanıldığında çıkış gerilimi Denk. (2-49) ve (2-52) ye göre giriş geriliminin adeta bir kesri olmaktadır. Bununla birlikte uygulamada bu kötü bir durum yaratmaz, çünkü çıkış işareti ilerideki bölümlerde anlatılan yükseltici devreler kullanılarak büyütülebilir.

Denklem (2-52) yi türetirken başlangıçtaki geçici gerilimlerden sonraki kararlı durumla yani giriş gerilimi açıldığında ortaya çıkan gerilimler söndükten sonraki durumla ilgilenildiği için integral sınırlarının konmaması normaldir. RC devrelerinde geçici etkiler gelecek kesimde tartışılacaktır. Çıkış gerilim işareti kondansatörden alındığında RC devresi, Şekil 2-13, *alçak frekans geçiren* bir devredir. Bir bölgeden ötekine geçiş frekansı, yüksek frekans geçiren süzgeç durumunda olduğu gibi, yarı-güç frekansı olarak işaretlenmiştir ve bu durumda $\omega_0 RC = 1$ dir.



Şekil 2-13. Alçak frekans geçiren RC süzgeci.

GEÇİCİ AKIMLAR

Zaman sabiti

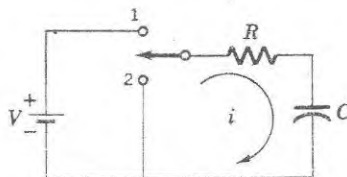
Şimdiye kadar a.a. devreleri üzerine yapılan incelemelerde sinüsel emk'lerin kok değerlerinin sabit olduğu varsayılmıştır. Geçici etkiler a.a. devrelerine uygulanan gerilimlerdeki, örneğin emk uygulandığı andaki ani değişimlerle ilgilidir. Bu geçici akımlar çabuk kaybolur ve geriye şebekelerde emk uygulandığı sürece devam eden kararlı-durum akımları kalır. Çoğu kez kararlı durum akımları önemli olmasına rağmen birçok durumlarda geçici etkiler de önemlidir. Bu durum özellikle bir şebekenin yalıtılmış pulslara karşı tepkisinin hesaplanmasında önemlidir.

A.a. akım şebekelerinde geçici akımlar, uygulanan gerilim değiştiği andaki akımın değerini hesaba katarak devrenin diferensiyel denklemini çözerek bulunur. Gerçekte devrenin diferensiyel denkleminin tam çözümü geçici akım ve kararlı durum akımının toplamıdır. Genel olarak a.a. devre çözümlenmesinin iki görünüşünü ayrı ayrı ele almak uygun olmaktadır, çünkü devrelerin en çok ilgilenilen tepkileri ya sadece kararlı emk'leriyle ya da sadece geçici etkilerle ilgili olanlardır.

Önce Şek. 2-14 de gösterildiği gibi bir batarya ve iki-konumlu bir anahardan oluşan basit seri bir RC devresindeki geçici akımları incelemek uygun olur. Anahtarın aniden 1 ucuna bağlandığını varsayalım. Kirchhoff kuralına göre devrenin diferensiyel denklemi

$$V = Ri + \frac{q}{C} \quad (2-53)$$

dir. t ye göre türev alınır, düzenlenirse



Şekil 2-14.

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{RC} i = 0 \quad (2-54)$$

olur. Bu diferensiyel denklemi çözmek için

$$\frac{di}{i} = - \frac{1}{RC} dt \quad (2-55)$$

şeklinde yazılır. Denklem. (2-55) in hem sol hemde sağ tarafı bilinen integ-raller olduğundan hemen

$$\ln i = - \frac{1}{RC} t + K \quad (2-56)$$

yazılır. Burada K başlangıç şartlarından bulunacak bir sabittir. Denklem (2-56) yı bir başka yazış biçimi,

$$i = \exp \left(- \frac{t}{RC} + K \right) = A e^{-t/RC} \quad (2-57)$$

$t = 0$ anında anahtar kapanınca akımın V/R ye eşit olduğu dikkate alınırsa

$$i = \frac{V}{R} e^{-t/RC} \quad (2-58)$$

olur. Denklem (2-58) e göre bu basit RC devresinde anahtar 1 konumuna getirildiği zaman akım üstel olarak azalmaktadır. Saniye boyutunda olan RC niceliğine *zaman sabiti* denir ve akımın hangi hızla azaldığını gösterir.

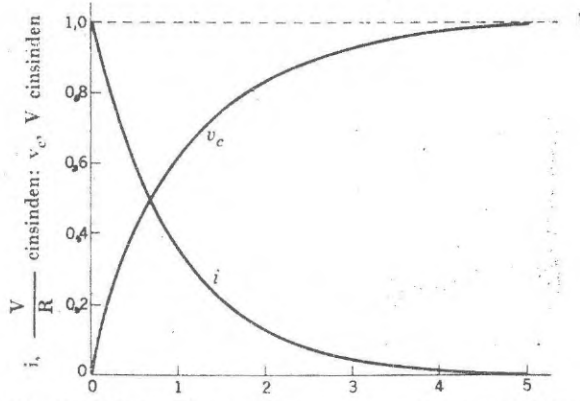
Herhangi bir anda kondansatör üzerindeki gerilim, akımı integre ederek bulunur. Denklem. (1-1) ve (2-11) e göre

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{V}{RC} \int_0^t e^{-t/RC} dt \\ &= V (1 - e^{-t/RC}) \end{aligned} \quad (2-59)$$

dir. Denklem (2-58) ve (2-59) a göre yükleme akımın azalması ve kondansatör üzerindeki gerilimin büyümesi sıfırdan başlayarak üstel olarak batarya gerilimine kadar arttığına dikkat ediniz. zaman sabiti kadar bir süre geçtikten sonra gerilim son değerinin yüzde $1 - e^{-1} = 1 - 0,356 = 63$ üne ulaşır. Bu gerilim değerine ulaşmak için geçen gerçek zaman direncin ve sığanın büyüklüklerine bağlıdır. R ve C nin büyük olmaları durumunda uzun ve küçük olmaları durumunda kısa zaman gerekir.

Anahtarın 2 konumuna getirilmesiyle kondansatörün direnç üzerinden boşalması sırasında akımın azalması Denk. (2-58) ile verilen eşitliğe uyar. Bu durumda devrenin gerilim denklemi, yani

$$\frac{q}{C} + Ri = 0 \quad (2-60)$$

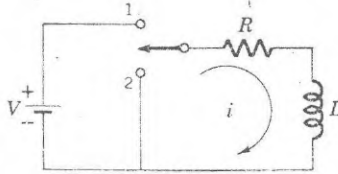


Şekil 2-15. Bir RC devresinde yüklem akımı ve kondansatördeki gerilim.

yazılarak görülebilir. Türev alınır, düzenlenirse elde edilen sonuç,

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{RC} i = 0 \quad (2-61)$$

Denk. (2-54) e özdeş olur. Bundan başka kondansatör tam yüklendiğinde üzerindeki gerilim V dir bu da tıpkı akımın dolması durumunda olduğu gibi başlangıçtaki akımın V/R olması demektir. kondansatör üzerindeki gerilimin RC zaman sabiti ile üstel olarak sıfıra düştüğü herhangi bir anda kondansatör üzerinde kalan yük hesaplanarak, Denk. (2-59) a götüren yöntemle benzer şekilde davranılarak gösterilebilir.



Şekil 2-16.

Basit bir indüktif devre Şek. 2-16 daki devredeki açıklamalardan görüldüğü üzere RC devresine benzerdir. Anahtarın 1 konumunda olması durumunda gerilim denklemi

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2-62)$$

dir ve düzenlenirse

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i - \frac{V}{L} = 0 \quad (2-63)$$

olur. Bu denklem tam Denk. (2-61) gibi çözülür ve akım için

$$i = \frac{V}{R} (1 - e^{-tR/L}) \quad (2-64)$$

bulunur. Buradan indüktif bir devrede akımın L/R zaman sabiti ile üstel olarak büyüdüğü açık olarak görülüyor.

Anahtar 2 konuma getirildiğinde akımın azalması da üsteldir. Çünkü bu durumda devrenin diferensiyel denklemi basit olarak

$$L \frac{di}{dt} + Ri = 0 \quad (2-65)$$

dir. Denklem (2-54) e benzeterek akım

$$i = \frac{V}{R} e^{-tR/L} \quad (2-66)$$

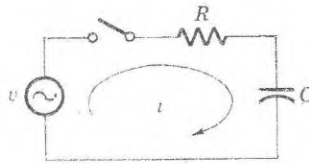
yazılır. İndüktif bir devrede akımın artması ve azalması Denk. (2-64) ve (2-66) ya göre tıpkı RC devresindeki duruma karşılık gelecek biçimde simetrikler.

A.A. da Geçici Durumlar

Geçici akımlar a.a. kaynaklarının açılması sırasında da ortaya çıkarlar. Örneğin Şek. 2-17 deki devreyi gözönüne alalım. Bu devrenin diferensiyel denklemi

$$R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = \frac{dv}{dt} \quad (2-67)$$

dir. Uygulanan gerilimi



Şekil 2-17.

$$v = V_p \sin(\omega t + \theta) \quad (2-68)$$

biçiminde göstermek uygun olur. Burada faz açısı θ , giriş geriliminin $t = 0$ 'daki ani büyüklüğünü seçmek için konulmuştur. Denklem (2-67) nin tam çözümünü geçici bir akımla frekansı ω olan kararlı-durum akımını içerdiğinden toplam akım

$$i = i_1 + i_2 \quad (2-69)$$

olur. Burada i_1 geçici akım ve i_2 kararlı-durum akımıdır.

Denklem (2-69), (2-67) diferensiyel denkleminde yerine konup düzenlendiğinde sonuç,

$$\left(R \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} i_1 \right) + \left(R \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} i_2 - \frac{dv}{dt} \right) = 0 \quad (2-70)$$

olur. Bu denklem, iki parantez sıfıra eşit olduğunda çözülür. Birinci parantezin içi Denk. (2-54) ün aynısıdır ve bunun çözümü daha önce Denk. (2-58) olarak bulunmuştu. Aynı biçimde ikinci parantez Denk. (2-32) nin aynısıdır ve çözümü Denk. (2-43) dür. Bu ifadeler kullanılarak toplam akım

$$i = Ae^{-t/\tau} + \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\omega t + \theta + \varnothing) \quad (2-71)$$

olarak yazılır. Burada $\tau = RC$ ve

$$\varnothing = \arctan 1 / R\omega C$$

dir. A sabiti anahtar kapandığı andaki kaynak geriliminden bulunur. Denklem (2-71) i yukarda tartışıldığı gibi geçici bir kısım ile birlikte kararlı-durum teriminden oluştuğuna dikkat ediniz.

$t = 0$ anında anahtar kapandığında uygulanan geriliminin tepe değerinde olduğunu yani $v = V_P$ olduğunu varsayalım. Bu, Denk. (2-68) e göre $\theta = \pi/2$ seçilmesi demektir ve başlangıçtaki akım V_P/R dir. Böylece, Denk. (2-71) $t = 0$ için

$$\frac{V_p}{R} = A + \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin\left(\frac{\pi}{2} + \varnothing\right) \quad (2-72)$$

verir. Bu denklemde A sabiti bulunur ve Denk. (2-71) de yerine konur. Elde edilen en son çözüm,

$$i = \frac{V_p}{R} \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} e^{-t/\tau} + \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varnothing\right) \quad (2-73)$$

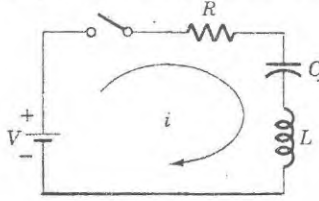
dir. Denklem (2-73) deki geçici terimin kararlı-durum terimi ile karşılaştırıldığında göze çarpar bir büyüklüğü olması için paydasındaki terimin çok büyük olmaması gerekir. Yani $(\omega RC)^2 < 1$ veya

$$\tau < \frac{1}{\omega} \quad (2-74)$$

olmalıdır. Bu ifadeye göre geçici akımın zaman sabiti sinüs dalga akımının bir periyodundan küçüktür. Öyleyse a.a. dalgasının bir devrinin sadece bir kesri kadar bir zaman sonra geçici akım önemsiz olur ve bundan ötürü geçici akım hiç dikkate alınmayabilir. Öte yandan eğer zaman sabiti bir periyottan çok büyükse geçici etkiler birçok devir boyunca devam eder ama Denk. (2-73) e göre genlikleri küçüktür. Bu açıklamalar birçok amaçlar için sadece kararlı-durum çözümünün yeterli olduğunu ortaya koyuyor.

Çınlama

Bir RLC devresinde gerilimin ani değişiklikleri *çınlama* oluşturabilir. Çınlama sırasında *rezonans* frekansı diye adlandırılan devreye özgü bir frekansta azalan a.a. oluşur. Oluşan a.a. ın genliği rezonans durumunda olmayan devrelerdeki gibi üstel olarak azalır. Örneğin Şek. 2-18 deki devrede anahtar kapandıktan sonra bir ölçüde yavaş azalan a.a. oluşabilir. Bu olay bir çana bir çekişle vurmaya benzer ve *çınlama* sözcüğü de buradan gelmektedir.



Şekil 2-18.

Rezonans devreleri daha büyük ayrıntılarıyla gelecek bölümde incelenecektir. Şekil 2-18 de çalışmayı incelemek için Kirchhoff kuralları uygulanarak işe başlanır, yani

$$V = Ri + \frac{q}{C} + L \frac{di}{dt} \quad (2-75)$$

dir ve türev alındıktan sonra

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0 \quad (2-76)$$

olur. Önceki çözümlemelere dayanarak bu devre denklemlerini çözmek için devrede zamanla genliği üstel olarak azalan bir a.a. akımının olduğu varsayılır. Öyleyse akım,

$$i = Ae^{-at} \sin(\sin \omega t + \phi) \quad (2-77)$$

şeklinde yazılabilir. Burada A , a , ω ve ϕ sabitleridir. Denklem (2-77) nin iki kez türevi alınır ve yukarıdaki üç ifade de yerlerine konulursa biraz cebirsel işlemlerden sonra Denk. (2-76),

$$\left[\left(a^2 - \omega^2 - \frac{Ra}{L} + \frac{1}{LC} \right) \sin(\omega t + \phi) + \left(\frac{R\omega}{L} - 2a\omega \right) \cos(\omega t + \phi) \right] Ae^{-at} = 0 \quad (2-78)$$

durumuna indirgenir. Denklem (2-77) nin (2-76) nin bir çözümü olması için (2-78) in iki teriminin katsayıları da ayrı ayrı sıfıra eşit olmalıdır. \cos 'lü terimin katsayısından

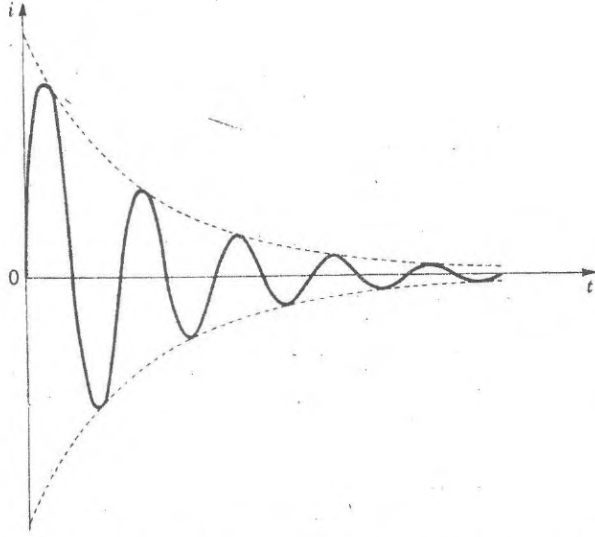
$$a = \frac{R}{2L} \quad (2-79)$$

bulunur. Sin lü teriminin katsayısı frekans için

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} \quad (2-80)$$

verir. Öyleyse bu devredeki akım, frekansı Denk. (2-80) ile verilen sinüsel bir akımdır ve genliği (2-79) ile belirtilen zaman sabiti ile azalır. Akımın biçimi Şek. 2-19 da gösterilmiştir.

Devre elemanlarının değerleri



Şekil 2-19. Bir RLC devresinde geçici akım azalan ve salınumlu bir biçimde olabilir.

$$\frac{R^2}{4L^2} > \frac{1}{LC} \quad (2-81)$$

şartını sağladığı durumda Denk. (2-80) den hesaplanan a.a. frekansı sanaldır. Bu durumun açıklanması sanal bir açının sinüsünün matematiksel ifadesi

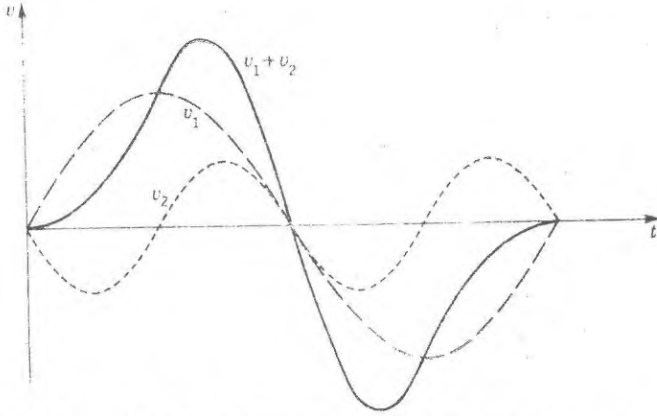
$$\sin j\omega t = \frac{j}{2} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) \quad (2-82)$$

ile ilerletilebilir. Buna göre Denk. (2-77) devredeki R , C ve L değerleri ile belirtilen zaman sabiti ile azalan üstel bir ifadeye indirgenir. Denklem (2-81) e göre devrenin direnci çok büyükse a.a. akımı dirençteki joule kayıplarıyla azalır, bu durumdaki devreye *aşırı sönümlü* denir. *Kritik sönümlü* durum Denk. (2-80) de hesaplanan frekans sıfır olduğu zaman ortaya çıkar ve bu durumda üstel bozulma sadece Denk. (2-79) ile belirtilir.

KARIŞIK DALGA-BİÇİMLERİ

Fourier Serisi

Uygulamada ilgenilen kararlı a.a. işaretleri çoğu kez basit sinüs dalgaları değil fakat daha karışık dalgabiçimleridir. Bununla birlikte sinüs dalga çözümlenmesine temel olarak uygulanabilir, çünkü karışık dalgabiçimleri çeşitli genlik ve frekanstaki sinüs dalgalarının toplamıyla temsil edilebilir. Örneğin Şek. 2-20'deki birinin frekansı ötekini iki katı olan iki sinüs dalgasını dikkate alınız. Toplam dalganın biçimi kendisini oluşturanların her birin-



Şekil 2-20. İki sinüs dalgasının toplamı karışık bir dalgabiçimidir.

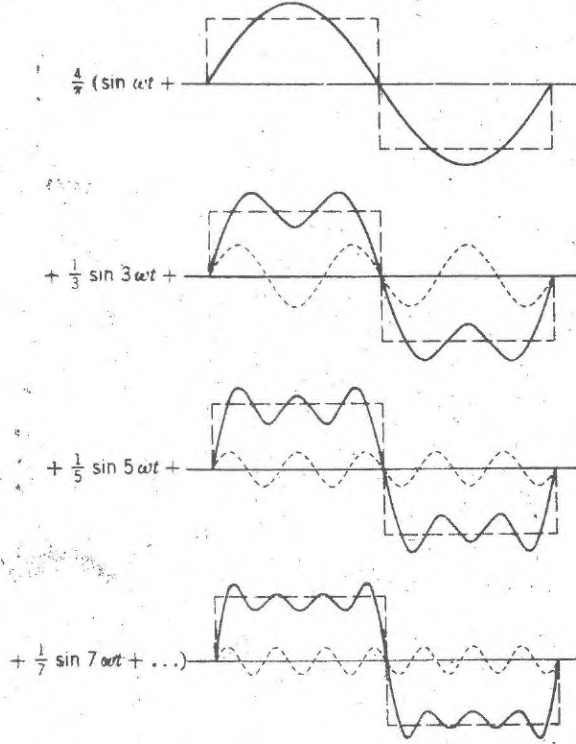
den farklıdır. Eğer bu periyodik gerilim bir devreye uygulanırsa oluşacak akım ayrı ayrı her bir sinüsel gerilim bileşeninin oluşturacağı akım hesaplanarak bulunabilir. Bu yolla herhangi bir karışık dalgabiçimi incelenebilir.

Herhangi bir tek-değerli periyodik dalgabiçimi *temel* (en küçük) *frekans* ve bunun *harmomiklerinin* (temel frekansın tam katları) toplamı olan *Fourier serileri* ile temsil edilebilir. Bu temsilin matematiksel kanıtı ve verilen herhangi bir dalgabiçimini oluşturan uygun serilerle temsil etmek süreci ile burada ilgilenmeyeceğiz. Bununla birlikte serilerle temsil etmenin temel özelliklerini ortaya koymak için uygulamada önemli olan çeşitli dalgaların harmonik bileşimlerini göstermek ilgi çekici olur.

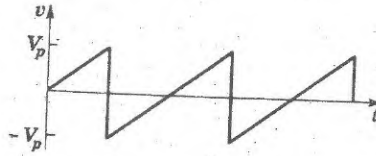
Tepe gerilimi V_P ve frekansı ω olan bir kare alga için Fourier serisi

$$v = \frac{4V_P}{\pi} \left(\sin\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right) \quad (2-83)$$

ile verilir. Serilerle göstermenin doğruluğu Şek. 2-21'deki çizimde açıklandığı üzere Denk. (2-83) deki terimlerin sayısı arttıkça düzelir. Demekki kare dalganın keskin köşelerini belirtmek için yüksek frekanslar gereklidir. İkinci örnek testere dişli dalgadır (Şek. 2-22) ve bu



Şekil 2-21. Bir kare dalgada birçok frekans bileşenleri vardır. Temsilin doğruluğu harmoniklerin sayısı arttıkça düzelir.



Şekil 2-22. Testere dişli dalgası.

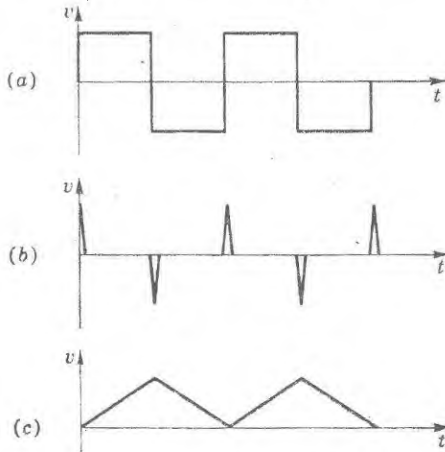
$$v = \frac{2V_P}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t - \frac{1}{4} \sin 4\omega t + \dots \right) \quad (2-84)$$

ile temsil edilir. Gene burada da testere dişli dalgabığının keskin köşelerini elde etmek için yüksek frekanslı terimler bulundurulmaktadır.

Denklem (2-83) ve (2-84) e göre kare dalga ve testere dişli karışık dalga-biçimleri geniş frekans spektrumlarından oluşur. Eğer herhangi bir şebekenin girişine uygulanan işaretin biçiminin çıkışta da aynı olması isteniyorsa şebekenin zayıflatıcı etkisi frekanstan bağımsız olmalıdır. Örneğin bir yüksek frekans geçiren RC devresine uygulanan kare dalga ancak kare dalganın temel frekansı süzgecin kesilim frekansından büyükse çıkışta da kare dalga olur. Gene eğer dalgabiçimi korunmak isteniyorsa şebekeden geçerken harmoniklerin birbirlerine göre fazlarının sabit kalması da aynı derecede önemlidir.

Öte yandan bir dalganın harmonik bileşimi, sık sık bir şebeke ile bir dalga biçiminden ötekine dönüştürmek için amaçlı olarak değiştirilir. Bir kare dalganın türev alan bir RC devresine uygulandığını düşünelim. Çıkıştaki dalgabiçimi Şek. 2-23b de gösterildiği gibi pozitif ve negatif keskin bir pulslar serisi biçimindedir. Devrenin bir kare dalganın türevini uygun olarak alması için Fourier temsilindeki en yüksek frekanslı terimin Denk. (2-49) da belirtilen $\omega RC \ll 1$ yaklaşımına uyması gerekir. Uygulamada bu kolayca başarılır ve türev alan basit bir devre kare dalgadan puls oluşturmak için geniş bir biçimde kullanılır.

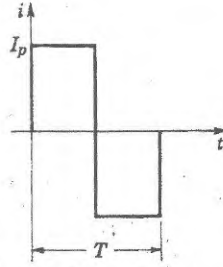
İkinci bir örnek basit bir RC devresi kullanarak bir kare dalganın integre edilmesidir. İntegral sonucu Şek. 2-23c de görüldüğü gibi üçgen dalgadır. Burada kare dalganın temel frekansı Denk. (2-52) ile verilen $\omega RC \gg 1$ şartını sağlamaya yetecek kadar büyük olmalıdır.



Şekil 2-23. (a) Kare dalga, (b) türevi alınmış kare dalga, (c) integrali alınmış kare dalga.

Etkin Değer

Karışık bir dalgabiçiminin etkin değeri daha önce sinüsel bir dalga durumunda verilen tanımda olduğu gibidir. Örneğin Şek 2-24 de açıklandığı gibi periyodu T , maksimum değeri, I_P olan kare dalgayı dikkate alalım. Etkin akım,

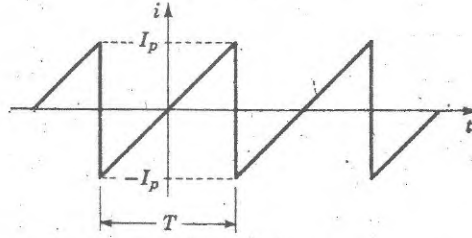


Şekil 2-24. Kare dalga.

$$I_e^2 = \frac{1}{T} \int_0^T I_P^2 dt = \frac{I_P^2}{T} \int_0^T dt = I_P^2 \quad (2-85)$$

dir. Demekki bir kare dalganın etkin değeri onun maksimum değerine eşittir. Bir dirençteki joule ısısı akımın karesine bağlı olduğundan akımın yönü problem değildir ve Denk. (2-85) beklenenin tam kendisidir.

Şimdi Şek. 2-25 de açıklanan basit üçgen testere dişli dalgabıçımını gözönüne alalım. Akım $-T/2$ den $T/2$ kadar olan zaman aralığında



Şekil 2-25. Testere dişli dalga.

$$i = \frac{2I_P}{T} t \quad (2-86)$$

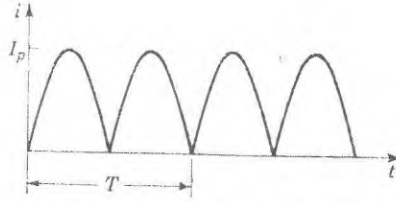
biçiminde değişir. Öyleyse bunun kok değeri

$$I_e^2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left(\frac{2I_P}{T} t \right)^2 dt = \frac{4I_P^2}{T^3} \int_{-T/2}^{T/2} t^2 dt = \frac{I_P^2}{3}$$

$$I_e = \frac{I_P}{\sqrt{3}} \quad (2-87)$$

olarak bulunur.

Başka bir ilgi çekici dalgabıçımı Şek. 2-26 da gösterilen bir seri yarım sinüs dalgasıdır. Etkin değer yukarıda kullanılan süreçle bulunabilir, bununla birlikte ortalama değeri hesaplanarak gösterilebileceği gibi bu dalgabıçımının bir d.a. bileşeni vardır. Yani



Şekil 2-26. Yarıml sinüsel dalgabiçimi.

$$I_{da} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_P \sin \omega t \, dt = \frac{4I_P}{\omega T} = \frac{4I_P}{2\pi}$$

$$I_{da} = \frac{2}{\pi} I_P \quad (2-88)$$

dir. Bu d.a. bileşen tam dalgabiçiminin ısıtıcı etkisine katkıda bulunur.

Birçok amaçlar için sadece a.a. bileşenlerin kok değeri ilgi çekicidir. Bunun için karışık dalgabiçimlerinin Fourier serilerini gözönüne almak uygundur. Her frekans bileşeninin ısıtıcı etkisi ötekilerden bağımsız olduğundan herhangi bir karışık dalga biçiminin etkin değeri

$$I_e^2 = I_{da}^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots \quad (2-89)$$

ile verilir. Burada I_{da} ortalama değer ve $I_1, I_2, I_3 \dots$ her frekans bileşeninin kok değeridir. Çoğu kez temel frekanslı terim en büyük olduğu için sadece onu dikkate almak yeterli olmaktadır.

Şekil 2-26 daki dalgabiçiminin Fourier serisi

$$i = \frac{2}{\pi} I_P - \frac{4I_P}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4I_P}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \quad (2-90)$$

dir. İlk terimin d.a. bileşenin tanımına uygun olarak Denk. (2-89) a karşılık geldiğine dikkat ediniz. Sadece a.a. bileşenlerin etkin değeri Denk. (2-4) ve (2-89) kullanılarak,

$$I_{kok}^2 = \frac{I_P^2}{2} \left[\left(\frac{4}{3\pi} \right)^2 + \left(\frac{4}{15\pi} \right)^2 + \dots \right] \approx \frac{1}{2} \left(\frac{4I_P}{3\pi} \right)^2 \quad (2-91)$$

$$I_{kok} = \frac{2 \sqrt{2} I_P}{3\pi} \quad (2-92)$$

bulunur. Burada elde edilen sonuçlar Böl. 4 deki indüktanslı ve kondansatörlü süzgeçlerin daha ileri uygulamalarında kullanılmaktadır.

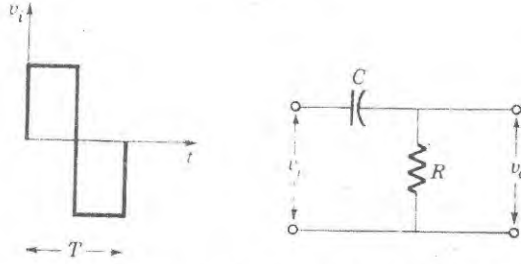
Kare-dalga Tepkisi

Devrelerin kare-dalga gerilimlerine tepkisini geçen kesimdeki geçici yöntemlerle incelemek yararlıdır. Bir kare dalga bir d.a. geriliminin kare-dalga fre-

kansııyla açılıp kapanması olarak düşünülebilir. Geçici akımları inceleme tekniği çıkıştaki dalgabiçimini doğrudan doğruya vermekte ve devrenin harmoniklerinin her birine karşı tepkisinin bulunmasını gereksiz kılmaktadır.

Önce Şek. 2-27 de kendisine T periyodlu bir kare dalganın uygulandığı yüksek frekans geçiren RC süzgecini dikkate alınız. Denklem (2-58) e göre karesel dalganın her yarım-periyoduna eşlik eden geçici akım

$$i = Ae^{-t/\tau} \quad (2-93)$$



Şekil 2-27. Yüksek-frekans geçiren bir süzgecin girişine uygulanan kare-dalga.

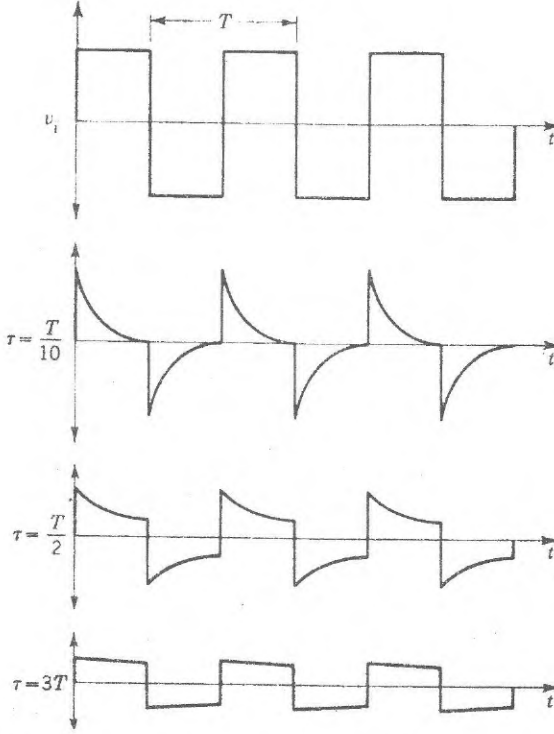
dur. Burada A devrede bundan önceki geçici akıma bağlı bir sabittir. Örneğin eğer $\tau = T/2$ ise kare dalga gerilimi işaret değiştirmeden akım yüzde 63 azalır. Bu demektir ki kondansatör üzerindeki gerilim ters yönde bir geçici akımın doğmasına neden olur ve böylece devam eder. Çıkış gerilimi ($= Ri$) Şek. 2-28 de görüldüğü üzere arka arkaya üstel geçicilerden oluşur. Bu dalga biçimleri RC zaman sabitinin karesel dalga periyodu ile karşılaştırıldığında farklı değerlerine karşılık gelir.

Devrenin zaman sabiti kare dalganın periyodundan çok küçük olduğunda çıkıştaki dalgabiçiminin kare dalganın türevine yaklaştığına dikkat ediniz. Bu yöntem bundan önceki kesimde açıklanan türev alma devrelerine değişik bir yaklaşımdır.

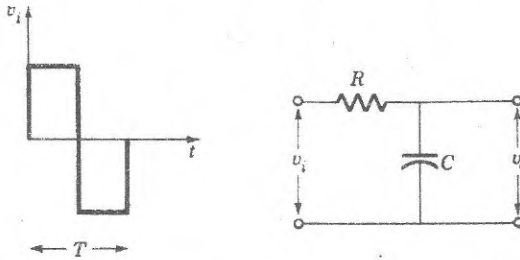
Şekil. 2-29 daki alçak-frekans geçiren devre de aynı biçimde çözümlenebilir. Kondansatör üzerindeki gerilim önceden de tartışıldığı gibi üsteldir ve çıkıştaki dalgabiçimi, Şek. 2-30, yine devrenin zaman sabitinin periyoda göre büyüklüğüne bağlıdır. Özel olarak devrenin zaman sabiti büyük olduğunda kondansatördeki gerilim yükselmesi puls sırasında doğrusaldır. Öyleyse çıkış gerilimi, yine harmonik-devre çözümlenmesine uygun olarak, giriş geriliminin integralidir.

Osiloskop

Kuşkusuz karışık dalgabiçimlerini araştırmak için en yararlı cihaz dalga biçimlerini ekranında gösterebilen *katot-ışınlı osiloskoptur*. Osiloskobun kalbi

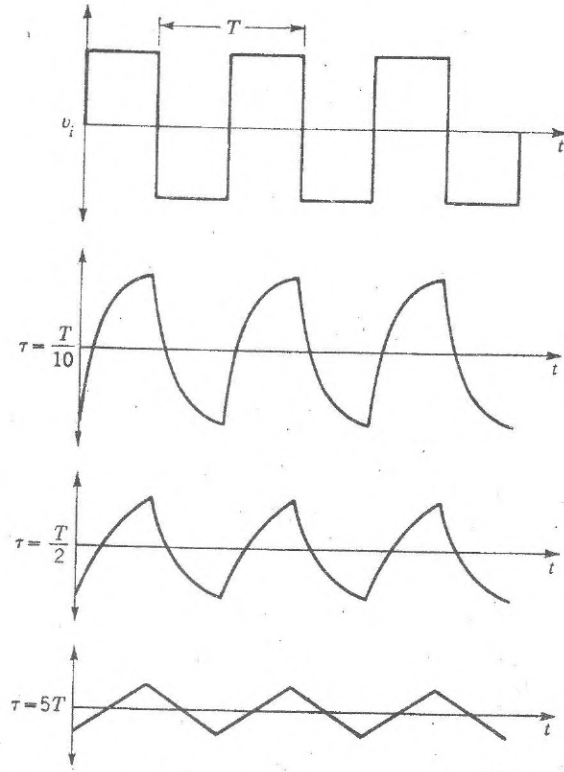


Şekil 2-28. Yüksek-frekans geçiren bir süzgece uygulanan kare-dalga (üstte) periyodun devrenin zaman sabitine oranına bağli olarak çıkışta oluşturduğu dalgabiçimleri.

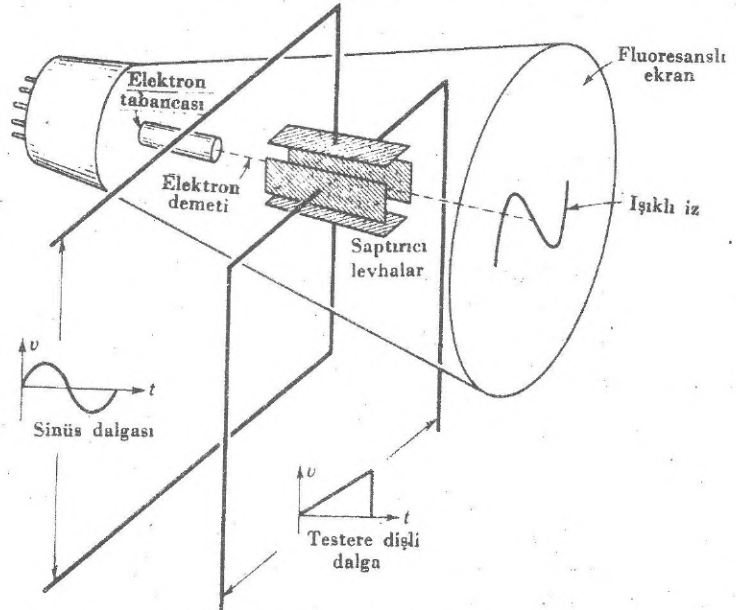


Şekil 2-29. Alçak-frekans geçiren bir süzgece uygulanan kare-dalga giriş işareti.

katot ışınli tüptür. İnce elektron demetleri bu tüpte dalgabiçimini fluorezan ekranda renklendirmek için elektriksel olarak denetlenir. Katot-ışınli tüpte (KIT) bir *elektron tabancası* yüksek hızlı ve odaklanmış elektron demetini fluorezan bir madde ile kaplanmış cam yüzli levhaya gönderir ve elektronlarla dövülen fluorezan madde ışık yayar. Demet, Şek. 2-31'de çizildiği gibi ekrana giderken bir çift yatay saptırıcı ve bir çift düşey saptırıcı levhaların arasından geçer. Saptırıcı levhalardaki gerilim sıfır olduğu zaman demet ekranın orta-



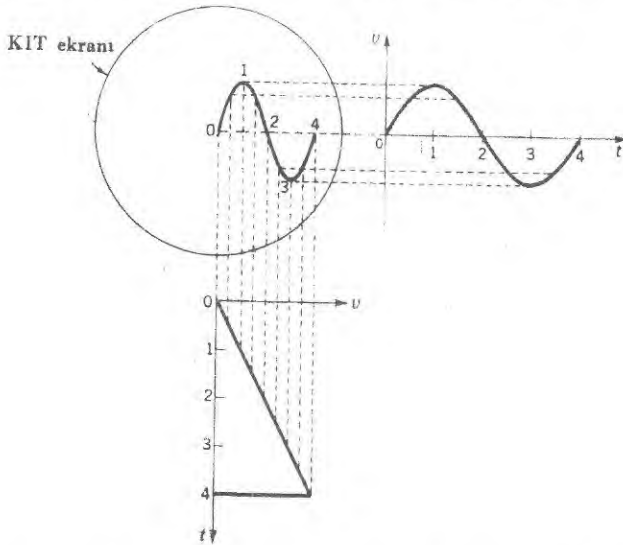
Şekil 2-30. Alçak-frekans geçiren bir süzgece uygulanan kare-dalga girişi periyodun zaman sabitine bağ olarak çıkışta çeşitli dalgabiçimleri oluşturmaları.



Şekil 2-31. Katod ışınlı tüpün çizimi.

sında ışıklı bir nokta oluşturur. Işıklı noktanın ekrandaki konumu saptırıcı levhalardan herhangi bir çiftine uygulanan gerilimlerle elektron demetini saptırarak kolayca değiştirilebilir. Demet her bir çift saptırıcı levhalar arasındaki elektrik alanının elektronlar üzerine yandan bir kuvvet uygulamasıyla saptırılır. Uygulamadaki osiloskoplar cihazın kullanılışlılığını artırmak için bundan sonraki bölümde açıklandığı gibi birçok yardımcı devreler içerirler.

Osiloskobun bir dalgabıçımını ekranda gösterme yolu Şek. 2-32 gözönüne alınarak anlaşılabilir. Düşey saptırıcı levhalara tepeden-tepeye saptırma değeri yaklaşık ekranın çapının yarısı kadar bir sapma oluşturmaya ye-



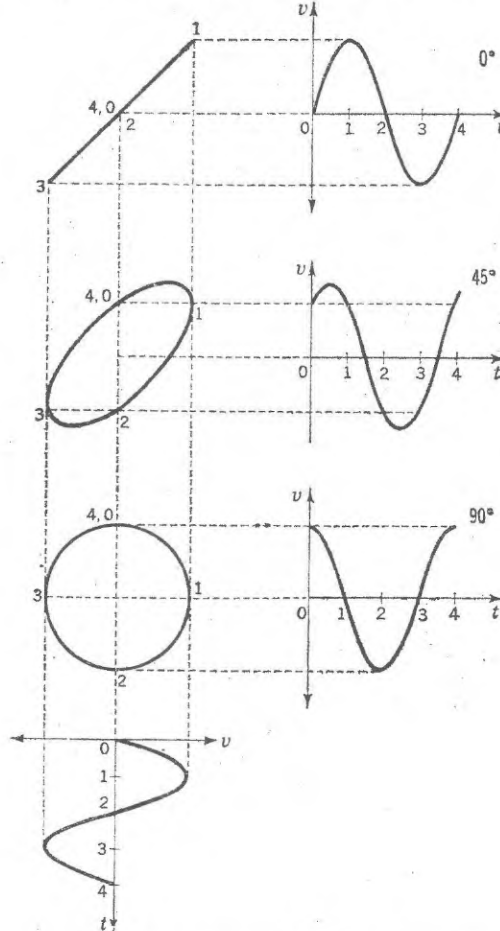
Şekil 2-32. Yatay-saptırıcı levhalarında testere dişli bir gerilim olan osiloskop düşey-saptırıcı levhalarına uygulanan dalgabıçımını ekranda göstermektedir.

tecek genlikte bir sinüs dalga gerilimi uygulandığını varsayalım. Aynı frekanslı ve genliği ekran çapını yarısına kadar tarayabilecek bir testere dişli gerilim dalgabıçımı yatay saptırıcı levhalara uygulanır. Eğer iki dalgabıçımı da aynı zamanda sıfırdan başlarsa ışıklı leke ekranın ortasından başlar. Yatay levhalardaki testere dişli dalga ışıklı noktanın sağa doğru düzgün bir hızla hareket etmesini sağlar, düşey hareket ise sinüs-dalga gerilimine bağlıdır. Sonuç olarak Şek. 2-32 de açıklandığı üzere ışıklı nokta ekranda sinüs-dalga desenini çizer.

Yatay levhalardaki testere dişli gerilim bir devir sonunda sıfıra düştüğünde ışıklı nokta hemen başlama noktasına döner. Bundan sonraki devirlerde de aynı desen çizilir. İlgilenilen çoğu frekanslarda ışıklı nokta hareketi belli olmayacak kadar hızla hareket eder ve görüntü devamlı olduğu için sinüs dalgası ekranda kararlı olur. Testere dişli gerilim ve sinüs dalgası her devirde

tam aynı anda başlamalıdır, aksi halde ışıklı nokta her zaman aynı deseni çizmez. Bundan ötürü testere dişli tarama gerilimi, osiloskoptaki yardımcı devrelerle düşey levhalardaki işaretle aynı zamanlı kılınır. Gene ışıklı noktanın yeniden hızla başlangıç noktasına dönmesi sırasında demet kapatılır ve böylece *yeniden çizilecek* çizgi desenden ayrılır. Dalgabiçiminin bir devrinden daha çoğunu ekranda göstermek için tarama gerilimi işaret frekansının bir alt katı olacak biçimde seçilebilir.

Osiloskop sinüs dalgaları arasındaki faz açısını ölçmek için de yararlıdır. Bu iş bir sinüs dalgasını düşey levhalara ve öteki dalgayı da yatay levhalara uygulayarak yapılır. Oluşan desen Şek. 2-33 de açıklandığı üzere faz açısına bağlı olarak 0° , 45° ve 90° için sırayla bir doğru bir elips ve bir daire olur. Faz açısının hesaplanması şöyle yapılır. Yatay levhalardaki gerilim



Şekil 2-33. Yatay ve düşey-saptırıcı gerilimleri arasındaki faz farkının 0° , 45° ve 90° olması durumunda Lissajous şekilleri.

$$v_H = v_P \sin \omega t \quad (2-94)$$

ve düşey levhalardaki sinüs dalga

$$v_V = b \sin(\omega t + \varphi) \quad (2-95)$$

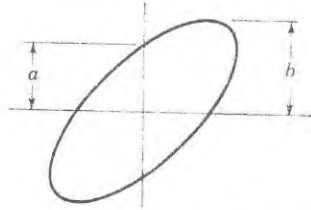
olsun. $t=0$ olduğunda $v_H=0$ dır ve bu yatay sapmanın sıfır olması demektir. Bu noktadaki düşey sapma a ile gösterilebilir ve a ,

$$v_V = b \sin \varphi = a \quad (2-96)$$

dır. φ yi çözerek

$$\varphi = \arcsin \frac{a}{b} \quad (2-97)$$

olur. a/b oranı Şek. 2-34 de gösterildiği üzere ekrandaki desenin boyutlarından doğrudan doğruya bulunabilir. Denklem (2-97) nin geçerli olması için desenin yatay ve düşey gözlem çizgilerine karşılaştırılması gerektiğine dikkat ediniz.



Şekil 2-34. Yatay ve düşey levhalara uygulanan sinüs-dalga gerilimleri arasındaki faz açısı a/b oranından bulunur.

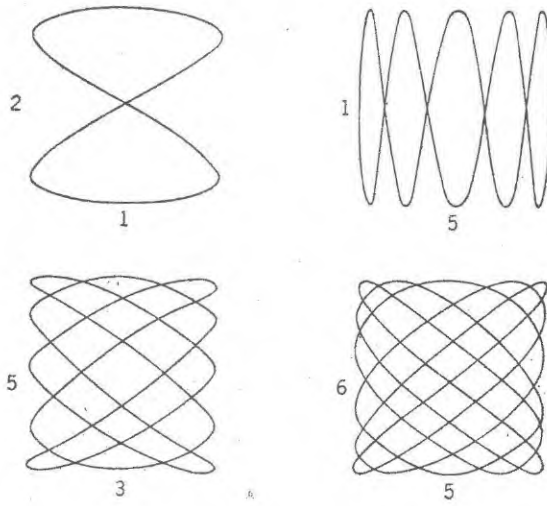
Şekil 2-35 deki desenler genellikle iki sinüs dalgasının frekanslarının oranını bulmak için kullanılan ve *Lissajous şekilleri* diye adlandırılan şekillerin belirli örnekleridir. Bir sinüs dalgası düşey-saptırıcı levhalara ötekide yatay

saptırıcı levhalara uygulanır. Eğer frekansları arasındaki oran $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{4}$ ve

$\frac{2}{3}$ gibi tam kesirse desen kararlıdır. Frekans oranı desenin yan tarafına çizil-

len düşey çizgiye değen ilmeklerin sayısının desenin tabanında yatay çizgiye değen ilmeklerin sayısı ile karşılaştırılarak bulunur. Bunun nedeni yatay saptırıcı levhalarda tam sayıda sinüs dalgası tamamlanması sırasında tam sayıda sinüs dalgasının düşey levhalarda tamamlanmasıdır. Şekil 2-35 farklı frekans oranlarında bilinen bazı Lissajous şekil örneklerini gösteriyor. Bu desenler, Şek. 2-32 ve 2-33 ile ilgili olarak belirtildiği biçimde türetilmişlerdir.

İki sinüs dalgasının sıfırdan geçme zaman aralıklarına bağlı olarak çeşitli farklı desenler aynı frekans oranını gösterebilir. Şek. 2-33', 1:1 frekans oranıyla bu duruma bir örnektir. İlke olarak Lissajous şekilleri sinüsel olmayan dalgabiçimleri arasındaki frekans oranlarını bulmakta da kullanılmasına rağmen uygulamada bu desenler karmaşık çıkar ve açıklanmaları güçtür.



Şekil 2-35. Frekans oranları 2:1, 1:5, 5:3, ve 6:5 olan lissajous şekilleri.

KAYNAKLAR

- R.M.Kirchner and G.F.Corcoran: "Alternating Current Circuits", 4 th ed., John Wiley and Sons, Inc., New York, 1960.
- F.H.Mitchell and F.H.Mitchell, Jr.: "Essentials of Electronics", Addison-Wesley Publishing Company, Inc., Reading, Mass., 1969.
- Leigh Page and Norman Isley Adams: "Principles of Electricity", D.Van Nostrand Company, Inc., Princeton, J.J., 1931.

ALİŞTIRMALAR

2-1 Denklem (2-45) de $R = 10^6 \Omega$ ve $C = 0,01 \mu F$ değerlerini kullanarak yüksek-frekans geçiren RC devresinin frekans-tepki belirtgenini çizin. Yarı-güç frekansından iki onluk aşağı ve iki onluk yukarıdaki frekans aralığını tarayın.

2-2 Alçak-frekans geçiren RC süzgeci için Denk. (2-45) e benzer bir ifade türetin. $R = 10^6 \Omega$ ve $C = 100 pF$ için frekans-tepki belirgenini çizin.

2-3 Alçak -frekans geçiren bir RL süzgecinin $L = 10 H$ ve $R = 100 \Omega$ durumunda Denk. (2-27) ye göre frekans-tepki belirtgenini çizin.

2-4 Testere dişli bir dalganın Fourier seri temsilinin, Denk. (2-84) Şek. 2-21 de olduğu gibi, iki üç ve dördüncü harmonik terimleri eklendiğinde testere dişliyi daha iyi temsil ettiğini gösterin,

2-5 Bir kare dalganın Fourier seri gösterimini kullanarak kare dalganın integralinin sonucunu bulun. Bunu Denk. (2-83) ü terim terim integre ederek el-

de edilen serileri çizerek yazın. Dalgabiçimini Şek. 2-23 deki çizimle karşılaştırın.

2-6 Testere dişli bir dalğanın Fourier seri temsilini kullanarak testere dişli bir dalğanın türevinin sonucunu bulun. Bunu Denk. (2-84) ün terim terim türevini alıp sonucu çizerek yapın.

2-7 Bir kare dalğanın Fourier serisi gösteriminde Denklem. (2-83), ilk üç terimin genlik ve faz açısını hesaplayarak alçak frekans geçiren RC süzgecinin temel frekansı yarı-güç frekansının 10 katı olması durumunda çıkışta kare dalgayı nasıl integre ettiğini gösterin. Çıkıştaki dalgabiçimini Şek. 2-31 de olduğu gibi çizerek bulun.

2-8 Alistırma 2-7 yi kare dalğanın temel frekansının süzgecin yarı-güç frekansına eşit olması durumunda inceleyin.

2-9 Şekil 2-32 nin hazırlanmasına benzer bir süreçle yatay testere dişli gerilimin frekansının düşey sinüs-dalgasının frekansının yarısı olması durumunda osilopkop ekranında gözlenen dalgabiçimini bulun.

2-10 Şekil 2-33 ün hazırlanmasına benzer bir süreçle bir osilopkobun yatay ve düşey saptırıcı levhalarına aralarında 30° faz farkı olan bir sinüs dalgasının uygulaması durumunda osilopkobun ekranında gözlenen şekli belirleyin. Bulunan desenin Denk. (2-97) yi sağladığını gösterin.

BÖLÜM ÜÇ

A. A. Devrelerinin Çözümlemesi

Bölüm 2 de incelenen a.a. devrelerinin ilkeleri herhangi bir sebekede akımları bulmak için de kullanılabilir. Bununla birlikte en kullanışlı devrelerin her şebekesine has diferensiyel denklemi çözmek yüklü bir iştir. A.a. devre çözümlemesinin daha kuvvetli teknikleri daha az işlemlerde devredeki akımların bulunmasını mümkün kılar. Kuşkusuz, bu teknikler devrenin aynı diferensiyel denklemine dayanır. Buradaki işlemler a.a. devre çözümlemesinde birazcık daha karışıktır ve Ohm yasası ile Kirchhoff kuralları buna göre değiştirilmiş biçimde kullanılırlar. Gerçekten, Bül. 1 de açıklanan d.a. şebeke çözümlemesinin tüm teknikleri burada da uygulanabilir.

İMPEDANS

A.A. İçin Ohm Yasası

Bundan önceki bölümde a.a. devresi için geliştirilen diferensiyel denklemlerin kararlı-durum çözümlerinin hepsi çeşitli $\sin\omega t$ ve $\cos\omega t$ li terimler içermektedir. Bu ifadeler çoğu kez araya uygun trigonometrik bağıntıların sokulmasıyla basitleştirilir fakat bu süreç en basit devre için bile zahmetli olmaktadır. A.a. devre çözümlenmesi eğer sinüsel akım ve gerilimler kompleks sayılarla gösterilirse büyük ölçüde kolaylaşır, öyleki

$$i = I = I_P(\cos\omega t + j\sin\omega t) = I_P e^{j\omega t} \quad (3-1)$$

$$v = V = V_P(\cos\omega t + j\sin\omega t) = V_P e^{j\omega t} \quad (3-2)$$

olur. Burada $j = \sqrt{-1}$ dir. Elektronik devre çözümlemesinde alışılmış akım gösterimiyle karışmaması için $\sqrt{-1}$ yerine i den çok j kullanılır. Gerçekkte kompleks sayılarla temsil, Denk. (3-1) ve (3-2) den görüldüğü üzere $\sin\omega t$ ve $\cos\omega t$ terimlerinin ikisini de aynı zamanda kullanmaktadır.

Sinüsel işaretler kompleks sayılarla gösterildiğinde devrelerin diferensiyel denklemleri doğrudan çözülebilirler. Örneğin basit bir RL seri devresinin diferensiyel denklemini, Denk. (2-18), gözönüne alınız,

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (3-3)$$

Denklem (3-1) ve (3-2), Denk. (3-3) de yerine konulur akım ve gerilim arasında faz açısı olduğu varsayılırsa

$$\begin{aligned} V_P e^{j(\omega t + \phi)} &= RI_P e^{j\omega t} + j\omega LI_P e^{j\omega t} \\ &= (R + j\omega L) I_P e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (3-4)$$

$$V = (R + j\omega L) I \quad (3-5)$$

olur. Parantez içindeki niceliğe devrenin kompleks impedansı denir. Böylece devre diferensiyel deklemini

$$V = ZI \quad (3-6)$$

ya indirgenir ve işte bu Ohm yasasının a.a. için yazılışıdır. Öyleyse a.a. şebekelerinin çözümü basit olarak kompleks impedansın bulunmasına indirgenir.

Reaktans olmadığından Denk. (3-6), Ohm yasasının d.a. için yazılan biçimine indirgenir. Bu demektir ki seri ve paralel impedanslar seri ve paralel dirençler gibi birleştirilirler. Öyleyse bireysel seri impedansların eşdeğer impedansı

$$Z_{es} = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \dots \quad (3-7)$$

dir. Aynı biçimde paralel impedansların eşdeğeri,

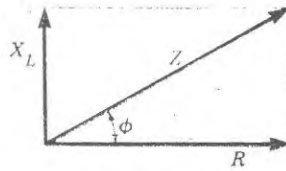
$$\frac{1}{Z_{eş}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots \quad (3-8)$$

dir. Denklem (3—7) ve (3—8) uygulanırken kompleks impedansların özelliğine ve kompleks sayıların birleştirilme kurallarına dikkat edilmelidir. Bundan sonraki kesimde açıklayıcı çeşitli örnekler incelenecektir.

Kompleks İmpedans

Denklem (3—5) kompleks impedansın gerçek kısmının dirençle birleştiğini sanal kısmının ise reaktans yerine geçtiğini gösteriyor. Bu kompleks sayının bilinen çizim temsiline göre, Şek 3—1, gerçek kısım yatay eksen üzerine ve sanal kısım da düşey eksen üzerine çizilir. Öyleyse impedans açısı,

$$\phi = \arctan \frac{X_L}{R} \quad (3-9)$$



Şekil 3-1. Kompleks impedans, çizim olarak direnç bileşeni ve reaktans bileşeni ile temsil edilir.

ile verilir. Burada X_L reaktanstır. İmpedans sözcüğü reaktans ve direncin ikisinin de devredeki akımı engellemeleri olgusundan gelmektedir. İki kompleks sayı yalnız gerçek ve sanal kısımları eşit olduğu zaman eşittirler. Bundan ötürü eğer,

$$\begin{aligned} R_1 + jX_1 &= R_2 + jX_2 \\ R_1 &= R_2 \text{ ve } X_1 &= X_2 \end{aligned} \quad (3-10)$$

olmalıdır. Eşitliğin bu tanımından iki kompleks sayısının toplamının ayrı ayrı gerçek ve sanal kısımlarının toplamı olduğu ortaya çıkmaktadır. Yani,

$$(R_1 + jX_1) + (R_2 + jX_2) = (R_1 + R_2) + j(X_1 + X_2) \quad (3-11)$$

dir. Kuşkusuz aynı kural iki kompleks sayının birbirinden çıkarılmasına da uygulanmaktadır.

Kompleks sayılar,

$$Z_1 Z_2 = Z_1 e^{j\phi_1} Z_2 e^{j\phi_2} = Z_1 Z_2 e^{j(\phi_1 + \phi_2)} \quad (3-12)$$

şeklinde çarpılırlar. Denklem (3-12) ye göre iki kompleks sayının çarpımı gene kompleks bir sayıdır ve büyüklüğü çarpılan sayıların büyüklükleri çarpımı ve açısı da iki sayının açıları toplamıdır. kompleks sayıların bölünmesi

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_1 e^{j\varphi_1}}{Z_2 e^{j\varphi_2}} = \frac{Z_1}{Z_2} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} \quad (3-13)$$

biçiminde yapılır. Bu bağıntı iki kompleks sayının birbirine bölümünün yine bir kompleks sayı olduğu ve büyüklüğünün bireysel büyüklüklerinin bölümü ve açısının da bireysel açıları arasındaki fark olduğunu anlatmaktadır.

Çoğu kez bir kompleks sayının kesir durumuna getirilmesi yararlıdır. Bunun için

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z (\cos \varphi + j \sin \varphi)} \quad (3-14)$$

ifadesinin pay ve paydası *kompleks eşlenikle* yani sanal kısmı yerine negatifini koymakla elde edilen *kompleks* sayıyla çarpılır. Buna göre Denk. (3-14)

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z} &= \frac{1}{Z(\cos \varphi + j \sin \varphi)} \cdot \frac{\cos \varphi - j \sin \varphi}{\cos \varphi - j \sin \varphi} = \frac{1}{Z} \cdot \frac{\cos \varphi - j \sin \varphi}{\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi} \\ &= \frac{1}{Z} (\cos \varphi - j \sin \varphi) \end{aligned} \quad (3-15)$$

olur. Açıkça görüldüğü üzere kompleks bir sayının tersi gene kompleks bir sayıdır ve büyüklüğü kompleks sayının büyüklüğünün tersi ve açısı da kompleks sayının açısının negatif işaretlisidir. Üstel gösterim kullanılırsa hemen

$$\frac{1}{Ze^{j\varphi}} = \frac{1}{Z} e^{-j\varphi} \quad (3-16)$$

dir.

İmpedansın özdeş gösterimleri

$$Z = Ze^{j\varphi} = Z(\cos \varphi + j \sin \varphi) = R + jX \quad (3-17)$$

akılda tutulmalıdır. Görüldüğü üzere toplama ve çıkarma, bileşenler biçiminde, $R + jX$, yazıldığında en kolay, çarpma ve bölme ise *kutupsal* biçimde, $Ze^{j\varphi}$, yazıldığında en kolaydır. Gerekli olduğunda Denk. (3-17) bir gösterimden ötekine doğrudan doğruya geçişte kullanılır. Bu işlemler ve paydayı gerçek duruma getirme, gelecek kesimde açıklandığı üzere bireysel impedanslardan oluşan devrelerin eşdeğer kompleks impedanslarını hesaplamakta yararlıdır. Bir kompleks sayının gerçek ve sanal kısımları cinsinden

$$Z = Z e^{j\varphi} = \sqrt{R^2 + X^2} e^{j \arctan(X/R)} \quad (3-18)$$

biçiminde yazılabileceğine de dikkat ediniz. Demekki bir kompleks sayının büyüklüğü gerçek ve sanal kısımlarının karelerinin toplamının kareköküne eşittir.

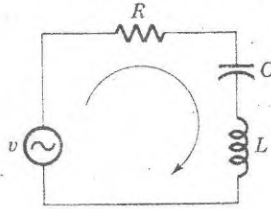
RLC DEVRELERİ

Seri Rezonans

Kompleks impedans yöntemi kullanarak a.a. devre çözümlemesinin ilk örneği olarak Şek. 3-2'deki seri RLC devresini gözönüne alın. Kirchhoff yasasına göre.

$$v = Ri + \frac{q}{C} + L \frac{di}{dt} \quad (3-19)$$

dir. Devrenin diferensiyel denklemi t te göre türevi aldıktan sonra



Şekil 3-2. Seri RLC devresi.

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = \frac{dv}{dt} \quad (3-20)$$

yazılır. Bu denklemin ikinci mertebeden bir diferensiyel denklem olduğuna dikkat ediniz. Bu, Bölüm 2 de kullanılan yöntemle kararlı-durum için çözülebilir ve sonuç olarak

$$i = \frac{V_P}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C - \omega L)^2}} \sin(\omega t - \phi) \quad (3-21)$$

elde edilir. Burada

$$\phi = \arctan \frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \quad (3-22)$$

dir. Aynı devrenin kompleks impedans yöntemi ile çözümü aşağıda gösterildiği biçimde yapılır. Denklem (3-7) den seri devrenin toplam impedansı

$$Z = R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (2-23)$$

yazılır. Ohm yasası kullanılarak akım hesaplanırsa,

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V}{R + j(\omega L - 1/\omega C)} \quad (3-24)$$

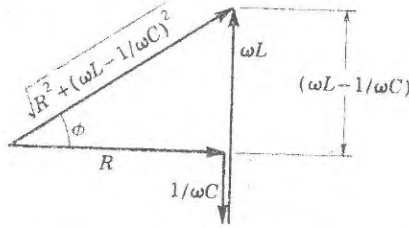
olur. Denklem (3-24) iki basamakta doğrudan doğruya elde edilen son çözümdür. V gerilimi çoğunlukla kök değeri ile verildiğinden I nın da kök değeri elde edilir.

Bu çözüm ile (3-21) ve (3-22) ile verilen çözümün birbirine karşılık geldiklerini daha iyi açıklamak için (3-24) ün paydası gerçek yapılır.

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{V}{R+j(\omega L - 1/\omega C)} = \frac{R-j(\omega L - 1/\omega C)}{R-j(\omega L - 1/\omega C)} \cdot \frac{V}{R+j(\omega L - 1/\omega C)} \\
 &= V \frac{R-j(\omega L - 1/\omega C)}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} \\
 &= \frac{V}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} \left[\frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} - j \frac{\omega L - 1/\omega C}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} \right] \quad (3-25)
 \end{aligned}$$

olur. Devrenin Şek. 3-3 ile verilen kompleks impedans çizimine bakarak Denk. (3-25)

$$I = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} (\cos \varnothing - j \sin \varnothing)$$



Şekil 3-3. Bir RLC devresinin kompleks impedansı.

$$I = \frac{V_p e^{j\omega t}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} e^{-j\varnothing} = \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} e^{j(\omega t - \varnothing)} \quad (3-26)$$

biçiminde yazılabilir. Burada \varnothing ,

$$\varnothing = \arctan \frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \quad (3-27)$$

dir. Diferensiyel-denklemler çözümü ile, Denk. (3-21) kompleks-impedans yönteminin sonucu, Denk. (3-26), arasındaki uyuşma açıkça görülüyor. Bundan sonraki kesimlerde basit olduğundan ötürü ikinci yöntem geniş bir biçimde uygulanmaktadır.

Şimdi RLC devresinde uygulanan gerilimin frekansının fonksiyonu olarak akımın büyüklüğünü gözönüne alınız. Düşük frekanslarda ($\omega \rightarrow 0$) sığasal reaktans büyük olduğundan akım çok küçüktür. Aynı biçimde yüksek frekanslarda ($\omega \rightarrow \infty$) indüktif reaktans büyük olduğundan akım gene küçüktür. Bu sınırlar arasında

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad (3-28)$$

olduğunda faz açısı sıfırdır. Bu frekansta devrenin *rezonansa* olduğu söylenir ve akım maksimumdur, yani

$$I = \frac{V}{R} \quad (3-29)$$

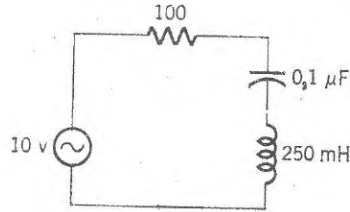
dir. Devre saf direnç olarak gözükür ve akım, uygulanan gerilimle aynı fazdadır. Bu durum rezonansa sıgasal reaktans indüktif reaktansı götürdüğünden böyledir. Denklem (3-28) den *rezonans frekansı*,

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3-30)$$

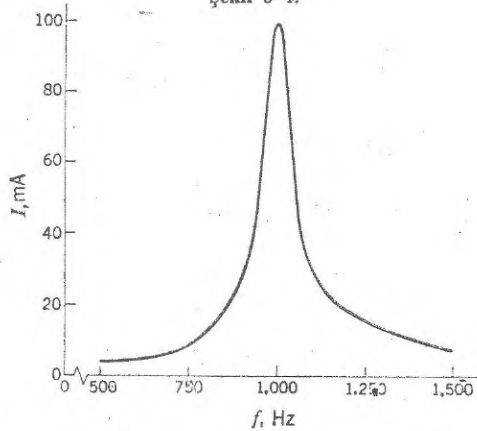
dir.

Seri rezonans devresinin özelliklerini açıklamak için Şek. 3—4 deki özel devrede akımın değişimini dikkate alınız. Çizimdeki bileşenlerin değerleri Denk. (3—26) da yerlerine konursa devredeki akımın frekansla Şek. 3—5 de açıklandığı gibi değiştiği görülür. Akımın maksimum değeri rezonans fre-

kansında $I = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ A}$ dir ve rezonans frekansı



Şekil 3-4.



Şekil 3-5. Şek.3-4'deki devrenin rezonans eğrisi.

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{6,28 \sqrt{250 \times 10^{-3} \times 0,1 + 10^{-6}}} = 1000 \text{ Hz} \quad (3-31)$$

dir. Rezonans frekansının her iki yanında akımın azaldığı açıkça görülüyor.

Rezonans durumunda devredeki elemanlar üzerindeki gerilim düşmeleri alternatif akımların önemli bir özelliğini ortaya koymaktadır. Direnç üzerindeki gerilim düşmesi,

$$V_R = RI = 100 \times 0,1 = 10 \text{ V} \quad (3-32)$$

dir. Kondansatör üzerindeki gerilim düşmesi akımla sıgasal reaktansın çarpımıdır, yani

$$V_C = I \frac{1}{\omega C} = \frac{0,1}{6,28 + 10^3 \times 10^{-7}} = 158 \text{ V} \quad (3-33)$$

ve aynı biçimde indüktans üzerindeki gerilim

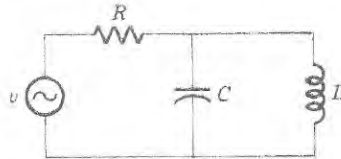
$$V_L = I\omega L = 0,1 \times 6,28 \times 10^3 \times 0,25 = 158 \text{ V} \quad (3-34)$$

dur. Devrenin elemanları üzerindeki gerilimlerin kok değerlerinin toplamının sıfır olmadığı açıktır. Gerçekten reaktanslar üzerindeki gerilimler rezonans durumunda büyük değerlerine ulaşır. Bununla birlikte kondansatördeki gerilimin fazının akıma göre -90° indüktans üzerindeki gerilimin fazının ise $+90^\circ$ olduğuna dikkat ediniz. Bu demektir ki iki reaktans üzerindeki gerilimlerin ani değerlerinin toplamı sıfır olur ve direnç üzerindeki akım Denk. (3-32) ile de kanıtlandığı üzere uygulanan emk'ine eşit olur. A.a. devrelerinde Kirchhoff gerilim kuralı ancak akım ve gerilimlerin fazları gözönüne alındığında geçerli olur. Bu durum alıştırmalarda daha ayrıntılı olarak incelenecektir.

Şekil 3-4 de kondansatörün uçlarına bağlanan voltmetre rezonans durumunda Denk. (3-33) ile verilen gerilimi gösterir. Bundan ötürü uygulanan gerilim bileşenleri üzerindikilerden küçük olmasına rağmen kondansatör (ve indüktans) yüksek gerilimlere dayanacak yetenekte olmalıdır. Seri rezonans, elektronik devrelerde rezonans frekansında akımı artırmak için geniş bir biçimde kullanılmaktadır.

Paralel Rezonans

Rezonans Şek. 3-6 da gösterildiği gibi paralel devrede de oluşur. Devredeki akım önce toplam kompleks impedansı bulmakla elde edilir. İndüktans ve kondansatör paralel bağlı olduklarından bunların eşdeğer impedansı Denk. (3-8) yardımıyla bulunur.



Şekil 3-6. Paralel rezonans devresi.

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_1} &= \frac{1}{-j(1/\omega C)} + \frac{1}{j\omega L} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \\ &= \frac{-\omega^2 LC + 1}{j\omega L} \end{aligned} \quad (3-35)$$

Öyleyse LC birleşiminin impedansı

$$Z_1 = j \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3-36)$$

dir. Denklem (3-36) ya göre impedans, çok büyük ve gerçekse

$$\omega^2 LC = 1$$

veya

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3-37)$$

olduğunda sonsuzdur. Bu bağıntı seri rezonans için bulunan, Denk. (3-30) ile aynıdır. Bununla birlikte Denk. (3-23) e göre seri rezonanstaki, rezonans frekansında impedansın minimum olduğuna paralel rezonanstaki ise Denk. (3-36) ya göre rezonans frekansında impedansın maksimum olduğuna dikkat ediniz.

Devrenin toplam impedansı R nin Z_1 ile seri olarak birleştirilmesine eşittir, yani,

$$Z = R + j \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3-38)$$

dir ve devredeki akım ise,

$$I = \frac{V}{R + j\omega L / (1 - \omega^2 LC)} \quad (3-39)$$

dir. Denklem (3-39) a göre rezonans durumunda impedans sonsuz ve akım sıfır olur. O zaman LC zaman bileşeni üzerindeki gerilim R nin değerinden bağımsızdır. Paralel rezonans devresinin bu özelliği uygulamadaki devrelerde çok kullanılır. Çıkış gerilimi V_o , akımla impedansın çarpımıdır, yani

$$\begin{aligned} V_o = IZ_1 &= \frac{V}{R + j\omega L / (1 - \omega^2 LC)} \cdot \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \\ &= V \frac{j\omega L}{R(1 - \omega^2 LC) + j\omega L} \end{aligned} \quad (3-40)$$

dir. Burada pay ve payda, paydanın eşleniğiyle çarpılarak

$$V_o = V \frac{j\omega L}{R(1 - \omega^2 LC) + j\omega L} \cdot \frac{R(1 - \omega^2 LC) - j\omega L}{R(1 - \omega^2 LC) - j\omega L}$$

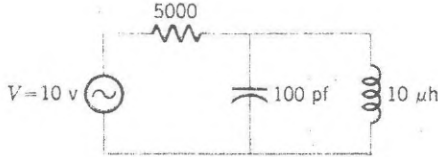
$$\begin{aligned}
 &= V \cdot \frac{(\omega L)^2 + j\omega L R(1 - \omega^2 LC)}{(\omega L)^2 + R^2(1 - \omega^2 LC)^2} \\
 &= V \cdot \frac{1 + j(R/\omega L)(1 - \omega^2 LC)}{1 + (R/\omega L)^2(1 - \omega^2 LC)^2} \quad (3-41)
 \end{aligned}$$

elde edilir. Çıkış geriliminin büyüklüğü gerçek ve sanal kısımlarının karelerinin toplamının karekökü alınarak bulunur. Bundan ötürü çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı,

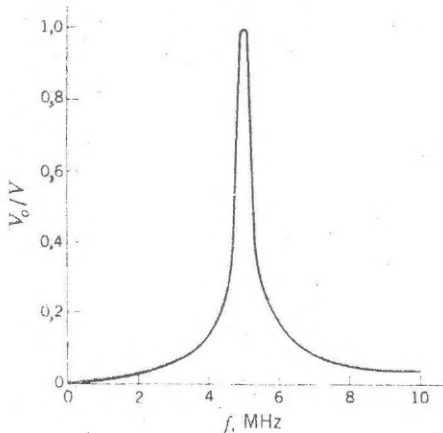
$$\begin{aligned}
 \frac{V_o}{V} &= \left\{ \frac{1 + (R/\omega L)^2 (1 - \omega^2 LC)^2}{[1 + (R/\omega L)^2 (1 - \omega^2 LC)^2]^2} \right\}^{1/2} \\
 &= \frac{1}{[1 + (R/\omega L)^2 (1 - \omega^2 LC)^2]^{1/2}} \quad (3-42)
 \end{aligned}$$

olur.

Şekil 3-7 deki paralel devrede verilen bileşenlerin değerleri Denk. (3-42) de yerine konarak bu sonucun davranışı açıklanmıştır. Şek. 3-8 de gösterildiği üzere rezonans frekansında çıkış gerilimi giriş geriliminin değerine çıkar. Elektronik devrelerinde rezonans durumunda büyükçe gerilim taşıyan paralel rezonans, yüksek impedans oluşturmak için kullanılır. Devrelerde rezonans



Şekil 3-7.



şekil 3-8. Şekil 3-7'deki devrenin rezonans eğrisi.

bütün öteki frekanslar yanında bir tek frekansı kuvvetlendirmek için kullanılır. Örneğin sığayı artırmakla devre birbirinden farklı frekanslara *ayarlanabilir*. İşte bu, radyo ve TV alıcılarında kullanılan ilkedir.

Bir paralel rezonans devresinin rezonans durumunda çeşitli bileşenlerindeki akımları karşılaştırmak ilgi çekicidir. Denklem (3-42) ye göre rezonans durumunda giriş geriliminin tamamı kondansatör ve indüktans üzerine uygulanmış olur, öyleyse akımlar, sırayla

$$I_C = \frac{V}{1/\omega C} \quad (3-43)$$

ve

$$I_L = \frac{V}{\omega L} \quad (3-44)$$

dir. Denklem (3-39) a göre devredeki toplam akım sıfırdır. Bu, akımların faz açısının dikkate alınması gerektiği bir başka durumdur. Rezonans durumunda sıgasal reaktans indüktif reaktansa eşit olduğundan indüktans ve kondansatördeki akımlar eşittir. Faz açıları öyle değerlerdedir ki, örneğin Şek. 3-7'deki üst dallanma noktasındaki akımlar her an birbirlerini götürür ve dirençte akım sıfırdır. Öyleyse paralel LC birleşiminde rezonansta dolanımlı olarak akan bir akım vardır.

Q Çarpanı

Bir rezonans devresindeki direnç,rezonans frekansında olduğu kadar bu frekanstan uzak frekanslarda da, akımı bulmak için anlamlıdır. Bu, önemli bir durumdur. Çünkü, örneğin bütün indüktanslardaki sarım tellerinin direnci vardır. Bu etki seri ve paralel rezonans durumlarında birbirine benzer fakat seri rezonans durumu matematik olarak daha basittir ve bütün önemli özellikleri açıklamak için kullanılabilir.

Seri bir devredeki, Şek. 3-2 akımın büyüklüğünü, Denk. (3-26). göz-önüne alalım,

$$I = \frac{V}{[R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2]^{1/2}} \quad (3-45)$$

Bu ifade $I = \frac{V}{R} \frac{1}{[1 + (\omega L/R)^2 (1 - 1/\omega^2 LC)^2]^{1/2}} \quad (3-46)$

biçiminde düzenlenebilir. İndüktif reaktansın dirence oranına devrenin Q çarpanı denir. Şimdilik rezonans durumundaki Q yü

$$Q_o = \frac{\omega_o L}{R} \quad (3-47)$$

incelemek uygundur. Denklem (3-47) ve (3-30) dan rezonan frekansı (3-46) da yerine konursa

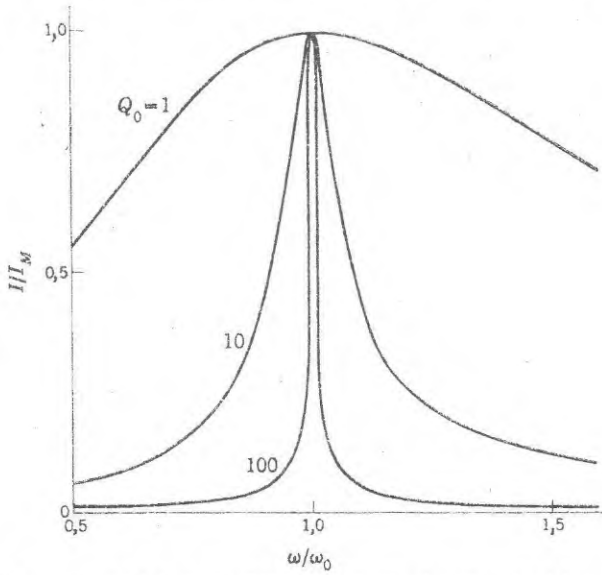
$$\frac{I}{I_M} = \frac{1}{\{1 + Q^2_0(\omega/\omega_0)^2 [1 - (\omega_0/\omega)^2]^2\}^{1/2}} \quad (3-48)$$

bulunur. Burada I_M rezonans durumundaki maksimum akımdır. Son olarak Denk. (3-48) in bir başka yazılışı parantez içindeki iki niceliği ω/ω_0 ile çarparak

$$\frac{I}{I_M} = \left[1 + Q^2_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3-49)$$

elde edilir.

Şekil 3-9 da Q_0 değerlerini gösteren bu ifade Q_0 n büyük (yani R nin küçük değeri) değeri için çok keskin bir rezonans devresine götürür. Bu şart altında rezonans devresinin şerit genişliği yani gücün yarıya indiği noktalar arasındaki frekans aralığı oldukça küçüktür. Q_0 n 10 dan 100 e kadar olan böl-

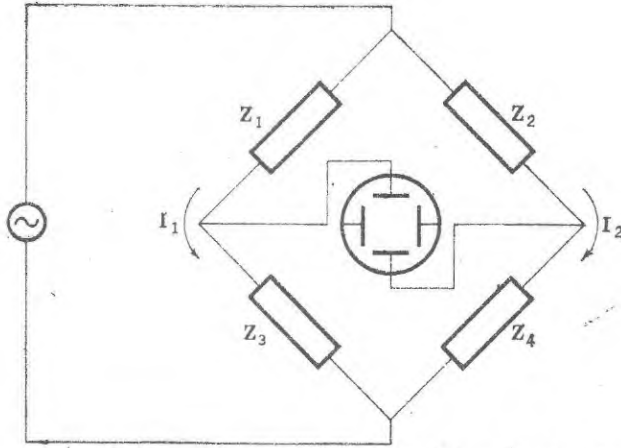


Şekil 3-9. Rezonans eğrisinin keskinliği Q sü büyük olan devreler için en büyüktür.

gedeki değeri çoğu elektronik devrelerde vardır ve Şek. 3-9 da alttaki iki eğri ile açıklandığı üzere çok iyi seçici, ayarlı devrelerde yararlıdır. Özel rezonans devrelerinde Q birkaç bine kadar değer alabilir ve bunlar frekansı gerçekten çok iyi seçerler. Öte yandan bazan bir rezonans devresinin frekans tepkisinin rezonans frekansının her yanında geniş frekans aralığını bulundurması istenir. Bu durumda daha küçük Q değeri vermesi için indüktansından başka devreye direnç de eklenir.

KÖPRÜ DEVRELERİ

Şekil 3-10 Wheatstone köprüsünün bir benzerini göstermektedir. Her kolda bir kompleks impedansı olan bu devre bir sinüs-dalga üretici ile bir a.a. de-



Şekil 3-10. Bir sinüs-dalgı üreticisinin ve dedektör olarak osiloskobun bulunduğu bir a.a. Wheatstone köprüsü.

dektörü (osiloskop) bulundurmaktadır. Bu devrenin çözömlenmesi Böl. 1 de incelenen d.a. devreleri gibidir, yalnız burada kompleks impedanslar ve akımlar kullanılır. Burada sadece denge şartı ilgi çekicidir ve bu şart aşağıdaki gibi elde edilir. Denge durumunda dedektör üzerindeki gerilim sıfırdır. Bu demektir ki bu koldaki akım sıfırdır ve bundan ötürü Z_1 deki akım Z_3 deki ve gene Z_2 deki akım Z_4 deki eşittir. Bundan başka dedektör üzerindeki gerilim sıfır olduğundan Z_1 ve Z_2 üzerindeki gerilim düşmeleri eşittir ve gene aynı biçimde Z_3 ve Z_4 üzerindeki gerilim düşmeleri de birbirine eşittir.

Köprünün kollarındaki bu gerilimleri eşitlersek

$$Z_1 I_1 = Z_2 I_2 \quad (3-50)$$

ve

$$Z_3 I_1 = Z_4 I_2 \quad (3-51)$$

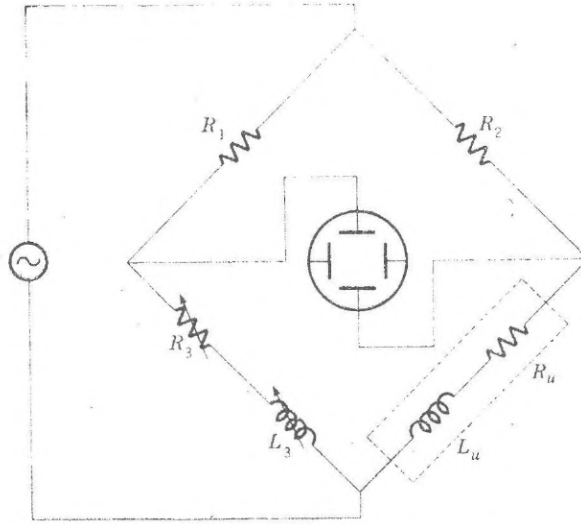
olur. Denklem (3-50), Denk. (3-51) e bölünerek denge şartı,

$$\frac{Z_1}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_4} \quad (3-52)$$

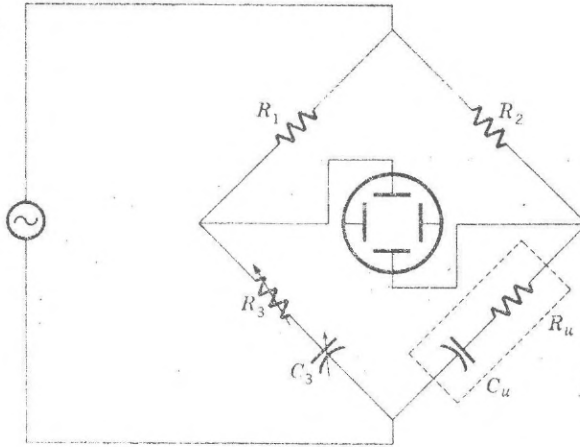
bulunur. Bu şartı da Wheatstone köprüsü için elde edilen denge şartı ile karşılaştırırız. Denklem (3-52) ye göre denge şartı iki kompleks sayının eşit olduğunu göstermektedir. Bu durumda gerçek ve sanal kısımların ayrı ayrı birbirlerine eşit olmaları, a.a. köprü devrelerinin denge ayarlamaları için birbirinden bağımsız iki ayarlamının yapılması gerektiğini ortaya koyuyor. Bu durum için belirli örnekler gelecek kesimlerde incelenmiştir.

İndüktans ve Sığa Köprü

Şekil 3-11 ve 3-12 deki köprü devreleri, Wheatstone köprüsünün direnç ölçmede kullanılması gibi, indüktans ve sığa ölçmekte de kullanılabilirler. Şekil 3-11



Şekil 3-11. Bilinmeyen bir kangahın direncini ve indüktansını ölçmek için kullanılan indüktans köprüsü.



Şekil 3-12. Sığa köprüsü.

deki indüktans köprüsünü gözönüne alınız ve Şek. 3-10 ile karşılaştırınız. $R_u + j\omega L_u$ impedansı bilinmeyen indüktörün indüktansını ve direncini göstermektedir. Denge şartı, Denk. (3-52),

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3 + j\omega L_3}{R_u + j\omega L_u} \quad (3-53)$$

olduğunu anlatıyor. İçler dışlar çarpımı yapılarak

$$R_1 R_u + j\omega R_1 L_u = R_2 R_3 + j\omega R_2 L_3 \quad (3-54)$$

yazılır. Gerçek ve sanal kısımlar eşitlenirse

$$R_1 R_u = R_2 R_3 \text{ ve } R_1 L_u = R_2 L_3 \quad (3-55)$$

elde edilir. Birinci şart Wheatstone köprüsündeki şarttır ve d.a. cihazları ile sağlanabilir. İkinci eşitlik, d.a. la dengelendikten sonra devreyi a.a. ile uyarak elde edilir.

Denklem (3-55) yeniden yazılırsa,

$$R_u = \frac{R_2}{R_1} R_3 \text{ ve } L_u = \frac{R_2}{R_1} L_3 \quad (3-56)$$

bulunur. Bu ifadeler bilinmeyen direnç ve indüktansı bulmak için R_2/R_1 oranının değişken bileşenler R_3 ve L_3 ile nasıl çarpıldığını anlatıyor. Bu gösteriyorki R_3 ve L_3 ün ikisi de değişken olmalıdır, fakat değişken indüktanslar yapmak güç olduğundan aşağıda izlenen yol daha uygundur. Verilen bir L_3 değeri için denge oluşuncaya kadar R_2 veya R_1 in birisi ayarlanır. Sonra denge şartını sağlamak için R_3 ayarlanır. Bu yöntemle göre bilinmeyen indüktans, bilinen L_3 indüktansı ile karşılaştırılır ve gerekli değişken bileşenler sadece dirençler olmaktadır.

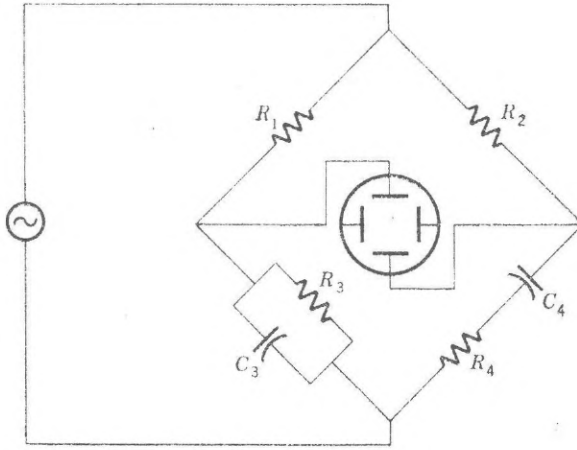
Denge şartlarının, Denk. (3-56), ilgi çekici bir özelliği frekanstan bağımsız olmalarıdır. Böylece üretcin frekansı uygun herhangi bir değer de tutulabilir. Çoğu kez frekansı, indükleyici reaktansı yaklaşık olarak dirençlere eşit kılacak biçimde seçmek en iyi yoldur. Benzer durum sığalı köprüde (Şek. 3-12) de vardır ve bu köprü, Alıştırma 3-8 de incelenmiştir. Sığalı köprünün alt kollarında d.a. yolu olmadığından denge ayarlamaları a.a. la uyararak yapılır (bu indüktans köprüsünde de yapılabilir). Bu devrede çoğu kez ayarlanmış değişken kondansatörler kullanılmasına rağmen sabit standart bir kondansatörü bir dirençle birlikte kullanmak da aynı derecede mümkündür. Bu durum özellikle aynı cihaz sığalı köprü olarak kullanıldığı gibi standart C_3 sığası yerine standart L_3 indüktansını koyarak elde edilen indüktans köprüsü olduğu zaman da uygundur. C_3 yerine standart bir direnç koymak da olağan olduğundan böyle bir cihaz direnç, sığa ve indüktans ölçebilmesi bakımından oldukça kullanışlıdır.

Wien Köprüsü

Bir kolunda paralel bir birleşim ve buna bitişik kolda seri bir birleşim olan köprü *Wien* köprüsü olarak bilinir. Sadece direnç ve sığaçların bulunduğu kullanışlı bir örnek Şek. 3-13 de gösterilmiştir. Bu örnek önce Z_3 ve Z_4 impedansları hesaplanarak çözülür. Önce paralel birleşim gözönüne alınırsa,

$$\frac{1}{Z_3} = j\omega C_3 + \frac{1}{R_3} = \frac{1+j\omega R_3 C_3}{R_3} \quad (3-57)$$

olur, payda gerçek yapılırsa



Şekil 3-13. Wien köprüsü.

$$Z_3 = \frac{R_3}{1 + (j\omega R_3 C_3)^2} (1 - j\omega R_3 C_3) \quad (3-58)$$

olur. Seri birleşim.

$$Z_4 = R_4 - j \frac{1}{\omega C_4} \quad (3-59)$$

dir.

Denklem (3-58) ve (3-59) u denge denklemi olan, Denk. (3-52) de, yerine konursa sonuç,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3 / (1 + j\omega R_3 C_3)}{R_4 - j1 / \omega C_4} \quad (3-60)$$

olur. İçler dışlar çarpımı yapılırsa,

$$(1 + j\omega R_3 C_3) \left(R_4 - \frac{j}{\omega C_4} \right) = \frac{R_2}{R_1} R_3 \quad (3-61)$$

$$R_4 + \frac{R_3 C_3}{C_4} + j \left(\omega R_3 R_4 C_3 - \frac{1}{\omega C_4} \right) = \frac{R_2}{R_1} R_3 \quad (3-62)$$

elde edilir. Gerçek ve sanal kısımlar eşitlenirse denge şartları,

$$\frac{C_3}{C_2} + \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

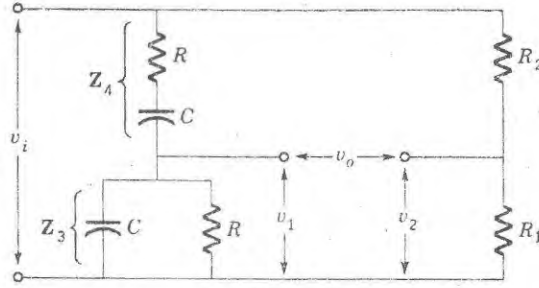
ve

$$\omega^2 R_3 C_3 R_4 C_4 = 1 \quad (3-63)$$

bulunur. Bu sonucun indüktans ve sığalı köprülerden farklı yanı denge şartlarında ω frekansının gözükmemesidir. Bundan ötürü denge, iki değişken impe-

dans kullanmaktan çok, frekans ve bir bileşen, diyelim R_1 , ayarlanarak sağlanabilir. Bunun tersine denge için iki bileşen ayarlanırsa bu köprü sinüs-dalga kaynağının frekansının bulunmasını sağlar.

Wien köprüsü, rezonans devresine benzer özellikleri olduğundan frekans seçici devre olarak da kullanılır. Geniş bir frekans aralığında kullanmak için uygun indüktanslar pahalı ve yapılması güç olduğundan Wien köprüsünün birçok uygulamalarda dikkate değer üstünlüklerini vardır. Bu durum özellikle kolay yapılmayan büyük indüktansların gerekli olduğu alçak-frekans devreleri için doğrudur. Çoğu kez köprüde seri ve paralel bağlı direnç ve sığaçlar Şekil 3-14 de olduğu gibi eşittirler. Bu demektir ki şebekenin belirtgen frekansı Denk. (3-63) den



Şekil 3-14. Frekans seçici şebeke olarak kullanılan Wien köprüsü.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (3-64)$$

dir.

Wien köprüsünün frekans-seçme özellikleri şebekenin çıkış gerilimini giriş geriliminin frekansının fonksiyonu olarak hesaplayarak açıklanır. Çıkış gerilimi Z_3 ve R_1 üzerindeki gerilimleri çıkararak elde edilir. Z_3 üzerindeki düşme, basit olarak, bu koldaki akım ile impedansın çarpımıdır,

$$v_1 = \frac{v_i}{Z_3 + Z_4} Z_3 = \frac{v_i}{1 + Z_4/Z_3} \quad (3-65)$$

Bu eşitlik yazılırken köprü denge durumunda olmasa bile çıkıştaki akımın tamamen önemsiz olduğu varsayılmıştır. Bu şart uygulamada çıkış uçlarına büyük impedanslı bir yük bağlanarak sağlanabilir. Denklem (3-65) deki impedans oranı Denk. (3-58) ve (3-59) daki bütün R ve C ler eşit yapılarak bulunur. ω_0 da araya sokularak

$$\frac{Z_4}{Z_3} = \frac{R(1 - j\omega_0/\omega)}{R(1 - j\omega/\omega_0) / [1 + (\omega/\omega_0)^2]} = 2 + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3-66)$$

yazılır. Denklem (3-66) ya göre sanal terimin $\omega = \omega_0$ belirtgin frekansında sıfır olduğuna dikkat ediniz. Bu demektir ki şebeke bu frekansta (ve yalnız

bu frekansta) direnç gibi davranır ve seri bir rezonans devresinde olduğu gibi çıkış gerilimi giriş gerilimiyle aynı fazdadır.

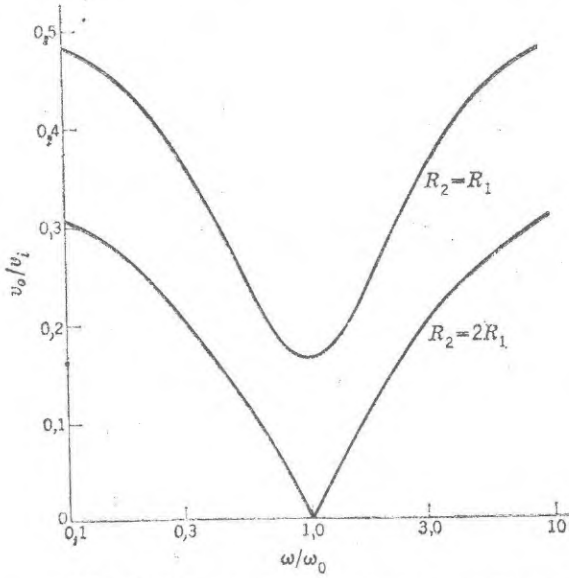
R_1 üzerindeki gerilim düşmesi.

$$v_1 = \frac{v_i}{R_1 + R_2} R_1 = \frac{v_i}{1 + R_2/R_1} \quad (3-67)$$

dir. Son olarak çıkış gerilimi

$$v_O = v_1 - v_2 = v_i \left[\frac{1}{3 + j(\omega/\omega_O - \omega_O/\omega)} - \frac{1}{1 + R_2/R_1} \right] \quad (3-68)$$

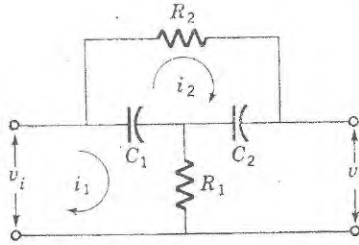
dir. Çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı, v_O/v_i , paydayı gerçekte duruma getirerek bulunabilir. Denklem (3-68) in R_2/R_1 oranının iki farklı değeri için elde edilen iki çizimi Şek. 3-15 de verilmiştir. Çıkış gerilimi seri rezonanstaki duruma çok benzeyen bir biçimde $\omega = \omega_O$ da minimumdan geçmektedir. Minimum oldukça keskin ve gerçekte denge durumunda, $R_2 = 2R_1$, matematiksel olarak süresizdir. Bundan ötürü devrenin frekans seçiciliği oldukça iyidir.



Şekil 3-15. Wien köprü şebekesinin frekans belirticisi.

T köprü ve İkiz T köprü Şebekeleri

Wien köprüsüne benzer özellikleri olmasına rağmen *T-köprü* süzgeci denilen devre gerçek bir köprü devresi değildir. Şekil 3-16 da gösterilen *T-köprü*-rüsünde genellikle iki yerde de eşit sığaclar ve dirençler yoktur. Çıkış gerilimini bulmak için önce üst dirençteki akım bulunur ve giriş geriliminden R_2 üzerinde düşen gerilim çıkarılır.



Şekil 3-16. T-Köprü süzgeci.

Şekil 3-16 daki, i_1 ilmeğine Kirchhoff yasası uygulanırsa

$$v_i = i_1 \frac{-j}{\omega C_1} - i_2 \frac{-j}{\omega C_1} + i_1 R_1 \quad (3-69)$$

dir. İkinci ilmekteki gerilimlerin toplamı,

$$0 = -i_1 \frac{-j}{\omega C_1} + -i_2 \frac{-j}{\omega C_1} + i_2 R_2 + i_2 \frac{-j}{\omega C_2} \quad (3-70)$$

dir. Biraz yalınlaştırdıktan sonra (3-70) den i_1 ,

$$i_1 = \left(1 + \frac{C_1}{C_2} + j\omega R_2 C_1\right) i_2 \quad (3-71)$$

bulunur ve bu (3-69) da yerine konursa i_2 bulunur. O zaman çıkış gerilimi

$$v_o = v_i - R_2 i_2 = v_i - \frac{v_i \omega R_2 C_2}{\omega C_2 [R_1(1 + C_1/C_2) + R_2] + j(\omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2 - 1)} \quad (3-72)$$

elde edilir. Sanal kısım

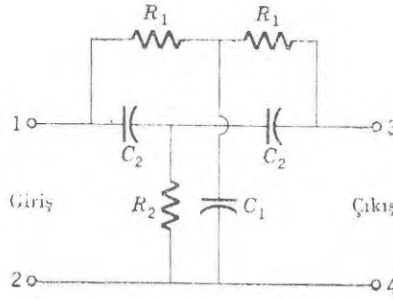
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (3-73)$$

kritik frekans değerinde sıfır olur. Bu ifadeyi Wien köprüsü için elde edilen Denk. (3-64) ile karşılaştırınız. Çıkış geriliminin kompleks değerinin giriş gerilimine oranı, (3-73) ü (3-72) de yerine konulduktan sonra

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 - \left\{ \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) \right] + j \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right\}^{-1} \quad (3-74)$$

yazılabilir. T-köprü süzgecinin frekans-tepki belirtgeni Wien köprüsüne benzerdir, yalnız belirtgin frekans değerinde minimum o kadar keskin değildir. Bununla birlikte ötekilere göre basit oluşu ve giriş ve çıkış uçlarının ortak bağlantılı oluşu T-köprü süzgecini yararlı bir frekans-seçici şebeke yapmaktadır. Bu devrenin belirli uygulamaları sonraki bir bölümde açıklanacaktır.

T-köprü süzgecinden biraz daha karışık olan *ikiz-T* süzgeci Şek. 3-17 de gösterilmiştir ve bu devre de bundan önceki kesimde kullanılan yöntemle çözümlenebilir. İkiz-T süzgeci tepki belirgenleri bakımından Wien köprüsüne



Şekil 3-17. İkiz -T süzgeci.

özdeşdir fakat minimumu çok keskindir. Ayrıca ortak giriş-çıkış uçlarının olması da üstün bir özelliğidir. Herhangi bir uygulamada Wien körüsü, T-köprü şebekesi veya ikiz-T şebekesinden, hangisinin seçileceği istenilen frekans bölgesi, işleyiş ve karmaşıklığa bağlıdır, fakat üç devre de yaygın biçimde kullanılmaktadır.

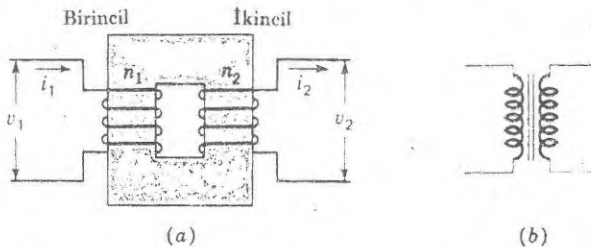
TRANSFORMATÖRLER

Karşılıklı İndüktans

Bir devredeki akımdan doğan değişken bir magnetik akının başka bir devre ile kesildiğini varsayalım. O zaman ikinci devreye bir emk indüklenir ve 1 ile 2 devreleri arasındaki *karşılıklı indüktans*, Denk. (2-15) e benzer biçimde,

$$v_2 = M \frac{di_1}{dt} \quad (3-75)$$

yazılabilir. Burada v_2 birinci devredeki i_1 akımının ikincide oluşturduğu emk tir. Karşılıklı indüktansın çok önemli bir uygulama yeri *transformatördür* ve transformatör aynı demir çekirdek üzerine sarılmış çok sarımlı iki makaradan oluşur. Bu durum iki akım makarası arasındaki karşılıklı indüktansı mümkün olduğu kadar büyük yapar. Gösterim olarak bir transformatör Şek. 3-18a'daki gibi devrenin bir kısmı olan *birinci* sarım ve ikinci devrenin bir kısmı olan *ikinci* sarımlar oluşur. Transformatörün kısa gösterimi Şek. 3-18b de verilmiştir.



Şekil 3-18 (a) Transformatörün çizimi ve (b) devrede gösterimi.

Birinci sarımda oluşan magnetik akının ikinci sarımda tamamen kesildiği ideal bir transformatör dikkate alınır. İkinci sarımın açık devre yapıldığını ve birinci devrenin sinüsel bir gerilim kaynağına bağlandığını varsayınız. Birinci sarımdaki akım, birinci devrenin impedansı ile hesaplanır. Birinci sarımdaki indüklemeye gerilimi v_1 , Faraday yasasına göre birinci devrenin indüktansına ve indüktans da birinci devredeki sarımların sayısına bağlıdır. Bütün akı ikinci sarımlarla da kesildiğinden ikinci devreye indüklenen gerilim, v_2 , aynı biçimde sarımların sayısına bağlıdır, Yani,

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (3-76)$$

dir. $n_1 < n_2$ veya $n_1 > n_2$ şartlarına bağlı olarak bir *yükseltici* veya *alçaltıcı* yani ikinci devredeki gerilimin birinci ye göre daha yüksek veya daha alçak olan transformatörler oluşturulabilir.

Şimdi ikinci devrenin, direnç olan bir yüke bağlandığını varsayalım. İkinci devredeki akımdan ötürü dirençte I^2R kayıpları olur ve bu güç birinci sarımlardan gelmektedir. Bu durum şöyle olmaktadır. Hem birincideki akım ve hem de ikincideki akım çekirdekte magnetik akı oluşturur. İkinci devredeki akımdan doğan magnetik akı birinci devredeki akımın oluşturduğu akıya zıt yöndedir. Magnetik akının zayıf olması birinci devrede buna karşılık gelen gerilimin küçük olması demektir. Bundan ötürü birinci sargılara bağlanan gerilim kaynağı birinci devrede akım, Kirchhoff kurallarına göre gerilimler toplamı sıfır oluncaya kadar artar. Öyleyse ikinci devredeki akım birinci sargılarda akım olmasını gerektirir ve magnetik akının tepe değeri yük olmadığı zamanki değerinde sabit kalır. Akıların yaklaşık olarak yok olması indüklenen gerilimlerin aslında frekanstan bağımsız olduğunu anlatmaktadır. Akımın değişme hızı frekansla arttığından Denk. (3-75) ikinci devredeki gerilimin frekansla arttığını gösterir. Birinci sargılara indüklenen gerilim frekansla artar ve böylece birinci devredeki akım azalır ve ikinci devredeki gerilim frekanstan bağımsız kalır.

Çekirdekte toplam magnetik akı zamanla değişmez, çünkü birinci ve ikinci devrelerdeki akımların magnetik akıları eşit fakat zıt yöndedir. Her iki indüktans da sarımların sayısına bağlı olduğundan

$$n_1 i_1 = n_2 i_2 \quad (3-77)$$

yazılır. Denklem (3-77) de birinci akım ikinci devrede gerçekten sadece bir yüke eşlik eden ek akıma karşılık gelir. Bununla birlikte yük olmaması durumundaki akım çok küçüktür ve önemsizdir.

Transformatör Sarım Oranı

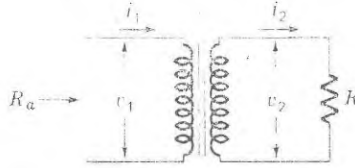
İkinci devredeki sarımların birincidekilere oranına *transformatör sarım oranı* denir ve bu oran özellikle ikinci devreye bağlanan impedans birinci devrenin

görünen impedansı ile karşılaştırıldığında anlamlıdır. Şekil 3-19 da ikinci devrede yükün yalnız bir R direnci olması durumunu dikkate alınız.

R nin büyüklüğü ikinci devredeki akımı belirler, yani

$$i_2 = \frac{v_2}{R} \quad (3-78)$$

dir. Burada Denk. (3-77) deki i_2 yi ve Denk. (3-76) v_2 yi yerine koyarsak



Şekil 3-19. Transformatörün birinci devresindeki uçlarda görünen direnç ikinci devreye bağlanan dirençten farklıdır.

$$\frac{n_1}{n_2} i_1 = \frac{n_2 v_1}{n_1 R}$$

veya

$$v_1 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{v_1}{R} \quad (3-79)$$

bulunur. Birinci devreden bakıldığında i_1 akımı bir eşdeğer dirençten, R_{es} akmaktadır öyle ki

$$i_1 = \frac{v_1}{R_{es}} \quad (3-80)$$

dir. (3-79) ve (3-80) eşitlikleri karıştırılırsa ikinci devredeki yük direnci, R , birinci devrede bir direnç olarak gözükür ve

$$R_{es} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 R \quad (3-81)$$

dir.

Bu demektir ki bir transformatör verilen bir güç kaynağı ve sabit yük direnci arasında maksimum güç iletimi elde etmek için devredeki dirençleri uyuşturmada kullanılabilir. Bu çok yararlı özellik, örneğin büyük iç dirençli bir yükselteç ile alçak dirençli bir hoparlörü bağlamak için kullanılır. Kompleks impedanslarda tam Denk. (3-81) deki dirençler gibi sarım oranları ile dönüşürler.

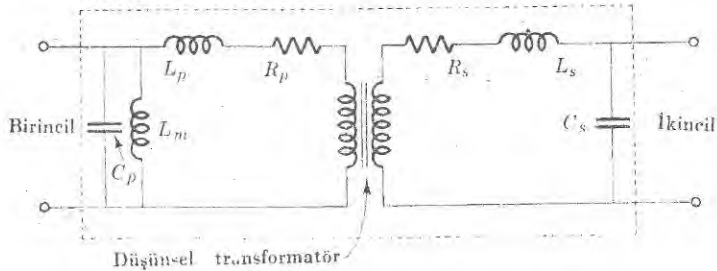
Denklem (3-81) e birinci devreden bakıldığında saf direnç gibi gözükmektedir. Özel olarak birinci sargının öz-indüktansı kendisini göstermektedir. Bu demektir ki bir transformatör, etkin direnci bir devreden ötekine değiştiren fakat kendi başına bir indüktansı olmayan bir aygıt olarak davranmaktadır. Gene bir transformatörde birinci ve ikinci devrelerin elektriksel olarak bağlanmadığına ve iki devrenin doğru akımlardan yalıtıldığına dikkat ediniz.

Pratik Transformatörler

Çoğu transformatörler önceki kesimlerden birinde açıklanan çekirdekli şok bobinlerine benzer biçimde yapılır fakat kuşkusuz çekirdek üzerinde birden fazla sargı bulunur. Transformatörlerin büyük sarım oranı olması durumunda alçak-gerilim ve yüksek-akım sargıları, I^2R kayıplarını azaltmak için uygulamada kalın telden sarılırlar. Öteki sargılar ince telden yapılmış bir çok sarımlardan oluşturulur, çünkü bunlarda akım küçüktür. Yaprak yaprak yapılmış çekirdekler girdap-akımı kayıplarını azaltmak için kullanılır fakat 100 000 Hz den büyük frekanslı transformatörlerde genellikle yüksek-özdirençli ferit çekirdekler kullanılır.

Birinci devrede bir tek sargısı fakat ikinci devrede ayrı ayrı sargıları olan transformatörler vakum tüp ve transistör aygıtlarına farklı gerilimler vermek için kullanılır. Böyle bir güç transformatörünün birinci devresindeki sargısı 115 V, 60 Hz lik kaynağa bağlamaya uygun yapılır ve ikinci sargılar ise 700, 6,3 ve 5,0 V verecek biçimde sarılır. Böyle güç transformatörlerinin uygulamaları ilerdeki bir bölümde incelenmiştir.

Birçok amaçlar için transformatör sargılarının indüktif etkileri önemsiz yapılabilir ama dikkatli bir çalışmada transformatörün özelliklerini daha kesinlikle hesaplamak gerekir. Pratik bir transformatörün eşdeğer devresi Şek. 3-20 de gösterilmiştir. Birinci ve ikinci devrelerdeki indüktanslar her iki sargıdan birine girmeyen sızıntı magnetik akı tarafından yaratılır ve böylece akıların tam olarak birbirlerini yok etmesine karşı olarak davranırlar. Gösterilen dirençler tel sargıların dirençleridir. L_m indüktansı, yük bulunmadığı zaman küçük mıknatıslayıcı birinci devre akımına karşılık gelir. Birinci ve ikinci taraflardaki sığaçlar sarım katları arasındaki sığalardan doğar.



Şekil 3-20. Pratik transformatörün eşdeğer devresi.

Bu eşdeğer devreye göre bir transformatör alçak frekanslarda etkin değildir, çünkü L_m nin reaktansı o kadar küçük olur ki akım, ideal transformatörün birinci devresinde şöntlenir. Yüksek frekanslarda transformatörün çalışması sızıntı indüktansları ve sarım sığaçları ile bozulur. Bu sınırlamalara rağmen transformatörler kullanılacak frekans aralıkları için iyi bir çalışma

gösterebilecek biçimde yapılabilir. Denklem (3-81) sadece transformatör sınımlarının oranını önemli olduğunu göstermesine rağmen uygulamada birinci ve ikinci devrelerin sınımlarının kullanılacağı yaklaşık impedans düzeyleri, belirtilir. Bu belirtilen değerler Şek. 3-20 deki transformatörün indüktans ve dirençlerinin, birinci ve ikinci yük impedansları ile karşılaştırıldığında önemsiz olabileceğini ve bunun sonucu olarak transformatörün yaklaşık olarak ideal transformatör gibi çalışacağını göstermektedir.

KAYNAKLAR

A.M.P.Brookes: "Basic Electric Circuits", The Macmillan Company, New York, 1963

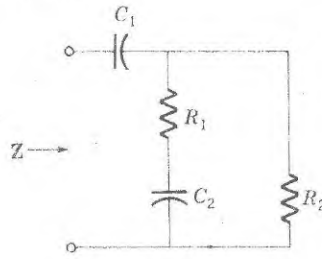
S.Fich and J.L.Potter: "Theory of AC Circuits", Prentice-Hall, Inc., Englewood Clift, J.N., 1959

"The Radio Amateurs Handbook" (Published annually by the American Radio Relay League, West Hartford, Conn.)

ALIŞTIRMALAR

3-1 Ohm yasasının a.a. lardaki biçimini kullanarak seri bir RC devresindeki akımı bulun ve sonucun Böl. 2 deki diferensiyel denklemin çözümü ile aynı olduğunu gösterin.

3-2 Şekil 3-21 deki devrenin eşdeğer impedansını hesaplayın. Sanal terim sığasal mı yoksa indüktif midir?



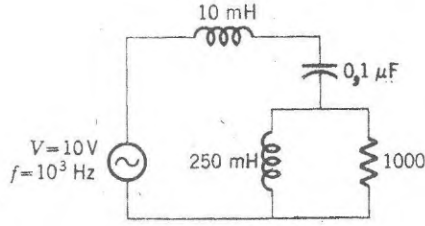
Şekil 3-21.

Cev : Sığasal

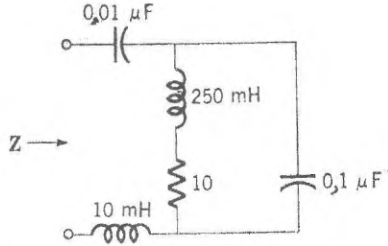
3-3 Şkil 3-22 deki devrede 1000 Ω luk direnç üzerindeki akımın kök değerini hesaplayın. Akım indüktif mi yoksa sığasal mıdır?

Cev : 6,5 mA; sığasal

3-4 Frekansın 100 Hz olması durumunda Şek. 3-23 deki devrenin eşdeğer impedansını hesaplayın. 1000 Hz için problemi yineleyin.



Şekil 3-22.



Şekil 3-23.

Cev: $0,198 + j2,23 \times 10^6 \Omega$; $384 + j2,47 \times 10^9 \Omega$

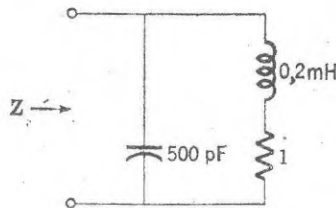
3-5 Frekansın 900 Hz olması durumunda Şek. 3-4'deki devrenin her bileşeni üzerindeki akım ve gerilimlerin kok değerlerini bulun. Gerilimlerin faz açılarını dikkate alarak ilmek boyunca gerilimlerin toplamı ile ilgili Kirchhoff kuralının geçerli olduğunu gösterin.

Cev: $2,75 \times 10^{-2} e^{j1,29} A$; $2,75 e^{j1,29} V$; $48,6 e^{-j0,27} V$; $3,8 e^{j2,28} V$.

3-6 Bir paralel rezonans devresinin rezonans durumundaki impedansı indüktanstaki sarımların direnci ile sınırlanır. Şek. 3-24'deki devrenin impedansı için bir ifade türetin ve çizimde verilen bileşenleri kullanarak rezonanstaki değerini hesaplayın.

Cev: $4 \times 10^4 \Omega$

3-7 Şekil 3-7'deki devrenin bileşenlerindeki akımları hesaplayın. İşlemleri $\omega = \omega_0 / 2$ için yineleyin. Her iki durumda akımların faz açılarını dikkate alarak Kirchhoff akım kuralının geçerli olduğunu gösterin.



Şekil 3-24.

$C_{ev} : 0 \text{ A}; 3,16 \cdot 10^{-2} e^{-j1.57} \text{ A}; 3,16 \cdot 10^{-2} e^{j1.57} \text{ A}; 2 \cdot 10^{-3} e^{-j0.042} \text{ A};$
 $2,67 \cdot 10^{-3} e^{-j0.042} \text{ A}; 6,67 \cdot 10^{-4} e^{j3.10} \text{ A}.$

3-8 Şekil 3-12 deki sığa köprüsünün denge şartlarını bulun.

$$C_{ev} : R_2 R_3 = R_1 R_u, R_1 / R_2 = C_u / C_3$$

3-9 Bir köprü T-süzgecinin frekans ve faz belirtgenlerini Denk. (3-74) ü kullanarak çizin. Belirtgin frekans 1 kHz, $R_2 = 1000 \Omega$, $C_1 = C_2$ ve $R_2 = 10^4 \Omega$ olacak biçimde bileşenlerin değerlerini bulun.

3-10 Şekil 3-17 deki ikiz T süzgecinin frekans ve faz belirtgenlerini çizin. Bu süzgecin tepki belirtgenleri

$$\frac{v_O}{v_i} = \left(1 + j\omega_O R_1 \frac{C_1 + 2C_2}{\omega / \omega_O - \omega_O / \omega} \right)^{-1} \quad (3-82)$$

ve $R_1 C_1 = 4R_2 C_2$ olduğunda rezonans frekansı

$$\omega_o^2 = \frac{2}{R^2 C_1 C_2} \quad (3-83)$$

dir. Belirtgin frekansı 1 kHz'e eşit kılınmak için $C_1 = 2C_2$ alın ve bileşenlerin uygun değerlerini bulun.

BÖLÜM DÖRT

Diyod Devreleri

Dirençler kondansatörler ve indüktanslarda, Ohm yasasına göre akım uygulanan gerilimle doğru orantılı olarak arttığından bu elemanlara doğrusal bileşenler denir. Bu doğru orantılılığın geçerli olmadığı bileşenlere doğrusal olmayan aygıtlar denir ve bunlar kullanılan bütün elektronik devrelerin temelini oluşturlar. Bu bölümde, doğrusal olmayan önemli bir aygıt olan diyod doğrultucu incelenmektedir. Diyod sözcüğü doğrultucuların iki ucu veya iki iki elektrodu olmasından kaynaklardır.

Bir doğrultucu uygulanan gerilimin kutuplarına göre, bir yönde öteki yönden daha büyük akım geçirmesinden ötürü doğrusal değildir. Eğer bir a.a. devresinde bir doğrultucuya uygulanan gerilimin kutupları ters yönde olduğu zaman doğrultucudan geçen akım önemsiz olur. Bundan ötürü doğrultucudan tek bir yönde akım geçer ve bu durumda alternatif akım doğrultulmuş olur.

Doğrultucuların en çok kullanıldığı yerler güç kaynaklarıdır. Güç kaynağı 115—V, 60—Hz lik a.a. gerilimlerini vakum tüp ve transistörlerde kullanılmaya uygun d.a. gerilimlerine dönüştürür. Güç-kaynaklarında vakum tüp ve yarı iletken eklem diyodu gibi iki çeşit doğrultucu kullanılır fakat üstün özelliklerinden ötürü eklem diyod çoğunlukla vakum diyodun yerini almıştır.

DOĞRUSAL OLMAYAN DİLEŞENLER

Akım-Gerilim Belirtgenleri

Doğrusal olmayan bir devre bileşeninin en yararlı biçimde tanımı bu bileşen-deki akım ile uygulanan gerilim arasındaki bağıntıdır. Gerçekten bu bağıntı doğrusal bileşenler için tanımlanan Ohm yasasının önemine benzer, çünkü Ohm yasası bütün doğrusal-devrelerin çalışma ve çözümlenmelerinin temelidir. Akım ve gerilim arasındaki bağıntı alışılmış olduğu üzere grafik şeklinde aygıtın *akım-gerilim (IV) belirtgenleri* olarak gösterilir. Doğrusal olmayan bir devre elemanının herhangi bir devredeki çalışması uygun akım-gerilim belirtgeni yardımıyla çözümlenebilir.

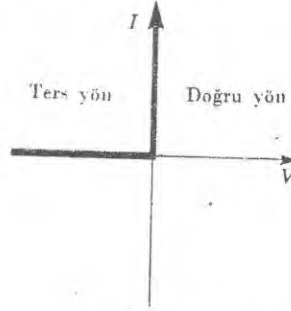
Doğrultucuları da içine alan çeşitli, kullanışlı elektriksel bileşenlerle ilgili çok sayıda değişik akım gerilim belirtgenleri vardır, bunlar bu ve bundan sonraki bölümlerde tartışılmıştır. Birçok durumlarda bu doğrusal olmayan bağıntıların nedenini temel fiziksel ilkeler yardımıyla anlamak mümkündür. Örneğin aygıttaki elektronların hareketleri uygulanan gerilimle doğrudan doğruya akımın değişmesini sağlayabilir. Bu, Böl. 1 deki Ohm yasası durumudur, yani elektronların iletkende sürüklenmesi doğrusal bir *IV* belirtgeni oluşur. Daha iyi akım-gerilim özellikleri olan yeni aygıt yapımlarının geliştirilmesinde işe karışan fiziksel ilkeleri anlamak çoğu kez önemli olmasına rağmen aygıtın gördüğü işi ve devredeki çalışmasının çözümü için bunu anlamak gerekli değildir.

Gerçekte, kullanılan doğrusal olmayan aygıtların *IV* belirtgenleri aygıtların yapısındaki doğal karışıklık nedeniyle, çoğu kez teorik çözümden çok deneysel ölçülerle belirlenir. Ticari aygıtların belirtgen akım-gerilim eğrileri yapımcıların çizelgelerinde geniş biçimde bulunabilir. Devre çözümlenmesinin tüm ilkeleri, özellikle Kirchhoff kuralları doğrusal olmayan bileşenleri kapsayan devrelere uygulanabilir. Çoğu kez çözümlemelerde grafik teknikleri uygulamak yararlıdır. Çünkü akım-gerilim, *IV*, belirtgenleri matematiksel biçimde kolay ifade edilemezler.

İdeal Doğrultucu

Basit fakat çok önemli doğrusal olmayan bir akım-gerilim belirtgeni Şek. 4—1 de verilen *ideal doğrultucu* belirtgenidir. Bu, ideal doğrultucunun direncinin, gerilim bir yönde uygulandığı zaman sıfır ve öteki yönde uygulandığı zaman ise sonsuz olduğunu gösteriyor. Etki olarak diyod gerilime uygun bir anahtar gibidir, yani kutupların bağlanması *doğru yönde* ise kapalı ve *ters* bağlanış durumunda açıktır. Çeşitli diyodların bu belirtgene yakın belirtgenleri vardır ve bu belirtgen önemli birçok elektronik devrelerin temelidir. Ek *E* de tartışılan vakum diyodlar ve yarı iletken eklem diyodların ikisi de geniş

bir biçimde kullanılmaktadır, fakat eklem diyodlar belli özel uygulamalar dışında vakum tüplerinden daha çok kullanılmaktadır.



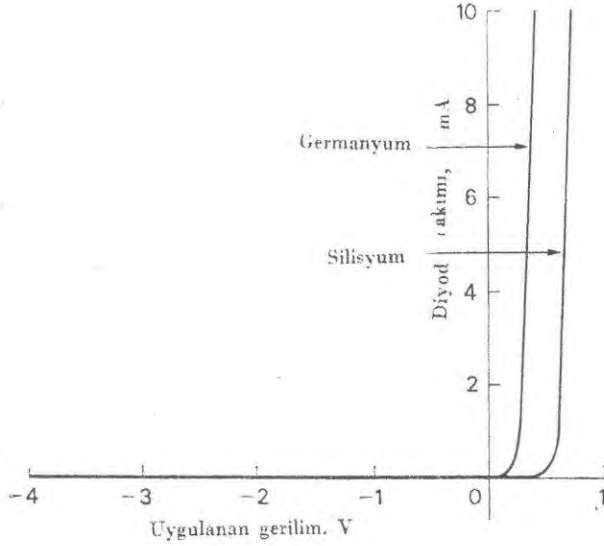
Şekil 4-1. İdeal bir doğrultucunun akım-gerilim belirtgeni.

Eklem Diyod

Bölüm 5 de gösterileceği üzere germanyum veya silisyum gibi saf yarı iletken maddelere yabancı atomların katılması elektrik akımını taşıyan serbest elektronlar oluşturur. Böyle yabancı atomları kapsayan bir yarı iletken örgüde akımı taşıyanlar elektronlar, yani negatif yükler olduğundan bu örgüye *n-tipi* denir. Aynı biçimde başka çeşit atomlar katılmasıyla yarı iletkenin pozitif akım taşıyıcıları ile akımı ilettiği görülür. Böyle bir örgüde akım taşıyıcılar pozitif yükler olduğundan, bu tür yarı iletken *p-tipi* iletken denir. Aynı bir örgünün istenilen bir bölgesinde bir çeşit yabancı atomların sayısını öteki-ler yanında birden bire değiştirerek iletkenliğin *n-tipinden p-tipine* çevrilmesi mümkündür. Bir yarı iletken *n-tipi* bölge ile *p-tipi* bölge arasındaki eklenme yerine *pn eklemi* denir ve bu bölge doğrusal olmayan farklı elektriksel belirtgenler gösterir.

Gerçekten basit uygulamalarda kullanılan gerilimler için *pn eklem diyodu* yaklaşık ideal bir doğrultucu gibi davranır. Bu durum Şek. 4-2 de gösterilen seçkin germanyum ve silisyum *pn* eklemlerinin akım-gerilim belirtgenleri ile açıklanmıştır. Her iki durumda da uygulanan gerilim bir voltun onda birinin birkaç katından daha büyük olduğu gerilimler için doğru yön akımı önemli ölçüde artar ve büyük gerilimlerin ters yönde uygulanması durumunda geçen ters yöndeki akım bunun yanında önemsiz olur. Germanyum diyodların oda sıcaklığında iletken duruma geçmesi için gerekli öngerilim yani doğru gerilim 0,2 V dur ve bu gerilim silisyum için 0,6 V dur. Bu iki gerilim arasındaki fark iki yarı iletken maddenin elektriksel özelliklerinin farkına bağlanabilir ve bu durum gelecek bölümde daha ileri bir düzeyde incelenmiştir.

Germanyum *pn* eklemleri için oda sıcaklığında ters akım birkaç mikro-ampere ve silisyum diyodlar için birkaç pikoampere dir. Bu fark da iki yarı ilet-

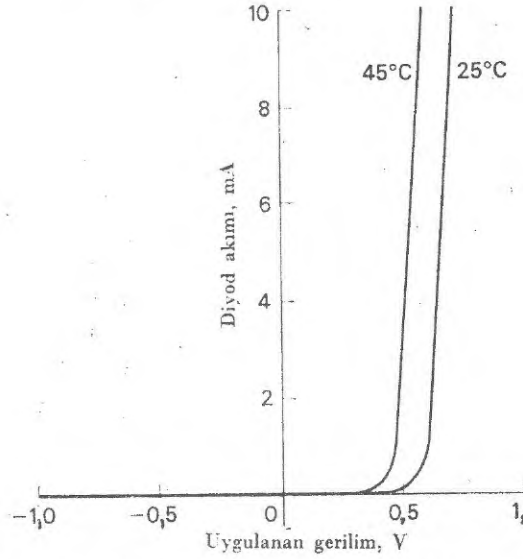


Şekil 4-2. Germanyum ve silisyum eklem diyodlarının akım-gerilim belirtgenleri.

kenin temel özelliklerine bağlıdır. Bu değerler ideal bir diyodun akım-gerilim belirtgenlerine yaklaşacak kadar küçüktür. Daha çok ilgilenilecek bir olgu da ters yöndeki akımın sıcaklıkla üstel olarak artmasıdır. Bu hızlı artış diyodların ancak sıcaklığın az arttığı durumda kullanılabileceğini gösteriyor, örneğin silisyum diyodlar 200°C den yukarı sıcaklıklarda hemen hemen çalışmazlar. Sıcaklık değişiklikleri doğru yönde olan belirtgenleri de etkiler. Örneğin Şek. 4—3 de görüldüğü gibi silisyum bir diyodun 20°C lik sıcaklık yükselmesi ile doğru yönde uygulanan gerilimi 0,1 V kadar bir düşüş göstermektedir.

Devrede kullanılan eklem diyodların üzerlerindeki güç birkaç watt'tan büyük ve watt mertebesinde olursa bunlardan geçen akım sonucu ortaya çıkan joule ısısını dağıtmak için diyodlar soğutulurlar. Uygulamada eklem diyodlar, ısıyı kendilerinden öteye dağıtmak için dağıtıcı kanatları olan metal yuvalar içine yerleştirilmişlerdir.

Bütün yarı iletken aygıtların ortak bir belirtgeni olan sıcaklık duyarlılığına rağmen eklem diyodlar son derece iyi doğrultuculardır. Ticari olarak satılan eklem diyodlar Böl. 5 de tanımlananlara benzer işlemlerle silisyum veya germanyumdan yapılır. Uygulamada bu aygıtlar, yarı iletkeni kirlenmekten korumak için koruyucu içine alınmışlardır. Bu iş, diyodu içi asal atmosferle dolu bir küçük metal kutuya veya plastik bir sandıkçıya koyarak yapılır. Silisyum ve germanyum eklem diyodlarının üstün elektriksel belirtgenlerinden ötürü bunlar selenyum ve bakır oksit yarı iletkenlerinden yapılan eski



Şekil 4-3. Silisyum eklem diyodlarının akım-gerilim belirtgenlerine sıcaklığın etkisi.

yarı iletken doğrultucuların yerini almışlardır. Bu son doğrultucuların ticari olarak kullanılan ilk yarı iletken aygıtlar olduğu bilinmelidir. Bütün yarı iletken diyodların gösteriminde, Şek. 4—4 ,ok aygıttaki doğru akım yönünü göstermektedir.



Şekil 4-4. Yarı iletken diyodun devrede gösterimi.

pn eklemının doğru yönde çok iyi iletmesi kullanışlı diyodların oldukça küçük olabileceğini anlatıyor. Öyleyse buna karşılık kaçak sığasal reaktansları küçük olacağından eklem diyodlar yüksek frekanslarda kullanışlıdır. Bu özellik *nokta-değmeli* diyodlarda yani metal bir telin yarı-iletken örgü ile dokunduğu diyodlarda daha da artırılır. Bu diyodlar yapılırken dokunma noktası altında küçük bir *pn* eklemi oluşur. Böyle küçük aygıtlar milimetre dalgaboyuna karşılık gelen frekanslarda çalışabilir ve örneğin radar ve yüksek hızlı hesap makineleri devrelerinde kullanılırlar. Eski bir nokta değmeli diyod Şek. 4-5 de görülüyor.

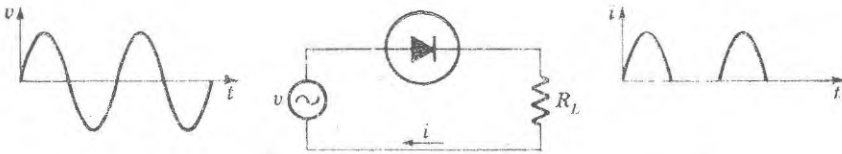


Şekil 4-5. Nokta-değmeli diyod (Ohmite Manufacturing Company).

DOĞRULTUCU DEVRELER

Yarım-dalga Doğrultucusu

Şekil 4—6 daki basit doğrultucu devrede bir eklem diyod bir a.a. kaynağı ve bir direnç ile seri olarak bağlanmıştır. Kaynağın kutbu doğru yönde ise diyod iletir ve yükte akım oluşturur. Ters yarım devirde diyod iletmez ve yükte akım sıfırdır. Bundan ötürü çıkıştaki akım Şek. 4—6 da gösterildiği gibi arka arka-ya yarım sinüs dalgalarından oluşur ve bunun için bu devreye *yarım-dalga doğrultucusu* denir. Yarım sinüs dalgalarının ortalama değeri sıfır olmadığından böylece çıkıştaki akımın bir d.a. bileşeni bulunur. Yani girişteki sinüs dalgası böylece doğrultulmuş olur.

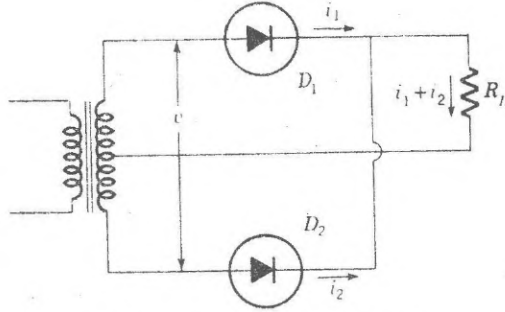


Şekil 4-6. Yarım-dalga doğrultucusunun basit bir devresi

Gerçekte, diyod üzerinde gerilim düşmesi olduğundan çıkış geriliminin tepe değeri kaynağın geriliminin tepe değerinden küçüktür. Buna benzer biçimde ters yarım-devir sırasında geçen akım tam sıfır değil yani diyoddan ters yönde geçen akıma eşittir. Bununla birlikte birçok doğrultucu uygulamalarında diyod üzerine düşen gerilim ve ters yön akımı önemsizdir.

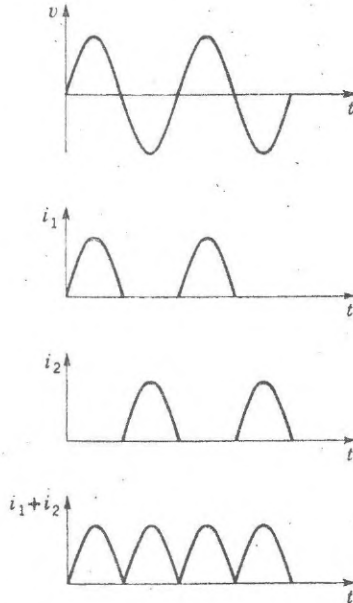
Tam-Dalga Doğrultucusu

Yarım-dalga doğrultucusu giriş işaretinin bir devrinin yarısı sırasında çalışmadığından mümkün olan daha az verimlidir. İki diyod Şek. 4—7 de görüldüğü gibi yani her diyod yarı devirlerinde iletecek durumda yerleştirilirse *tam-dalga doğrultucusu* yapıldığı görülür. Bu durum orta uçlu bir transforma-



Şekil 4-7. Tam dalga doğrultucusu.

törlerle yapılır. O zaman D_2 diyodu ters beslenmekte iken D_1 diyodu iletir. Değişen yarım-devirde bu durumlar değişmiştir ve çıkıştaki akımın dalga biçimi Şek. 4—8 de gösterildiği gibi, yarım-dalga doğrultucu devresinin aksine, çok kısa süreler için sıfır değerlerini alır.

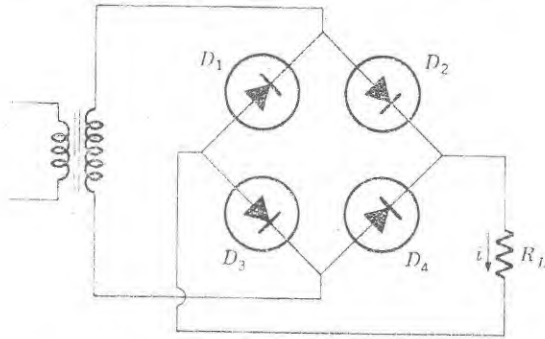


Şekil 4-8. Tam -dalga doğrultucusunun dalga biçimleri.

Tam dalga doğrultucuda her diyodun transformatör sargısının tepeden-tepeye gerilimine dayanması gerektiğine dikkat ediniz. Bundan ötürü diyodların *ters gerilimlerinin tepe değerleri* en azından çıkış geriliminin tepe değerinin iki katı olmalıdır. Bu durum yüksek gerilimlerde çalışan devreler dışında ciddi bir engel oluşturmaz. Şekil 4—6 ve 4—8 de gösterilen yarım dalga ve tam-dalga doğrultucularının çıkıştaki dalga biçimlerinin karşılaştırılması yarım-dalga doğrultucuda temel frekansın kaynağın frekansına eşit olduğunu fakat tam-dalga doğrultucusu durumunda ise frekansın kaynağın frekansının iki katı olduğunu ortaya koymaktadır. Bu durum ilerde belirtileceği üzere güç-kaynağı devreleri için önemlidir. Tam-dalga doğrultucu devrelerinde orta uçlu transformatör giriş geriliminin her yarı devrinde akım verir ve böylece yarım-dalga doğrultucusu durumundan daha verimli bir transformatör düzeninin oluşmasına izin verir. Bununla birlikte çıkış geriliminin transformatörün çıkış geriliminin sadece yarısı olduğuna dikkat ediniz.

Köprü Doğrultucu

Orta uçsuz transformatörlü, tam-dalga doğrultucu devre Şek. 4—9 da gösterilen *köprü doğrultucusudur*. Bu devrenin çalışması giriş geriliminin değişen yarı devirlerinde akımı izleyerek açıklanabilir. Örneğin transformatörün üst ucunun pozitif olduğunu varsayalım. Bu durumda D_2 ve D_3 diyodları iletken olur ve yük direncinden akım geçer. Öteki yarı-dönüde D_4 ve D_1 diyodları iletir ve yük direncindeki akımın yönü biraz öncekinin aynıdır. R_L üzerindeki gerilim tam-dalga doğrultucuya karşılık gelir ve gerilimin tepe değeri transformatör geriliminden diyodlar üzerinde düşen gerilim kadar azdır.

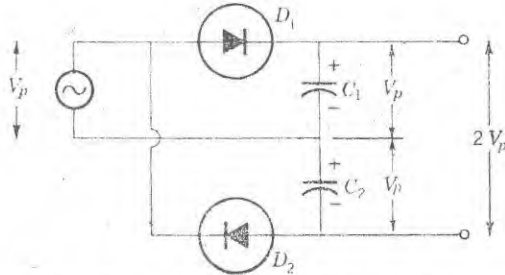


Şekil 4—9. Orta uçlu transformatör olmadan yapılan köprü doğrultucu bir tam dalga doğrultucusudur.

İki diyod, yük ile seri olduklarından çıkış gerilimi ile diyoddaki gerilim düşmesinin iki katı kadar azdır. Öte yandan diyodlarının ters tepe gerilim değeri, bundan önceki tam-dalga doğrultucusunun aksine, sadece transformatör gerilimine eşit olur.

Gerilim Katlayıcı

Şekil 4-10 da iki diyodun ters yönde gerilim kaynağına bağlandığı devreyi dikkate alınız. Kaynağın üst ucunun pozitif olduğu yarı-devirde D_1 iletir ve C_1 giriş geriliminin tepe değerine eşit bir gerilimle yüklenir. Ters yarı-devirde D_2 iletir ve bu kez C_2 de tam giriş gerilimi değerinde yüklenir. Bu sırada D_1 üzerindeki gerilim ters yönde olduğundan C_1 üzerindeki yük olduğu gibi durur. Böylece C_1 ve C_2 üzerindeki gerilimler kaynak geriliminin tepe değerini aldığından d.a. çıkış gerilimi giriş geriliminin tepe değerinin iki katına eşit olur. Bunun sonucu olarak bu devreye *gerilim katlayıcı* denir.



Şekil 4-10. Gerilim-katlayıcı doğrultucusu devresi giriş geriliminin iki katına eşit bir çıkış gerilimi verir.

Yukarıdaki çözümleme yük üzerinde hiçbir akım akmadığı zaman uygulanır. Yük direnci bağlandığı zaman kondansatörlerin yüklerinin boşalması ile akım sağlanır. Değişik yarı-devirde kondansatörler arka arkaya yeniden yüklenirler. Bununla birlikte bu durum, yük altında gerilimin artık d.a. olmadığını fakat a.a. bileşeni bulunduğunu anlatır. Akım sızmalarını ve kaynağın frekansını gözönüne alarak çıkış gerilimindeki değişimleri en az yapmak için C_1 ve C_2 sığalarının yeter ölçüde büyük yapılması gerekir. Bu devredeki kondansatörlerin süzme işlemi gelecek kesimde ayrıntılarıyla açıklanmaktadır.

SÜZGEÇLER

Çoğu kez doğrultulmuş dalgabıçımının alternatif bileşeninin azaltılması yani çıkışın temel olarak d.a. gerilimi olması istenir. Bu durum uygun biçimde bağlanmış kondansatör indüktanslardan oluşan *süzgeçlerle* yapılır. Güç kaynağındaki süzgeç alçak-geçiren bir süzgeçtir ve bütün alternatif bileşenleri doğrultulmuş dalgabıçımına indirger ve d.a. bileşeni geçirir. Bir süzgecin etkinliğinin ölçüsü, *dalgalanma çarpanı* r ile verilir ve bu a.a. bileşeninin kok değerinin d.a. bileşenine yani ortalama değere oranıdır, Yani

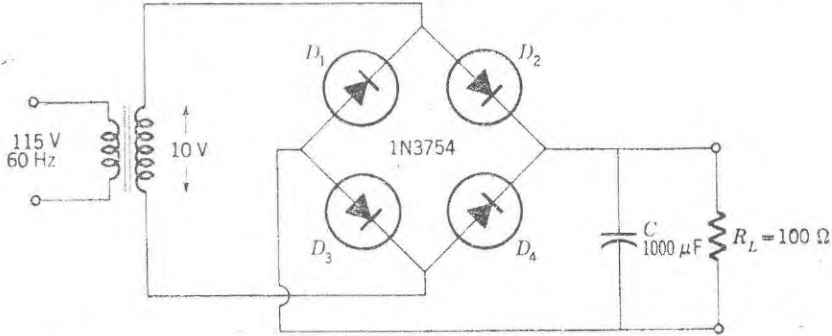
$$r = \frac{V_{kok}}{V_{da}} \quad (4-1)$$

dir. Bu tanıma göre dalgalanma çarpanının mümkün olduğu kadar küçük yapılması istenir. Dalgalanma çarpanı giriş geriliminin frekansının birçok harmo-

niklerini bulundurmasına rağmen genel olarak sadece temel frekans için bulunması yeterlidir. Bu böyledir, çünkü temel frekans en etkindir ve alçak-geçiren süzgeç belirtgenleri ile yüksek harmonikler temel harmonikten daha çok zayıflatılır.

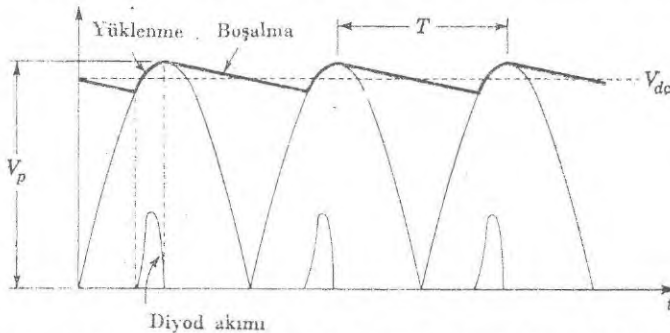
Kondansatörlü Süzgeç

En basit süzgeç devresi Şek. 4—11 de gösterilen köprü doğrultuculu alçak gerilim güç kaynağı devresinde gösterildiği gibi yük direncine paralel bağlı bir kondansatörden oluşur. Eğer güç hattı frekansında kondansatörün reaktansı yük direnci R_L ile karşılaştırıldığında küçükse, a.a. bileşeni kısa devre yapılmış olur ve yük direncinde sadece d.a. akımı kalır.



Şekil 4-11. Kondansatörlü süzgeç kullanarak yapılan pratik bir alçak-gerilim güç kaynağı.

Kondansatörlü süzgecin belirtgenleri, Şek. 4-12 devresindeki dalgabiçimleri incelenerek bulunur. Kondansatör, doğrultulmuş gerilimin tepe değeri V_P ile yüklenir ve doğrultulmuş gerilim tepe değerinden azaldığı zaman R_L üzerinden boşalmaya başlar. Yükleyici pulslar arasında kondansatör gerilimindeki azalma RC zaman sabiti ile giriş geriliminin periyodunun birbirlerine göre değerlerine bağlıdır. Küçük zaman sabiti azalmanın büyük ve dalgalanma geriliminin de büyük olduğunu gösterir. Öte yandan büyük zaman sabiti küçük bir dalgalanma bileşeni bırakır. Diyodlar sadece devrin bir kısmı



Şekil 4-12. Kondansatörlü süzgecin çıkış gerilimi d.a. gerilimi ve küçük, üçgen dalgalanma geriliminden oluşur.

sırasında, kondansatörler yüklenirken iletirler, çünkü sadece bu zaman aralığında kaynak gerilimi ve kondansatör gerilimi toplamı diyodları doğru yönde öngerilimler.

Eğer RC zaman sabiti periyod yanında uzunca yani $R_L C \gg T$ ise dalgalanma gerilimi yaklaşık olarak üçgen bir dalgadır. Bir periyod sürecinde kondansatör gerilimindeki üstel azalma yaklaşık olarak $V_P \times T/RC$ ile verilir. Üçgen bir dalganın kok değeri Böl. 2 de hesaplanmıştı. Denk. (2-87). Buna göre kondansatör süzgecin dalgalanma çarpanı,

$$r = \frac{1}{V_P} \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V_P T}{2R_L C} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{1}{fR_L C} \quad (4-2)$$

dir. Burada basit olsun diye d.a. çıkış gerilimi V_P ye eşit alınmıştır.

Bu sonuç sığanın değerini artırarak dalgalanmanın küçültülebileceğini gösteriyor. Yük akımı sifıra eşit olduğu zaman ($R_L \rightarrow \infty$) dalgalanma çarpanı sıfır olur ve bu da çıkış geriliminin sadece d.a. olması demektir. Yük akımı artırılırken (R_L nin küçük değerlerinde) dalgalanma çarpanı artar. Şekil 4-11 deki bileşenlerin değerleri yukarıdaki ifadede yerlerine konulursa dalgalanma çarpanı 0,025 bulunur. Öyleyse dalgalanma çıkıştaki d.a. nın yüzde 2,5 idir. Tam dalga doğrultucusunun dalgalanma çarpanının yarım dalga doğrultucusunun yaklaşık olarak yarısı olduğuna dikkat ediniz, çünkü birinci durumda doğrultulmuş bileşenin frekansı ikinci durumdakinden iki kat daha büyüktür.

Kondansatörlü süzgeçten çıkan gerçek d.a. çıkış gerilimi kondansatör üzerindeki gerilimin tepe değerinden dalgalanma bileşeni kadar azdır, yani

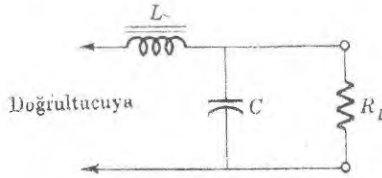
$$V_{da} = V_P - \frac{V_P T}{2R_L C} = V_P - \frac{1}{2fC} I_{da} \quad (4-3)$$

dır, ve burada yine basit olsun diye $I_{da} \approx V_P/R_L$ yaklaşıklığı kullanılmıştır. Denklem (4-3) e göre d.a. çıkış gerilimi yükten çekilen doğru akımla doğrusal olarak azalır. Çıkıştaki gerilim ile akımın sabit olmalarına güç kaynağının *düzenleyiciliği* denir. Denklem (4-3), süzgecin sığasının büyük bir değerde olmasının düzenleyiciliği artırdığını gösteriyor. Bu denklemle verilen çıkış gerilimindeki azalışın a.a. dalgalanma bileşenindeki artışa eşlik eden bir değişikliğe karşılık geldiğine dikkat edilmelidir. Diyod dirençlerine ve transformator sarımlarının dirençlerindeki IR düşmeleri yük akımı artarken çıkış gerilimini daha da azaltırlar.

Basit kondansatörlü süzgeç alçak akımlarda çok iyi süzgeçleme ödevi görür ve yüksek-gerilim alçak-akım güç kaynaklarında çoğu kez kullanılır. Basit olduğundan ötürü bu devre dalgalanmanın nispeten az önemli olduğu yüksek akım kaynaklarında da kullanılır. Bu süzgecin d.a. gerilimi yüksek ve gerilim kaynağının tepe değerine eşittir. kondansatörlü süzgecin elverişli olmayan yönleri, kötü düzenleyiciliği ve küçük yüklerde dalgalanmada artış göstermesidir.

L-Biçimli Süzgeç

Kondansatörlü süzgeç devresine Şek. 4—13 de görüldüğü gibi seri olarak bir indüktans eklemek yararlıdır. Bu L-biçimli veya şok-girişli süzgeçteki seri indüktans, akımdaki ani değişimlere zıt yönde karşı koyar ve böylece süzgeçleme işlemine katkıda bulunur. Dalgalanma çarpanı, doğrultulmuş dalgabıçımının a.a. gerilim bileşenlerinin indüktans ile direnç-kondansatör bileşiminin impedansı Z arasında bölüşümünü dikkate alarak ve d.a. çıkış gerilimini de basit olarak doğrultulmuş dalga biçiminin d.a. bileşenine eşit olarak hesaplanır. Buna göre L-biçimli süzgecin dalgalanma çarpanı,



Şekil 4-13. L-biçimli süzgeç.

$$r = \left(\frac{V_{kOk}}{V_{da}} \right)_{\text{dog}} \frac{Z}{Z + X_L} \quad (4-4)$$

olarak yazılır. Tam-dalga doğrultucusu ile doğrultulmuş bir dalga biçimi için uygun k ve d.a. değerleri Denk. (2—92) ve (2—88) burada yerine konursa

$$r = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{1 + \omega^2 LC \sqrt{1 + (1/\omega R_L C)^2}} \approx \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{\omega^2 LC} \quad (4-5)$$

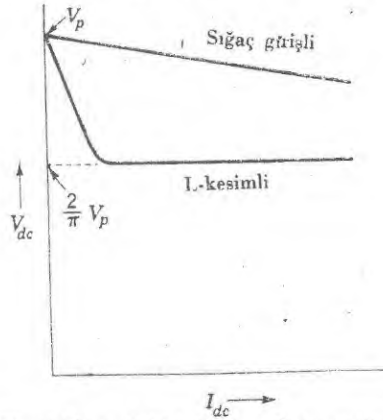
olur, burada uygulamada her zaman yapılan $R_L C \gg 1$ yaklaşıklığı yapılmıştır. Kondansatörlü süzgecin aksine dalgalanma çarpanının yükten bağımsız olduğuna ve L ile C nin büyük değerlerinin süzgeçleme işlemini ilerlettiğine dikkat ediniz.

İndüktans, doğrultulmuş dalga biçiminin değişen bileşenlerini durdurur ve d.a. çıkışı, basit olarak doğrultulmuş dalganın ortalaması veya d.a. değeri olur. Bu, seri bir yarım-sinüs dalgası için d.a. çıkış geriliminin $2V_P/\pi$ veya yaklaşık $0,6V_P$ olması demektir. Öyleyse şok-girişli süzgecin d.a. çıkış gerilimi kondansatörlü süzgecinkinden oldukça küçüktür.

Denklem (4-5) e göre dalgalanma yük akımından bağımsızdır. Bu demektir ki Denk. (4-3) de olduğu gibi yüksek akımlarda süzme işleminin azalması yüzünden çıkış geriliminde bir azalma yoktur. Bundan ötürü diyodlar ve transformatör sarmırlarındaki IR düşmeleri dışında çıkış gerilimi yükten bağımsızdır. Bu nedenle L-Biçimli süzgeç yük akımında büyük değişmelerin beklendiği uygulamalarda kullanılır. Herhangi bir uygulamada bu süzgecin iyi düzenleyici olma üstünlüğü nispeten düşük çıkış gerilimi ile dengelenir.

Kondansatörlü süzgeçte olduğu gibi yük akımı sıfır olduğu zaman kondansatör, giriş dalgabıçımının tepe değerine kadar yüklenir. O zaman çıkış gerilimi V_P dir ve düzenleyicilik kötüdür. Kondansatörlü süzgeç ile ilgili olarak tartışıldığı üzere bu durumda da diyodlar uygulanan gerilimin devirlerinin sadece bir kısmında iletirler. Bu işleyiş ve gerçek L-biçimli süzgece geçiş, diyodların gerilim devri boyunca iletmediği yük akımlarında olur ve kondansatör üzerindeki gerilim doğrultulmuş dalgabıçımının d.a. bileşenlerinde kalır.

Bir kondansatörlü süzgeç ve bir şok-girişli süzgecin Şek. 4—14 deki gerilim düzenleme eğrilerinin karşılaştırılması birincinin kötü düzenleme yaptığını fakat yüksek çıkışı olduğunu, ikincinin iyi düzenleme yaptığını fakat çıkış geriliminin daha küçük olduğunu gösteriyor. L-biçimli süzgeçte iyi düzenlemeyi garanti etmek için gerekli minimum akım açıkça görülüyor.

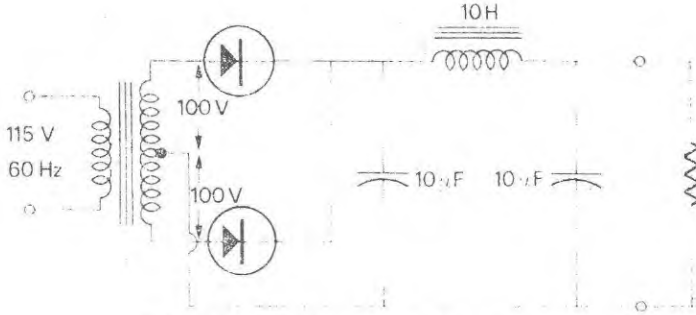


Şekil 4-14. Kondansatör girişli ve L-biçimli süzgeçlerin gerilim düzenleme belirtgenleri.

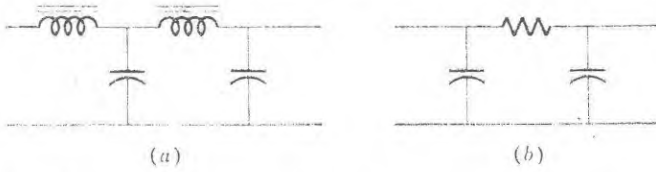
π -Biçimli Süzgeç

Şekil 4—15 deki güç-kaynağı çiziminde gösterildiği üzere bir kondansatör girişli süzgecin bir L-biçimli süzgeçle bileşimi çok kullanılan bir devredir. Bu π -biçimli süzgecin çıkış gerilimi hemen hemen kondansatör-girişli süzgecinkine eşit ve düzenleme belirtgenleri de aşağı yukarı aynıdır. Bununla birlikte iki kat süzgeçleme işlemiyle dalgalanma çok çok azaltılmıştır. Gerçekten tüm dalgalanma çarpanı kondansatörlü süzgecin dalgalanma çarpanı ile L-biçimli süzgecin impedans oranının çarpımıdır. Az düzenleme özelliğine rağmen π -biçimli süzgeç çok iyi süzgeçleme işlemi yaptığından yaygın biçimde kullanılır.

Süzgeç çeşitlerinin başka bileşimleri de kullanılmaktadır. Örneğin Şek. 4—16a da iki L-biçimli süzgeç çok alçak dalgalanma ile birlikte şok-girişli süzgeç kadar da iyi düzenleme yapar. Herhangi bir süzgecin dalgalanma çarpanı yukarıdaki π -biçimli süzgeç durumunda belirtildiği gibi her basit süzgeci ayrı ayrı dikkate alarak hesaplanır.



Şekil 4-15. 100-V'luk kullanışlı bir güç kaynağı.



Şekil 4-16. (a) İki L-biçimli süzgeç ve (b) π-biçimli RC rüzgeci.

π -biçimli süzgecin özellikle düşük-akım devreleri için kullanışlı bir değişik biçiminde indüktans yerinde Şek. 4—16b de görüldüğü gibi bir direnç bulunur. Bu devre, akımın direnç üzerindeki IR düşmelerinin aşırı ölçüde yapmayacak kadar küçük olduğu ve düzenlemenin ikinci derecede önemli olduğu yerlerde kullanışlıdır. Bu sınırlar içinde bu devre basit kondansatörlü süzgeçten daha iyi işlem yapar.

GERİLİM DÜZENLEYİCİLER

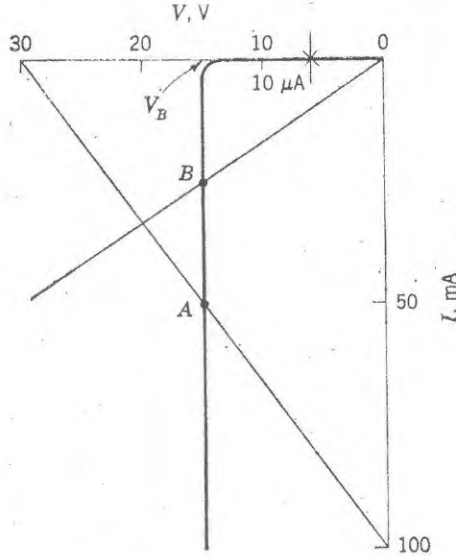
Çoğu kez bir güç kaynağının geriliminin sabit kalması ve yük akımından bağımsız olması istenir. Şok-girişli süzgecin düzenlenmesinin iyi olmasına rağmen transformatör ve şok süzgecin sarımlarının dirençlerindeki IR düşmelerinden ötürü bu devrede bile akım artarken gerilim düşer. Hat gerilimindeki değişimler ve bileşenlerin eskimesi gibi başka değişkenler de güç-kaynağının geriliminin değişmesine katkıda bulunabilir. Çıkış gerilimini sabit tutabilmek için güç kaynağının bir parçası olarak *gerilim düzenleyicileri* yapılır. Eğer çok sağlıklı düzenleme gerekli ise sonraki bir bölümde tartışıldığı üzere oldukça iyi düzenleme yapan elektronik devreler kullanılır. Öteki durumlarda ise orta durumlu gerilim kararlılığı oluşturabilen özel bileşenler kullanılır.

Zener Diyodları

Özel bir ters besleme gerilim değerinde pn eklemesindeki akım çok hızlı bir biçimde artar. Bu durum, elektronlar eklemde elektrik alanı ile yüksek hızlara doğru ivmelenirilip atomlarla çarpışarak başka serbest elektronlar oluş-

tudukları zaman ortaya çıkar. Bu elektronlar alan tarafından aynı biçimde ivmelenendirilir ve sırası gelince başka iyonlanmalara neden olurlar. Bu çıkış süreci çok büyük akım oluşturur ve eklem bu durumda kırılma etkisinde kaldığı söylenir. Bununla birlikte güç tüketimi yerel erimelerin yarı iletkeni bozacağı sıcaklık noktasına varmadıkça kırılma, yapının bozulması anlamına gelmez. Eklem üzerindeki gerilim kırılma bölgesinin oldukça geniş bir kısmı boyunca hemen hemen sabit kalır. Bu olay bir güç kaynağının çıkışını kırılma geriliminde tutmakta kullanılabilir.

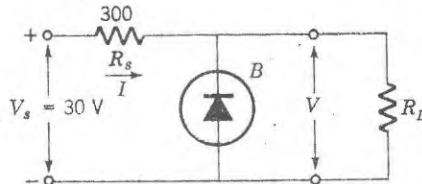
İlk olarak Clarence Zener kırılmada, akımdaki hızlı artışın nedenini ilk açıklayan olduğu için bu *pn* eklemine *Zener diyodları* denir. Bir zener diyodun akım-gerilim eğrisinin Şek. 4-17 de görüldüğü üzere keskin bir



Şekil 4-17. Zener diyodun akım-gerilim belirtgeni.

geçiş gerilimi ve kırılmanın yukarısında düz bir akım çizgisi vardır. Kırılma gerilimleri ikiden birkaç yüz volta ve akım özellikleri birkaç miliamperden birçok ampere kadar olabilen zener diyodları yapılabilir.

Bir zener diyodun bir güç kaynağının çıkış gerilimini düzenleme yolu Şek. 4-18 de açıklanmıştır. Kaynağın düzenlenmemiş çıkış gerilimi V_S , diyo-



Şekil 4-18. Gerilim düzenleyici olarak kullanılan bir zener diyod.

dun zener kırılma geriliminden büyük olmalıdır. O zaman diyod akımı nedeniyle R_S üzerindeki gerilim düşmesi artı diyodun kırılma gerilimi toplamı güç kaynağının gerilimine eşit olur. Yük akımı artarken diyod akımı azalır ve böylece R_S üzerindeki düşme her zaman kırılma gerilimi ile güç kaynağının gerilimi arasındaki farka eşittir. Güç-kaynağı gerilimi yük altında değişse bile düzelmiş çıkış gerilimi diyodun kırılma gerilimine eşit bir değerde sabit kalır.

Zener diyod gerilim düzenleyicisi, R_S nin akım gerilim belirtgenini diyodun akım-gerilim belirtgeni ile aynı eksenler üzerine çizerek çözümlenir. Şekil 4-18 e uygulanan Kirchhoff kuralı

$$V_S - IR_S - V = 0 \quad (4-6)$$

dir. Buradan I çözülürse,

$$I = \frac{V_S}{R_S} - \frac{1}{R_S} V \quad (4-7)$$

bulunur. Bu, eğimi $-1/R_S$ ve kesim oktası $I = V_S/R_S$ olan bir doğru denklemdir. Devre çizimindeki sayısal değerler yerine konursa Denk. (4-7) diyodun akım-gerilim belirtgenini Şek. 4-17 de gösterilen A noktasında keser. Bu kesim noktası R_S deki akımı verir. Yük akımı tam V_B/R_L dir ve V_B diyodun kırılma gerilimidir.

Yükün IV belirtgenini,

$$I_L = \frac{1}{R_L} V \quad (4-8)$$

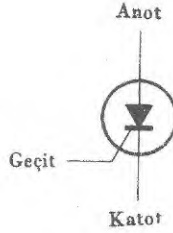
Şek. 4-17 üzerinde çizmek yararlı olur. Yük akımı, Denk. (4-8) in diyod belirtgeni ile kesim noktası, B, ile verilir. Yük akımının R_S deki akımdan küçük olması gerektiğine dikkat ediniz, aksi durumda R_S üzerindeki gerilim düşmesi çok büyük olur ve zener üzerinde V_B gerilimi kalmaz böylece düzenleme işlemi durur. B kesim noktası A noktasına karşılık gelen akımdan küçük olduğu sürece devre düzgün iş görür.

Zener diyodlar güç kaynağında değişikliklere rağmen, dalgalanma da içermek üzere, çıkış gerilimini sabit tuttuklarından biraz da süzgeçleme işlemi görürler. Bundan ötürü gerilim düzenleyicilerle birlikte çoğu kez sadece kondansatörlü süzgeci kullanmak yeterli olabilir.

Denetimli Doğrultucular

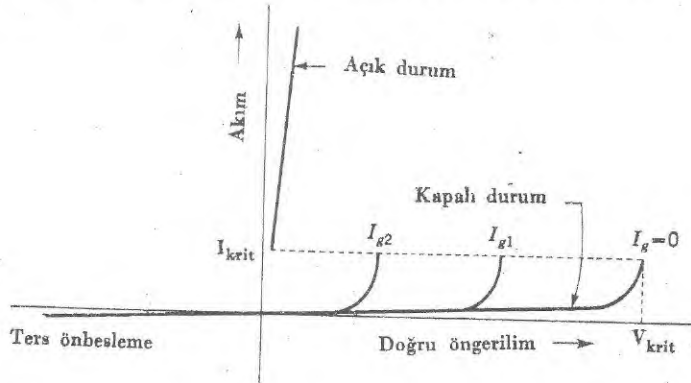
Çoğu kez elektrik motoru yahut bir fırının ısıtıcı elemanı gibi bazı yüklere verilen gücün denetimi gereklidir. Seri dirençler yahut gerilim bölücüler güç harcarlar ve bu durum yüksek-güçlü devreler için gerçekten kötüdür. *Denetimli doğrultucular* gücü az kayıpla vermeyi ayarlama yeteneğinde geliştirilmişlerdir.

Bu çeşit en uygun eleman *denetimli silisyum doğrultucu*, DSD, dur. Bu yarı iletken aygıt Böl. 5 de ayrıntılarıyla açıklandığı üzere dört paralel *pn* eklemine içerir. Şimdilik bu ögenin, *geçit* olarak adlandırılan bir denetim elektrodundaki akımla doğru yöndeki iletimin denetlendiği bir eklem doğrultucu olduğunu söylemek yeterlidir. Geçit elektrodu, DSD gösteriminde belirtilmiştir. Şek. 4-19.



Şekil 4-19. Denetimli silisyum bir doğrultucunun devrede gösterimi.

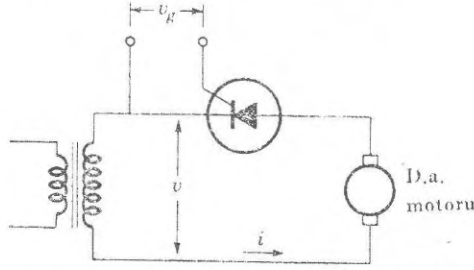
Seçkin bir DSD nun akım gerilim belirtgeni Şek. (4-20) de görüldüğü üzere ters yönde bir eklem doğrultucuya özdeştir. Doğru yönde, eklem doğrultucuda normal iletime özdeş olan bir "açık" durum ve bir de alçak-akım "kapalı" durum vardır. Doğru yönde anot-katot gerilimi belli bir kritik değerin (gerçekte buna karşılık gelen akım kritiktir) altında kaldığı sürece doğru yön akımı



Şekil 4-20. DSD nin akım-gerilim belirtgeni. Bu öge geçit akımı ile açık duruma tetiklenebilir. Burada $I_{g2} > I_{g1} > 0$ dir.

küçüktür. Bu kritik değerin üstünde DSD yüksek-akım alçak-gerilim açık durumundadır. Kritik akım geçit elektrodu ile sağlanır, yani DSD geçit ucuna bağlanan küçük bir akımla ($100 \mu A$ kadar küçük) açık konuma tetiklenebilir. Geçit akımını sürekli olarak uygulamak gerekli değildir, çünkü bir kez DSD yüksek iletim durumuna tetiklendikten sonra anot gerilimi sıfır yapılmıyca kadar bu durumda kalır.

Şekil 4-21 deki basit DSD devre gözönüne alırsa motorun hızının kendisine veren güçle denetlendiği görülür. Transformatör geriliminin tepe değeri V_P kritik gerilimden küçüktür ve DSD geçit akımı ile tetiklenmedikçe yük akımı sıfırdır. Geçitin transformatör geriliminden α faz açısı kadar geride

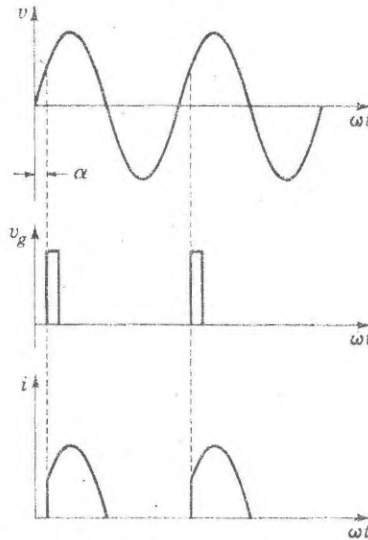


Şekil 4-21. Bir d.a. motorunun hızını denetlemek için basit bir DSD devresi.

olan bir akım pulsu ile her devirde beslendiğini varsayalım. Bu durum Şek. 4-22 de açıklanmıştır. Doğru yöndeki iletim her devirde bu noktaya kadar geciktirilir ve böylece çıkışta elde edilen doğrultulmuş dalgabıçımı yarım-dalda doğrultucusunununkine benzer yalnız her devirde ilk kesimi kırpılmıştır. Motordaki akımın ortalama yani d.a. değeri, çıkış akımını tam bir devir için integre ederek bulunur.

$$I_{da} = \frac{I_P}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t \quad (4-9)$$

burada I_P akımın tepe değeridir. İntegral alırsa,



Şekil 4-22. Çıkış akımının dalgabıçımı transformatör gerilimi ve geçit akımı pulsu arasındaki faz açısına bağlıdır.

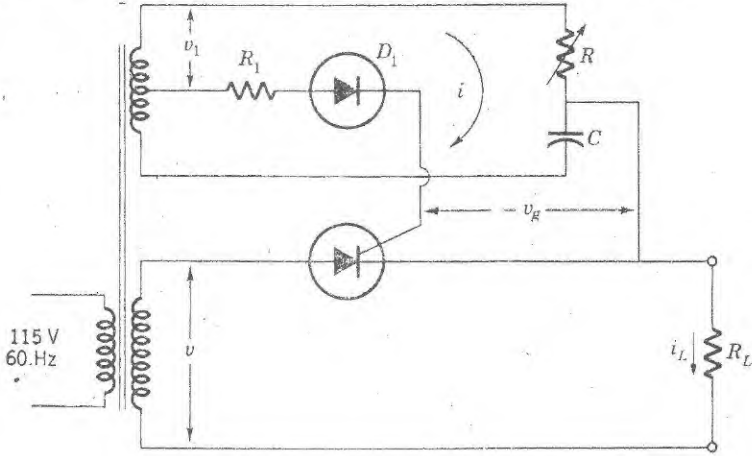
$$I_{da} = \frac{I_P}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4-10)$$

bulunur. Denklem (4-10) a göre motor akımı maksimumdan ($\alpha=0$) sıfıra ($\alpha = \pi$) kadar basit olarak geçit pulslarının faz açısını değiştirerek ayarlanabilir. İleride bir bölümde açıklandığı üzere böyle pulslar oluşturan basit devreler vardır.

Denetim elektrodunda tüketilen gücün DSD'nun bozulmasına neden olabilen bir limit değerden aşağı olmasına dikkat edildiği sürece geçit devresinde puls kullanmak gerekmez. Şekil 4-23 deki *faz-kaydırmayla denetimli* devreyi dikkate alınız. Orada geçit akımı anot gerilimine göre fazı kaydırılmıştır. Geçit gerilimi ikinci gerilim v_1 ve R üzerindeki düşmenin toplamı olduğundan

$$v_g e^{j\varphi_g} = v_1 - Ri e^{j\varphi} \quad (4-11)$$

dir. Bu denklem geçit gerilimi ve v_1 ile aynı fazda olan anot gerilimi arasındaki faz açısını verecek biçimde kolayca çözülür. Sonuç

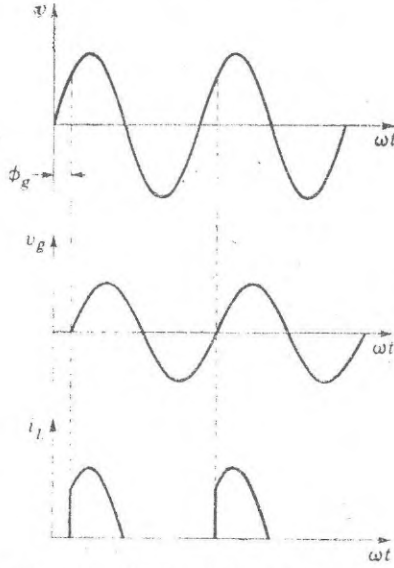


Şekil 4-23. DSD'nun faz-kaydırmayla denetimi.

$$\varphi_g = \arctan \frac{2R\omega C}{(R\omega C)^2 - 1} = -2 \arctan R\omega C \quad (4-12)$$

geçit geriliminin anot gerilimi ile aynı faza ($R = 0$) veya yaklaşık 180° lik faz dışına ($R = \infty$) getirilebileceğini gösteriyor.

Şekil 4-24 deki dalgabıçimleri φ_g nin değişmesinin geçit gerilimi her devirde kritik değerinden daha büyük olduğu zaman diyodun iletim zamanını nasıl değiştirdiğini gösteriyor. Geçit işaretinin ters yarı-devirde de açık kaldığına dikkat ediniz, fakat bunun ters belirtgenler üzerine bir etkisi yoktur. Şekil 4-23 deki devrede R_1 direnci ve D_1 diyodu geçit akımını emin bir değere sınırlandırır ve ters geçit akımına engel olur, aksi durumda ikisi de DSD için zararlıdır.



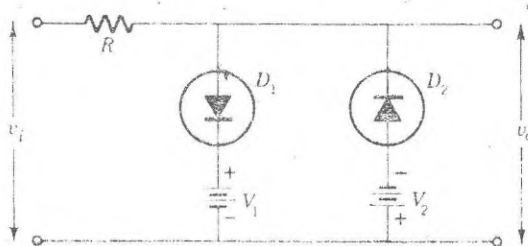
Şekil 4-24. Faz kaydırmayla denetimli DSD devresinde dalga biçimleri.

DİYOD DEVRELERİ

Diyodlar güç kaynaklarından başka yerlerde de yararlıdır. En büyük uygulamaları sonraki bir bölümde tartışılacağı üzere kare-dalga pulsaları ile çalışmak için düzenlenen devrelerdedir. Diyodların doğrultma belirtgenleri sinüs dalga işaretleri ile görev yapan devrelerde de kullanılır. Bu uygulamalarda doğrusal olmayan diyod sinüs-dalga işaretini özel bir biçimde değiştirir.

Kırpıcılar

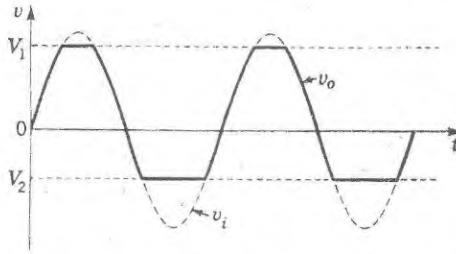
Şekil 4-25 de iki diyodun bir a.a. gerilim kaynağına paralel olarak bağlandığı iki diyoddan oluşan diyod kırpıcı devreyi gözönüne alınız. V_1 ve V_2 her bir diyodu ters yönde öngerilimler. Giriş gerilim işareti V_1 den büyük olur olmaz D_1 diyodu iletir ve seri R direnci üzerinde gerilim düşmesine neden olur. Benzer biçimde giriş gerilimi V_2 den daha negatif olduğu zamanlar D_2 diyodu iletir. Böylece çıkış dalgabıçımı, ters öngerilimler olan V_1 ve V_2 ile



Şekil 4-25. Diyod kırpıcı.

bu gerilim değerlerine *kırpılmış veya sınırlandırılmış* olur. Kırpma işlemi, seri direnç yük impedansından çok daha büyük olduğu zaman en etkindir.

Şekil 4—26 daki dalgabiçimleri ile açıklandığı üzere kırpıcı devreler, bir sinüs-dalga üretici dalgalarından kare dalgalar oluştururlar. Eğer $V_1 = V_2$ ise ve giriş işaretinin genliği önbesleme gerilimlerinden oldukça büyükse çıkıştaki dalgabiçimi hemen hemen bir kare dalgadır. Eğer, örneğin $V_2 = 0$ ise çıkış hiçbir zaman negatife kaymaz ve böylece dalgabiçimi pozitif olarak devam eden bir kare pulslar treni olur. Kırpma işlemi girişteki herhangi bir dalgabiçimi için yürür ve ters önbesleme gerilimleri V_1 ve V_2 değiştirilerek ayarlanabilir.

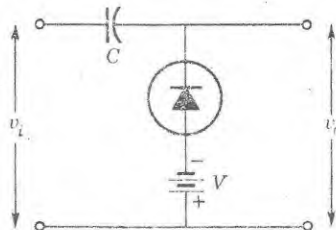


Şekil 4-26. Diyod kırpıcının çıkış dalgabiçiminde maksimum genlikler önbesleme gerilim değerlerine sınırlandırılmışlardır.

Kırpıcı devre, önbesleme geriliminin ayarlandığı emin gerilim değerlerine giriş gerilimlerini sınırlandırdığı için koruyucu bir devre olarak da yararlıdır. Radyo-alıcı devrelerinde sınırlandırıcılar çoğu kez kuvvetli gürültü pulslarının genliklerini istenilen işaretin bütüklüğünün mertebesine sınırlayarak bu pulsların etkilerini azaltmak için kullanılırlar. İşaretin dalgabiçiminin ani genliği önbesleme gerilimlerinden küçük kaldığı sürece işaret bozulmadan yayımlanır.

Kıskaçlar

Diyod kıskaç devresi Şek. 4-27 de görülmüyor. Önce önbesleme gerilimi V_{in} sıfıra eşit olarak ayarlandığı durumu dikkate alınız. Diyot giriş geriliminin her bir negatif devrinde iletir ve böylece kondansatörü giriş işaretinin negatif tepe değerine eşit bir gerilimle yükler. Eğer yük akımı sıfırsa kondansatör



Şekil 4-27. Diyod kıskaç.

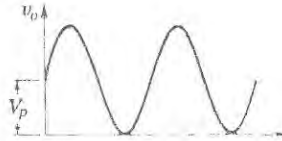
yükünü pozitif yarı devirde korur, çünkü bu durumda diyod gerilimi ters yöndedir. Öyleyse çıkış gerilimi

$$v_o = v_i + V_P \quad (4-13)$$

dir, burada V_P giriş geriliminin negatif tepe değeridir. Denklem (4-13) e göre çıkış geriliminin dalgabıçımı giriş işaretini yineler yalnız işaret kondansatör üzerindeki d.a. gerilimine eşit bir miktarda kaydırılır.

Sinüsel bir girişe karşılık gelen çıkış dalgabıçımı, Şek. 4-28, sinüs dalgasının negatif tepelerini sıfır gerilim değerine *kıskaçlar*. Bu her zaman böyledir ve giriş geriliminin genliğinden de bağımsızdır. Bundan başka negatif tepeler, giriş dalgabıçımı ne biçim alırsa alsın, her zaman sıfır volta kıskaçlanır. Diyodun uçları kendi aralarında değiştirildiğinde aynı devre çözümlenmesi uygulanır ve bu durumda da çıkıştaki dalganın pozitif tepeleri sıfıra kıskaçlanır.

Eğer Şek. 4-27 deki önbesleme gerilimi, V , sıfırdan başka bir değere ayarlanırsa kondansatör $V_P + V$ 'ye eşit bir gerilimle yüklenir. Bundan ötürü negatif tepeler V gerilimine kıskaçlanır. Aynı biçimde önbesleme $-V$ olduğunda negatif tepeler bu gerilime kıskaçlanır. Diyodun kutupları ters çevrilirse giriş dalgasının pozitif tepeleri önbesleme gerilimine eşit bir gerilime kıskaçlanmış olur.

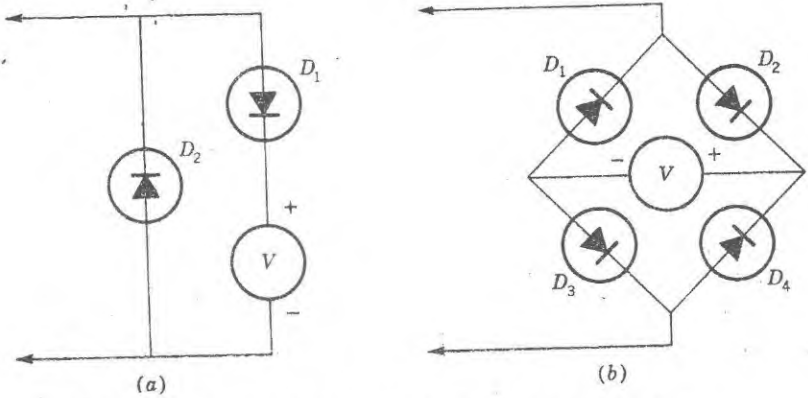


Şekil 4-28. Şekil 4-27 deki diyod kıskaç devresinde $V=0$ olduğu zaman çıkış dalgabıçımının negatif tepe değeri sıfıra kıskaçlanmıştır.

Diyod kıskaçlar, devrelerde belli noktalarda gerilimlerin tepe değerlerinin sabit olmasının gerekli olduğu yerlerde kullanılır. Bu, örneğin, eğer dalgabıçımı sonradan verilen bir gerilim düzeyine kırılacaksa önem kazanır. Çoğu diyod kıskaç devrelerinde çıkış uçları arasına büyük bir direnç bağlamak yararlıdır, çünkü böylece kondansatördeki yük sonunda başka yere sızabilir. Bu işlem giriş geriliminin genliğindeki değişikliklere devrenin kendisini ayarlamasını mümkün kılar.

A.a. Voltmetreler

Diyodların doğrultma işlemleri birinci bölümde tartışılan d'Arsonvalmetre gibi d.a. ölçen bir d.a. voltmetresiyle a.a. gerilimlerini ölçmeyi mümkün kılar. Bu işin VOM metrelerle başarılmasının iki yolu Şek. 4-29 da açıklanmıştır. Şekil 4-29 a da D_1 diyodu bir yarım-dalga doğrultucudur ve doğrultulmuş dalgabıçımının d.a. bileşenini de voltmetre gösterir. D_2 diyodu giriş dalgabıçımının negatif devrini doğrultmak için konmuştur. D_2 diyodu çalıştığında

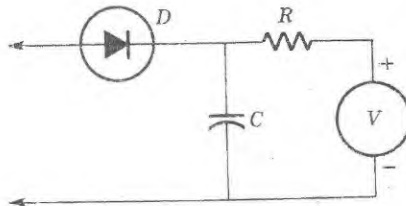


Şekil 4-29. (a) Yarım-dalga ve (b) tam-dalga a.a. voltmetreleri.

ölçü cihazında hiçbir akım doğmamasına rağmen bu diyod a.a. geriliminin her iki yarısının da doğrultulması için devreye yerleştirilmiştir. Bu diyod voltmetrenin devreyi her iki yarım devrede eşit olarak yüklenmesini sağlar ve mümkün olan dalgabıçımı bozulmalarını oluşturmaz. Şekil 4-29 b deki köprü devresinin yarım-dalga devresinden daha büyük duyarlılığı vardır, çünkü köprü bir tam-dalga doğrultucusudur.

D'Arsonval metredeki sapma, ortalama akımla orantılıdır, yani Şek. 4-29 daki voltmetreler a.a. geriliminin ortalama değerini ölçerler. Bununla birlikte bu cihazların ölçekleri, d.a. ölçekleri ile karşılaştırmayı kolaylaştırmak için kok değerlerine göre ayar edilmiştir. Bu ayar a.a. dalgabıçımının sinüsel olduğunu varsaymaktadır ve eğer durum böyle değilse cihazın gösterdiği değerler gerçek dalgabıçımı cinsinden açıklanmalıdır. D.a. voltmetrelerinde olduğu gibi a.a. voltmetrelerinde de ölçü bölgesini genişletmek için seri direnç çarpanları kullanılır.

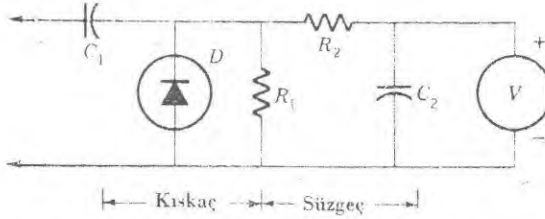
Şekil 4-30 daki yarım-dalga doğrultucu, eğer voltmetre devresinden sızan akım küçükse, yararlı bir, *tepe-değerleri okuyan*, voltmetre olur. Bu durumda kondansatör her yarım periyotta giriş dalgabıçımının pozitif tepe değerine kadar yüklenir ve d.a. voltmetresinin gösterdiği sapma da bu değere karşılık gelir. Burada da gene cihazın ölçeğini bilinmeyen gerilimin sinüsel olduğunu var-



Şekil 4-30. Tepe-değerleri okuyan a.a. Voltmetresi.

sayarak, kok değeri cinsinden ayar etmek yaygın bir uygulamadır. Bu durum, ölçek tepe değerlerin $\sqrt{2}$ ye bölünmüş değerlerini gösterecek biçimde düzenlenerek yapılır. Bilinmeyen gerilim sinüsel olmadığı durumlarda, tepe değeri, ölçülen sistemin bir d.a. yolu bulundurma zorunluluğudur. Eğer d.a. yolu yoksa ve devrede seri kondansatör varsa C üzerindeki gerilim iki kondansatörün birbirlerine göre değerlerine bağlıdır, çünkü ileri devirde bu kondansatörler seri durumda olurlar. Bu ise gerilimi hatalı okumaya neden olur.

Diyod kısaç, yukarıdaki güçlüğü olmayan tepe değeri ölçen bir devredir. Kısaçlanan dalganın a.a. bileşenini yok etmek için Şekil 4-31 de olduğu gibi bir RC süzgeci koymak yararlıdır. Şekil 4-28 deki dalgabiçimine



Şekil 4-31. Tepe-değer okuyan bir voltmetre olarak kullanılan bir diyod kısaç.

bakıldığında ortalama değerin, giriş geriliminin negatif tepe değerine eşit olduğu görülür. Öyleyse d.a. ölçü cihazının okumaları negatif tepe gerilim değerlerine karşılık gelir. Ölçülecek devrede seri bir kondansatörün kısaçlama işleminin bir parçası olduğuna ve voltmetrenin yanlış göstermesine neden olmadığına dikkat ediniz. Eğer Şek. 4-31 deki süzgeç yerine bir diyod tepe doğrultucusu konursa, Şek. 4-30 bu birleşim giriş dalgasının tepeden-tepeye değerini gösterir. Alıştırma 4-9. Çoğu kez bir sinüs dalgasının kok değerleri cinsinden ayarlanmasına rağmen tepeden-tepeye değeri ölçen bir voltmetre karışık dalgabiçimlerini ölçmek için çok kullanışlıdır.

Dedektörler

Doğrusal olmayan diyod özellikleri gerçek doğrultma işlemlerinden başka yerlerde de yararlıdır. Uygulanan a.a. gerilimlerin çok küçük olduğunu ve diyodun akım-gerilim belirtgeninin, a_1 ve a_2 sabitler olmak üzere,

$$i = a_1 v + a_2 v^2 \quad (4-14)$$

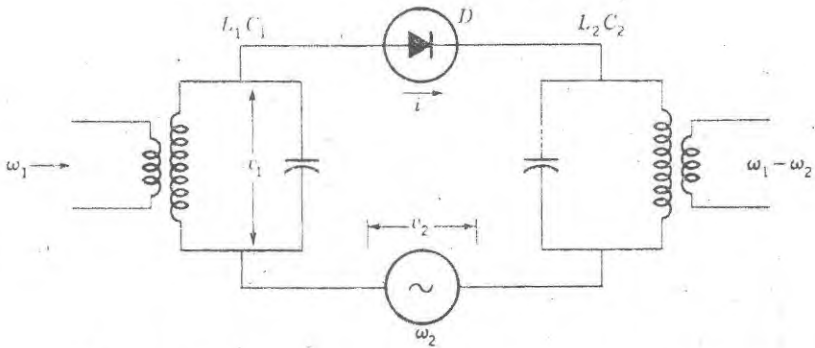
ifadeyle gösterilebildiğini varsayalım. Bu biçimdeki bir ifade, uygulanan gerilimin yeter ölçüde küçük değerleri için diyod belirtgeninin uygun bir göstirimidir. Denklem (4-14) e göre akımın bir kısmı giriş geriliminin karesiyle orantılıdır.

Şekil 4—32 de birbirinden biraz farklı ω_1 ve ω_2 frekanslı iki sinüsel işaretin bir diyoda uygulandığı devreyi gözönüne alınız. Diyodadaki toplam gerilim her dalganın toplamıdır, yani

$$v = V_1 \sin \omega_1 t + V_2 \sin \omega_2 t \quad (4-15)$$

dir ve burada V_1 ve V_2 tepe genlikleridir. Akım, bir an için diyodun impedansının devredeki öteki impedanslardan büyük olduğunu varsayarak, Denk. (4-15) i Denk. (4-14) de yerine koyarak bulunur. Yani,

$$i = a_1 V_1 \sin \omega_1 t + a_1 V_2 \sin \omega_2 t + a_2 V_1^2 \sin^2 \omega_1 t + a_2 V_2^2 \sin^2 \omega_2 t + 2a_2 V_1 V_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t \quad (4-16)$$



Şekil 4-32. Diyod karıştırıcı, diyodun doğrusal olmayan özellikleri kullanır.

dir. Denklem (4-16) yı her terimin toplam dalgabıçımında verilen bir frekansı temsil ettiği Fourier serisi tipinde bir ifadeyle açıklamak öğreticidir. Bu ise \sin^2 ve $\sin \omega_1 t \sin \omega_2 t$ yerine trigonometrik özdeşleri konarak yapılır ifade düzenlenirse.

$$i = \frac{a_2}{2} (V_1^2 + V_2^2) + a_1 (V_1 \sin \omega_1 t + V_2 \sin \omega_2 t) - \frac{a_2}{2} (V_1^2 \cos 2\omega_1 t + V_2^2 \cos 2\omega_2 t) + a_2 V_1 V_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t - a_2 V_1 V_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t \quad (4-17)$$

olur. Denklem (4-17) deki ilk terim doğru akımdır, ikinci terim ise giriş gerilimlerine karşılık gelir. Son iki terim ise girişte olmayan frekansları bulundurmaktadır. ω_1 ve ω_2 nin çok farklı olmadığı varsayılırsa; o zaman $\omega_1 - \omega_2$ yi bulunduran terim ötekilere göre alçak frekanstır.

Şekil 4-32 deki diyod karıştırıcı devresinde çıkış devresi $L_2 C_2$, $\omega_1 - \omega_2$ frekasına akord edilmiştir, öyleyse çıkış uçlarında sadece bu bileşenin gözlenebilir bir genliği vardır. Demekki frekansı ω_1 olan giriş işareti, frekansı ω_2 olan sabit genlikli sinüs dalgasıyla karışmıştır ve $\omega_1 - \omega_2$ çıkış frekansına çevrilmiştir. Bu olay frekansların indirgenmesi (heterodynis) olarak bilinir ve ör-

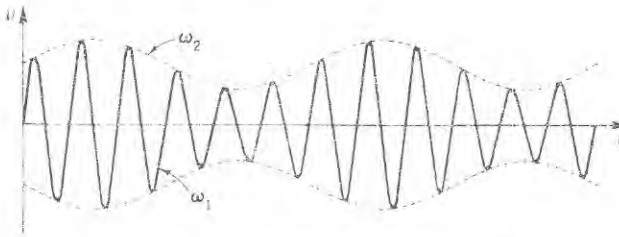
neğin radyo alıcılarında dikkate değer önemi vardır. Gelen yüksek-frekanslı işaret genliği kolayca yükseltilebilen daha alçak frekanslı işarete dönüştürülür. Bundan başka $\omega_1 - \omega_2$ sabit olacak biçimde ω_2 frekansı değiştirilerek devre farklı ω_1 frekanslarına akordlanabilir. $\omega_1 - \omega_2$ frekanslı işaretin yükseltilmesi pahalı olmayan ve ayarında tutulması kolay, sabit akordlu devrelerde başarıldığında bu olay önemlidir ve yine alıcı farklı giriş frekanslarına ayarlanabilir. Bu uygulamada Şek. 4-32'ye *ilk detektör* denir, çünkü işaretin frekansı alıcının ilk bölümünde değiştirilmiştir.

Bu devrenin başka bir önemli yararı vardır ve bu yarar $2 \sin a \sin b = \cos(a-b) - \cos(a+b)$ trigonometrik özdeşliği ile Denk. (4-17)'nin değişik bir düzenlemesi yapılarak açıklanabilir.

$$i = \frac{a_2}{2} (V_1^2 + V_2^2) + a_1 V_2 \sin \omega_2 t - \frac{a_2}{2} (V_1^2 \cos 2\omega_1 t + V_2^2 \cos 2\omega_2 t) + a_1 V_1 \sin \omega_1 t + 2a_2 V_1 (V_2 \sin \omega_2 t) \sin \omega_1 t \quad (4-18)$$

Şimdi ω_2 nin ω_1 den çok küçük olduğunu ve çıkış devresi $L_2 C_2$ nin ω_1 frekansına akordlandığını varsayalım. O zaman Denk. (4-18) de sadece son iki terimin çıkışta gözlemlenebilir bir genliği vardır. Bunlardan birincisi basit olarak ω_1 frekanslı giriş geriliminden oluşan akımdır. Denklem (4-18) in son teriminin dikkatle incelenmesi onun ω_1 frekanslı sinüsel bir dalga olduğunu fakat genliğinin ω_2 frekansına karşılık gelen bir frekansla değiştiğini gösteriyor.

Denklem (4-18) in son terimin dalgabıçımı Şek. 4-33 de açıklanmıştır. Bu şekil, dalganın genliğinin nasıl değiştiğini gösteriyor. Bu durumda ω_1 frekanslı dalga ω_2 frekanslı dalgayla *modüle* edilmiştir denir. İşte bu olay,

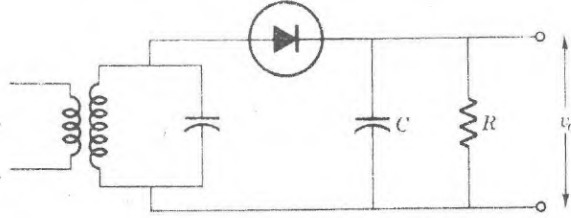


Şekil 4-33. Modüle edilmiş dalgabıçımı.

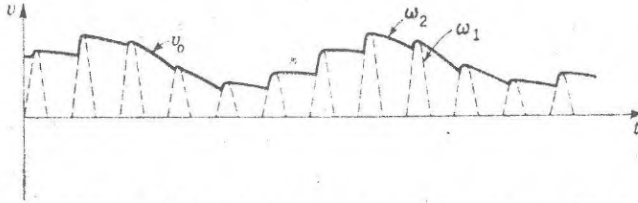
radyo ve televizyon haberleşme cihazlarının temelidir ve burada ω_1 yüksek-frekanslı taşıyıcı dalga, yayınlanan ses veya resime karşılık gelen ω_2 alçak frekanslı işaretle modüle edilir. Yüksek-frekanslı gerilim, verici istasyondan işaretin dalgabıçımının yeniden elde edildiği alıcı istasyona doğru gönderilir.

İşaret, modüle edilmiş dalga biçiminden Şek. 4-34 de gösterildiği gibi bir diyod tepe doğrultucu ile *modüleyi* çözerek elde edilir. Tepe doğrultucusunun çıkış

gerilimi giriş geriliminin tepe değerine eşit olduğundan çıkıştaki kondansatör üzerindeki dalgabıçımı Şek. 4-35 de olduğu gibi modüle edici işarete karşılık gelir. Bu uygulamada tepe doğrultucu, dalgabıçımını alıcı devrede ikinci kez değiştirdiğinden, ikinci detektör adını alır. Şekil 4-34 deki ikinci detektör radyo ve televizyon alıcılarında geniş bir biçimde kullanılır.



Şekil 4-34. Modüle edilmiş dalgabıçımının modülasyonunu çözen diyod tepe doğrultucusu.



Şekil 4-35. İkinci dedektörün çıkışında elde edilen modüle dalgabıçımı.

KAYNAKLAR

- Paul M. Chirlian and Armen H. Zemanian: "Electronics", Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1961.
- W. Ryland Hill: "Electronics in Engineering", Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1961.
- Iacop Millman and Samuel Seely: "Electronics", Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1951.

ALİŞTIRMALAR

4-1. Şekil 4-6 da $v = 10 \text{ V}$, $R_L = 100 \Omega$ ve doğrultucu bir silisyum diyod ise bu yarım-dalga doğrultucusunun çıkışındaki d.a. akımını bulun. Aynı işlemi Şek. 4-7 deki tam-dalga doğrultucusu için yapın.

Cev: 0,045A, 0.09A

4-2 Şekil 4-10'daki gerilim katlayıcı devresinde giriş gerilimi 60 Hz frekanslı 115 V'lık değerindedir. Eğer yük direnci $10\,000\ \Omega$ ise yükleyici puls arasındaki zaman süresince gerilim düşmesinin çıkış geriliminin yüzde 10'u olmasından emin olunması için gerekli sığaların minimum değerleri nedir?

Cev: $4,2 \times 10^{-6}\text{ F}$

4-3 Şekil 4-11'deki D_1 ve D_4 diyodları kaldırıldıktan sonra devrenin çıkış gerilimini ve dalgalanma çarpanını bulun.

Cev: 12,9 V; 0,048

4-4 Şekil 4-15'deki tam-dalga doğrultucusunun d.a. çıkış ve dalgalanma gerilimlerini 200 mA'lık akım değerine kadar çizin.

4-5 Bir tam-dalga doğrultucusunda kullanılan 10 H'lık bir şok ve $8\text{ }\mu\text{F}$ 'lık bir kondansatörden oluşan bir L-biçimli süzgecin dalgalanma çarpanını bulun. Bu süzgeci $8\text{ }\mu\text{F}$ 'lık bir süzgeçle, yük akımının 50 mA ve 150 mA değerleri için çıkış gerilimini ise 50 V varsayarak karşılaştırın.

Cev: 0,0104; 0,300; 0,900

4-6 Şekil 4-18'deki zener diyod gerilim düzenleyicisinin $R_s = 1500\ \Omega$ ve kaynak gerilimi $V = 150\text{ V}$ olması durumunda devrenin yararlı olduğu yük direnci bölgesini bulunuz; diyodun kırılma gerilimi 100 V ve dayanacağı maksimum akım 100 mA'dır. Sabit ve $R_L = 10\,000\ \Omega$ için hangi giriş gerilimleri aralığında bu devre düzenleme yapar?

Cev: 3 k Ω dan büyük; 115-265 V

4-7 Şekil 4-18'deki zener diyod gerilim düzenleyicisinin 0 dan 75 mA'kadar yük akımlarının fonksiyonu olarak d.a. çıkış gerilimini çiziniz. Hangi akım bölgesinde düzenleme etkindir?

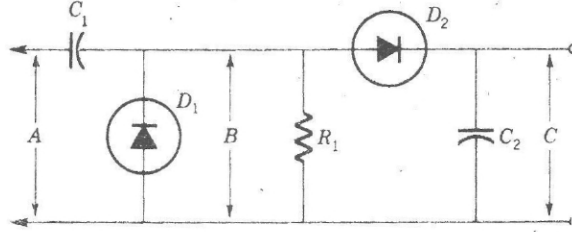
Cev: 0-50 mA

4-8 Şekil 4-23'deki faz-kaymalı denetimli devreyi kullanarak, transformatorün ikinci devresindeki gerilimin etkin değeri 100 V'lık yük direnci $10\ \Omega$ ve $C = 0,1\ \mu\text{F}$ ise, yük akımını denetim direnci R 'nin fonksiyonu olarak çizin. DSD'nin, geçit gerilimi katoda göre pozitif olur olmaz açıldığını varsayın.

4-9 Şekil 4-36'daki tepeden-tepeye değerleri ölçen voltmetre devresini, A, B ve C noktalarındaki dalga biçimlerini çizerek ve A'daki giriş geriliminin sinüsel olduğunu varsayarak, çözünüz. Devrenin bir diyod tepe doğrultucu ile bunu izleyen bir diyod kısaç devresi olduğuna dikkat edin.

4-10 Şekil 4-36 daki tepeden-tepeye değerleri ölçen voltmetrenin bir testere dişli dalgabıçımını ölçerkenki çıkış gerilimi 1,4 V dur. Dalgabıçımının gerilimi nedir?

Cev : 1,15 V (tepeden tepeye 4 V)



Şekil 4-36.

Yarı-İletken Aygıtlar

Doğrusal olmayan elektronik bileşenlerdeki çok yönlülük bir kontrol elektroduna uygulanan işaretlerin aygıttaki akımı etkileme yeteneğiyle büyük ölçüde artar. Eski vakum triyodu (üç elektrodu olduğundan bu isim verilmiştir) da çağdaş transistör de bu görünümü doğrular. Bunlar pasif bileşenlerden çok aktif aygıtlar olarak düşünülür, çünkü kontrol elektrodu aygıttaki işaret akımıyla aktif etkileşmeyi mümkün kılar.

Aktif aygıtların elektriksel özellikleri, başka doğrusal olmayan bileşenlerde olduğu gibi akım-gerilim belirtgenleriyle belirlenir. Çoğu kez, temel fiziksel olaylar cinsinden bu akım-gerilim belirtgenlerinin temeli için bir yaklaşım getirmek yararlıdır. Böylece herhangi bir uygulamada doğrusal olmayan bir elemanın işleyişini belirgin hale koymak ve istenilen elektriksel özellikleri gösteren daha geliştirilmiş bileşenler yapmak mümkündür. Demek oluyor ki elektronik aygıtların akım-gerilim belirtgenleri temel olarak içlerindeki serbest elektronların hareketlerine bağlıdır.

*Transistörlerin elektronik fonksiyonları yarı-iletken denilen katı maddeler içinde yer alır. Buna uygun olarak, transistörler ve eklem diyod gibi yarı-iletkenlerin özellikleri yarı-iletken kristallerdeki elektronların davranışına doğru-
dan bağlıdır. Yarı-iletkenlerin çok yönlülüğü nedeniyle ve transistörün de keşfedilip gelişmesinden sonra yarı iletken aygıtların çeşitlerinin gittikçe artması mümkün görünmektedir.*

YARI-İLETKENLER

Enerji Şeritleri

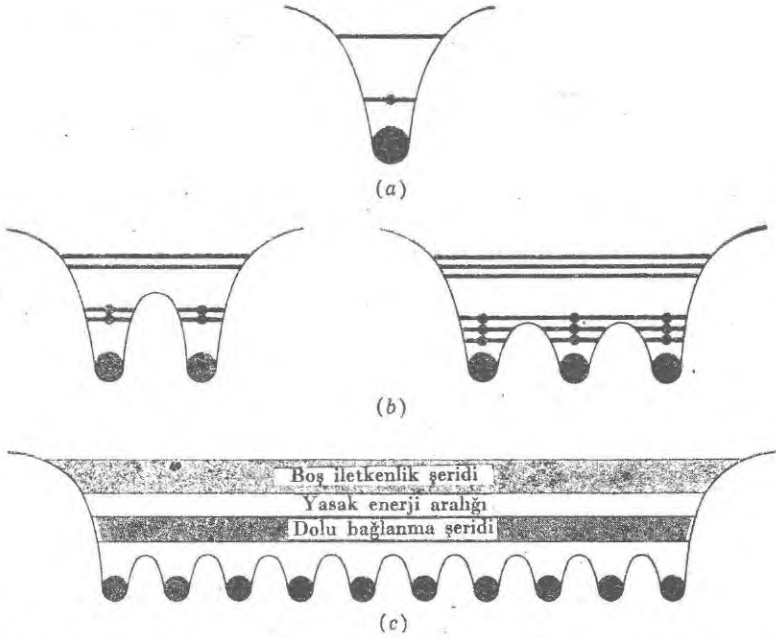
Yarı-iletkenlerle birlikte herhangi bir katı maddenin özellikleri, içinde bulunan atomların özelliklerine ve atomların birlikte grublanma biçimine bağlıdır. Yani bu özellikler hem atomların atomik yapısının ve hem de katının kristal yapısının bir fonksiyonudur. Deneyler atomun pozitif yüklü bir çekirdekle bunun etrafında ayrı yörüngelerde yerleşmiş elektronlardan oluştuğunu göstermiştir. Gerçekten elektronlar, atomun *enerji düzeyleri* denen ve çekirdeğin yakınında belli kesikli enerji değerlerinde olan kararlı yörüngelerde bulunurlar.

Bir atomdaki elektronların alabileceği enerjiler Şek. 5-1a daki *enerji düzeyi şeklinde* yatay çizgilerle gösterilmiştir. Şekildeki eğri çizgiler, çekirdeğin yakınındaki bir elektronun potansiyel enerjisini temsil etmektedir. *Pauli'nin dışarlama ilkesinin* bir sonucu olarak, verilen bir enerji düzeyini yalnızca belli, maksimum sayıdaki elektronlar doldurabilir ve bunun sonucu olarak da herhangi bir atomda elektronlar önce en düşük düzeyleri doldururlar.

Atomlar bir katı kristal oluşturmak için bir araya geldiklerinde komşu atomların üst düzeyindeki elektronlar, atomları birbirine bağlayacak biçimde etkileşirler. Bu dış veya *bağ* elektronlarının birbiriyle kuvvetli etkileşimleri nedeniyle üst enerji düzeyleri belirgin bir biçimde değişir. Bu durum tüm kristal için bir enerji-düzeyi şekli ile belirlenebilir. Önce iki yalıtılmış atom düşünün, her biri Şek.5-1a da verilene benzer dış elektronlara ait bir enerji düzeyi şekline sahip olsun. İki atom birbirine yaklaştırıldığında, Şek.5-1b, her iki atomun bağ elektronları her iki çekirdek tarafından da çekilir. Sonuç olarak bir elektronu çekirdeğin birinden ayırmak ve ötekine yerleştirmek için gerekli enerji azalır. Bunun anlamı, bir dış elektronun her iki çekirdeğin yanında bulacak şekilde yerleşebilmesidir. İki atomun bir arada yerleşmesinin uygun enerji düzeyi şeklinde, her bir atomun merkezi yakınında iki enerji düzeyi vardır. Yerleşilmemiş olan üst düzeyler de iki elektron alabileceğini gösterecek biçimde yarılr. Üç atom bir araya geldiğinde, Şek.5-1b, üç atomun tüm dış elektronları üç çekirdekten herhangi biri ile birleşebilir. Sonuç olarak üç enerji düzeyi olabilir.

En küçük kristal bile milyonlarca atomdan oluşur, bundan ötürü her çekirdekle ilgili çok sayıda enerji düzeyi vardır ve tüm kristale has uygun enerji düzeyi şekli bu düzeylerden oluşan bir şerittir. Var olan enerji düzeylerinin her birinde bir elektron bulunan ve böylece elektronlarla büsbütün dolu olan en düşük enerji şeridine *dolu şerid* denir, Şek. 5-1c. Buna karşılık en üst enerji şeridi elektron bakımından boştur çünkü burası, yalıtılmış atomlarda dolmamış yüksek düzeylere karşılık gelir. Bu şeride aşağıdaki nedenlerden ötürü *iletkenlik şeridi* denir. Kristal içinde dolu şeridle iletkenlik şeridi arasında

daki enerji bölgesine, bu aralığa karşılık gelen enerjide elektron bulunmadığından, *yasak enerji aralığı* denir. Şekil 5-1'deki enerji-düzeyi şeklinin karşılaştırılmasından görüldüğü gibi yasak enerji aralığı, yalıtılmış atomlarda enerji düzeyleri arasındaki enerji bölgesine karşılık gelir.



Şekil 5-1. Enerji düzeyi çizgeleri: (a) yalıtılmış atom için, (b) iki ve üç atom bir araya geldiğinde, (c) katı kristal için. Kristalde enerji düzeyleri şeritler oluşacak biçimde genişlemiştir.

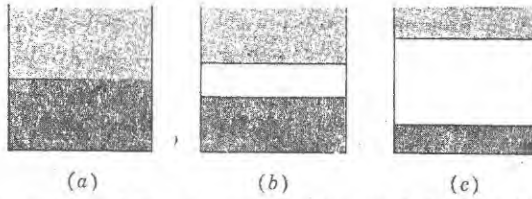
Kristaldeki elektronik enerji düzeylerinin bu biçimi bir kristalin *enerji şeridi modeli* olarak bilinir. Kristal içinde elektronların nasıl hareket ettiğini göstermesi bakımından herhangi bir katının elektriksel özelliklerinin belirlenmesi oldukça yararlıdır. Herhangi bir katının şerit modelinin genel özellikleri belirttiğimiz gibi olmasına rağmen pek çok önemli ayrıntı, özel atomun ve kristalin yapısına bağlıdır. Özellikle metal, yarı-iletken ve yalıtkanlar arasındaki farklar enerji şerit modellerinde yansıtılmaktadır.

Metallerin atomik ve kristal yapıları dolu ve iletkenlik şeritleri üst-üste gelecek biçimdedir, bu durum Şek. 5-2a da bir metal için geleneğe uygun enerji-şeridi modeliyle gösterilmiştir. Bir metal kristalinde yasak enerji şeridi olmadığından birçok bağ elektronundan herhangi biri katı içinde amaçsız gezelmekte serbesttir ve bir elektrik alan etkisinde hareket edebilir. Bundan ötürü metaller kusursuz elektrik iletkenleridir.

Yalıtkan bir kristalin geniş bir yasak enerji aralığı vardır, Şek. 5-2c, dolu olan şerid elektronlarla büsbütün dolu, iletkenlik şeridi ise boştur. Açık-

ca anlaşıldığı gibi taşıyıcılığı üstlenecek hiçbir elektron olmadığından üst şerit elektronik iletkenliği oluşturamaz. İlk bakışta aykırılık varmış gibi görünebilir ama dolu şeridi büsbütün dolduran elektronlar elektriği iletmez. Bir elektrik alan etkisinde hareket eden bir elektron öncekinden biraz daha hızlı hareket etmelidir. Sonuç olarak elektron daha büyük enerji edindiğinden biraz daha yüksekte boş bir düzey bulmalıdır. Bununla birlikte her komşu düzey dolu olduğundan dolu şeriddeki herhangi bir elektronun elektrik alanla hızlandırılması mümkün değildir ve bundan ötürü kristal yalıtkandır.

Bir yarı-iletkenin enerji-şeridi modeli, Şek. 5-2b, yasak enerji aralığının yalıtkanlarınkine göre daha dar olması bir yana yalıtkanınkine benzer. Oda sıcaklığındaki kristalin ısı enerjisi nedeniyle dolu şeridden birkaç elektron yasak enerji aralığını geçerek iletkenlik şeridine çıkabilir. İletkenlik şeridine çıkan elektronlar elektriği iletirler. Dolu şeridde oluşan elektron boşlukları da bu şeritte elektronların iletme katkısında bulunmasını sağlar. Metallerden daha az sayıda taşıyıcısı olduğundan yarı-iletkenler metallerden daha zayıf iletkenlerdir ama yalıtkanlardan daha iyidirler.



Şekil 5-2. Enerji şeridi modelleri (a) metal için (b) yarı-iletken için (c) yalıtkan için.

Çizelge 5-1 de birçok seçkin yarı-iletken kristal için görüldüğü gibi yarı-iletkenlerin yasak enerji aralığının genişliği 1 elektron volt mertebesinde. eV biçiminde kısaltılan elektrons volt bir elektronun 1 V luk gerilim farkını aşarken kazandığı kinetik enerjidir. Yarı-iletkenlerle çalışırken bu birimin kullanılmasında uygunluk vardır. Genel olarak, yasak enerji aralığı geniş olan maddeler yarı-iletken aygıtlar için aranan maddelerdir. Çünkü bunlarda yüksek sıcaklıkta iletkenlik şeridine çıkan elektronların sayısı küçük ve yasak enerji aralığı geniş olduğundan sıcaklıkla aygıt belirtgenlerindeki değişim daha az şiddettedir. Bu nedenle silisyum kristalleri germanyum kristallerinden daha çok kullanılır.

Çizelge 5-1. Seçkin yarı iletkenlerin yasak enerji aralıkları

Adı	Kimyasal gösterim	Yasak enerji aralığı, eV
Silisyum	Si	1,1
Germanyum	Ge	0,72
Galyum arsenit	GaAs	1,34
İndiyum antimon	InSb	0,18
Kadmiyum sülfid	CdS	2,45
Çinko oksit	ZnO	3,3

Elektron ve Elektron Boşlukları

Yukardaki tartışmaya göre dolu olan şeriddeki elektronların neden olacağı net akım sıfırdır. Bununla birlikte oda sıcaklığında bulunan bir yarı-iletkenin dolu şeriddeki elektronları, iletkenlik şeridine çıkanların geride bıraktıkları az sayıda boş düzey nedeniyle akım iletebilirler. Dolu şeriddeki bu boş düzeylere *elektron boşlukları* denir. Sonuç olarak dolu şeriddeki bu boşluklar, iletkenlik şeridindeki negatif yüklü elektronlara benzetilerek pozitif yüklü taşıyıcılar olarak düşünülebilirler.

Şekil 5—2b de görülen enerji şeridi modeli hiç bir atomun gerçek yerini değiştirmedigi ve kimyasal safsızlığın bulunmadığı kusursuz kristali göstermektedir. Bundan ötürü katının özellikleri bir ideal yapının özellikleridir ve bu kristale *doğal yarı-iletken* denir. Gerçek kristallerde kusursuz yapıya ulaşmak mümkün olmamakla birlikte ideale yaklaşılabılır ve doğal davranış deneysel olarak gözlenebilir.

Yapma Yarı-İletkenler

Bir yarı-iletkenin elektriksel özellikleri, yabancı ya da *safsızlık* atomlarının kristal içine yerleştirilmesiyle belirgin bir biçimde değişir. Bu durumda özellikler kuvvetli olarak safsızlık katkısına bağlı olduğundan katıya *yapma* yarı-iletken denir. Örneğin, önemli bir yarı-iletken maddesi olan silisyumu düşünün. Her silisyum atomunun, silisyum kristalinde dolu şeridin bir parçası olan, dört bağ elektronu vardır. Şimdi fosfor, arsenik, ya da antimon gibi beş bağ elektronlu bir atomun kristalde bir silisyum atomunun yerini aldığını varsayın. Safsızlık atomunun dört elektronu, yeri alman silisyum atomunun dört elektronunun rolünü oynar ve dolu şeridin parçası olurlar. Beşinci bağ elektronu ısı enerjisi ile kolayca ayrılır ve iletkenlik şeridinde serbestçe hareket eder.

Fosfor, arsenik ya da antimon safsızlık atomları silisyum içinde elektronları iletkenlik şeridine çıkardığından bunlara *verici (donor)* safsızlıklar denir. Kristal içinde her bir verici atom için iletkenlik şeridinde bir elektron bulunur ama dolu şeridde eşit sayıda boşluk bulunmadığına dikkat ediniz. Kristal iletkenlik şeridindeki elektronlar aracılığıyla elektriği iletir ve böyle bir kristale negatif yüklerin akım taşıyıcı olması nedeniyle *n-tipi* yarı-iletken denir.

Benzer biçimde, bor, alüminyum, galyum ya da indiyum gibi üç bağ elektronu olan atomlar silisyum içine yerleştiğinde dolu şeridde boşluklar oluştururlar. Yalnızca üç elektron elverişli olduğundan bitişik silisyum atomundan bir elektron safsızlık atomuna geçer. Bu durumda yabancı atomun bir bağ elektronunu kabul ettiği söylenir ve böyle safsızlıklara *alıcı (acceptor)* denir. Kristal içindeki alıcılar dolu şeridde boşluklar yaratırlar ve her boşluk üzerinde pozitif yük etkin olduğundan bir *p-tipi* yarı-iletken oluştururlar.

Verici ve alıcı safsızlıklarını ikisini de içinde bulunduran bir kristal safsızlık yoğunluğunun büyüklüğüne bağlı olarak ya n -tipi ya da p -tipidir, çünkü verici atomların elektronların uygun alıcı düzeylerin hepsini doldurur. Eşit yoğunlukta alıcı ve verici atomlarıyla doğal kristal oluşturulabilir böyle kristallere *denklenmiş* kristal denir.

Yasak enerji aralığından atlayarak gerçek uyarılmış duruma geçen bazı elektronlar olduğundan bir n -tipi kristalin dolu şeridinde birkaç boşluk bulunduğu dikkat ediniz. Bağlı yoğunlukları nedeniyle bu boşluklara *azınlık* taşıyıcıları ve elektronlara da çoğunluk taşıyıcıları denir. Buna rağmen bir p -tipi yarı-iletkende iletkenlik şeridindeki elektronlar azınlık taşıyıcıları olduğundan elektron boşlukları *çoğunluk* taşıyıcılarıdır. Çoğunluk taşıyıcılarının istenen yoğunluğunu oluşturmak için yarı-iletkenler içine katkı atomlarının istenilen oranda katılmasına *katkılama* (*doping*) denir.

YARI-İLETKEN DİYODLAR

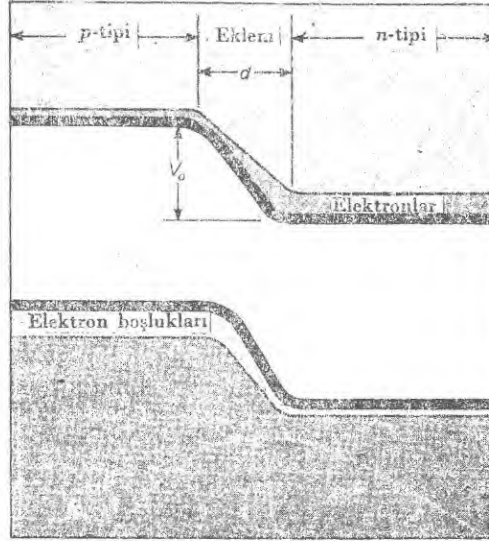
pn Eklemi

Birçok yarı-iletken aygıtta, aynı yarı-iletkenin tek kristali içinde p -tipi bölgesi ile n -tipi bölgesi arasında kalan basit eklem yapıya pn -eklemi denir. Gelecek kesimde pn eklemi oluşturmamanın birbirinden farklı çeşitli teknikleri anlatılacaktır. Bütün bunlar, kristal içinde bir yerde alıcı safsızlıklardan verici safsızlıklara geçiş olgusuna dayanır. Eklemde n bölgesindeki elektronlar p bölgesine sızma eğilimi gösterirler. Denge durumunda ters yöndeki elektron akışıyla bu sızma dengelenir. Eklem yerinde, n bölgesinde elektron akışını azaltacak bir gerilim doğmamışsa elektron yoğunluğu fazla olan n maddelerinde n bölgesinden p ye doğru olan elektron akımı daha büyük olacaktır. Buna özdeş bir tartışma eklem bölgesindeki elektron boşluğu akımı için de düşünülebilir. Eklem bölgesinde doğan gerilimin büyüklüğü ve işareti sözü edilen iki akımı eşitleyebilir ve Böl.4 de belirtildiği gibi bu gerilimin oluşması pn ekleminin çok iyi doğrultma işlemi yapmasını sağlar.

Yukarıda tartışıldığı gibi gerilim yükselişinin işareti Şek. 5—3 de görülen pn ekleminin enerji-şeridi modelinde elektronları n bölgesinde elektron boşluklarını da p bölgesinde tutmaya yöneliktir. V_0 gerilim engelinin büyüklüğü, eklemdeki alıcı düzeylere geçen verici elektron sayılarına, yani safsızlık yoğunluğuna ve yasak enerji aralığının büyüklüğüne bağlıdır. Eklem bölgesinin genişliği, d , safsızlık yoğunluğuna ve eklem gerilimine basit olarak

$$d^2 = A \frac{V_0}{N_a} \quad (5-1)$$

biçiminde bağlıdır, burada A bir sabit ve N_a alıcı safsızlık atomlarının yoğunluğudur. Denklem (5-1) e ulaşırken n -tipi tarafındaki verici safsızlık yoğunluğunun p -tipi tarafındaki alıcı yoğunluğundan çok büyük olduğu varsayılmıştır.



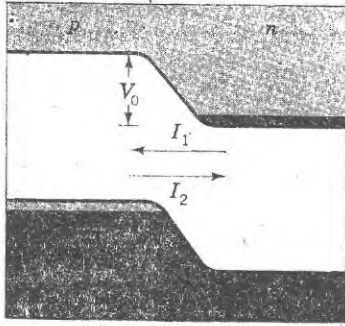
Şekil 5-3. pn eklemine enerji şeridi modeli.

Denklem (5-1) e göre safsızlık yoğunluğunun büyük olması halinde eklem dardır. Bu ilke zener diyodun kırılma gerilimini istenen değere ayarlama da kullanılır. Çığ kırılma sürecinin eklemdeki elektrik alanına bağlı olduğu Böl. 4 de tartışıldı. Buna göre kırılmanın olduğu gerilim dar eklemelerde küçük geniş eklemelerde büyüktür.

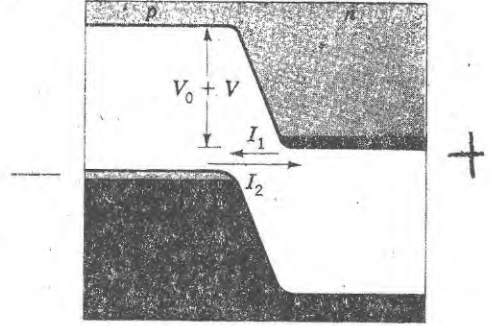
pn eklemi dengedeysen n tarafından sızan elektronların oluşturduğu I_1 akımı p tarafından ayrılan elektronların oluşturduğu I_2 akımına eşittir, Şek. 5-4a. Şimdi iç engeli yükseltmek için eklem bir dış gerilim uygulandığını varsayalım. n bölgesinden gelerek eklemde sızan elektronların sayısı, daha büyük gerilim engelini aşmaya yetecek kadar enerjiye sahip çok az elektron olduğundan azalır. Öte yandan p tarafından n tarafına hareket edenlerin sayısı değişmez, çünkü bu elektronlar engelle karşılaşmaz. Böylece belli bir akım oluşur fakat bu akım p bölgesinde az sayıda elektron olduğundan sınırlıdır. Dış gerilimin kutupları ters çevrilirse, Şek. 5-4c iç engel küçülür ve n bölgesindeki elektronların sayısının çok büyük oluşu nedeniyle I_1 akımı büyür. Gene p -tipinden n -tipine akan I_2 elektron akımı etkilenmez. Bu durumda net akım büyüktür ve doğru yöne karşılık gelir.

Eklem diyodun akım-gerilim belirtgenlerini hesaplarken taşıyıcıların elektron olması durumunda olduğu gibi elektron boşluklarının akım taşıması durumuna da aynı düşünce uygulanır ve toplam akım bu iki akımın toplamı olur. Önce dikkatimizi elektronlar üzerine çekelim: n bölgesinden p bölgesine geçen elektron akımı Boltzmann yasasına göre eklemde doğan gerilimle denetlenir,

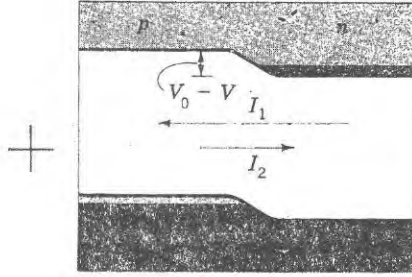
$$I_1 = C_n e^{-e(V_0 - V)/kT} \quad (5-2)$$



(a) Denge durumu



(b) Ters öngerilim



(c) Doğru öngerilim

Şekil 5-4. Akımın geçişi (a) pn eklemde doğan gerilim engelini yüksekliğine bağlıdır ve bu yükseklik de (b) ters öngerilim ile artar (c) doğru öngerilim ile azalır.

burada k Boltzmann sabiti, T mutlak sıcaklık ve C_n yarı-iletkenin özelliklerine ve eklem yüzeyine göre belirlenen bir sabittir. Uygulanan V geriliminin denge durumunda sıfır olacağına dikkat ediniz, bu halde $I_1 = I_2$ olur ve bundan ötürü net elektron akımı

$$I_n = I_1 - I_2 = C_n e^{-eV_0/kT} (e^{eV/kT} - 1) \quad (5-3)$$

olarak yazılabilir. Benzer bir açıklama elektron boşluğu akımlarına da uygulanır ve böylece toplam eklem akımı tam olarak

$$I = I_0 (e^{eV/kT} - 1) \quad (5-4)$$

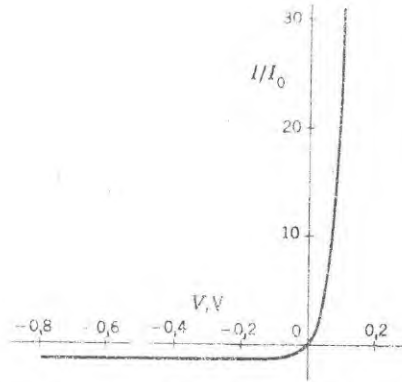
yazılabilir. Bu denklemdeki I_0 a doyma akımı denir ve

$$I_0 = C_n e^{-eV_0/kT} \quad (5-5)$$

ile verilir. Denklem (5-4) doğrultucu eşitliği olarak bilinir.

Uygulanan gerilimin kutuplanma durumu, doğru öngerilimde p bölgesi pozitif olacak biçimdedir. Denklem (5-4) e göre doğru yöndeki akım üstel olarak artar. Bunun tersine ters yön akımı temel olarak I_0 a eşittir ve bir voltun onda

birinin birkaç katı kadar ters öngerilimlerden büyük, ters öngerilimlere bağlı değildir. Uygulanan gerilimin küçük değerleri için doğrultucu eşitliğinin bir eğrisi Şek. 5-5 de görülmektedir. Uygulamadaki eklem diyodların deneysel akım-gerilim belirtgenleri Şek. 4-2, doğrultucu eşitliğiyle iyi bir uyuşum göstermektedir.



Şekil 5-5 pn eklemine doğrultucu eşitliğine göre çizilen akım-gerilim belirtgeni.

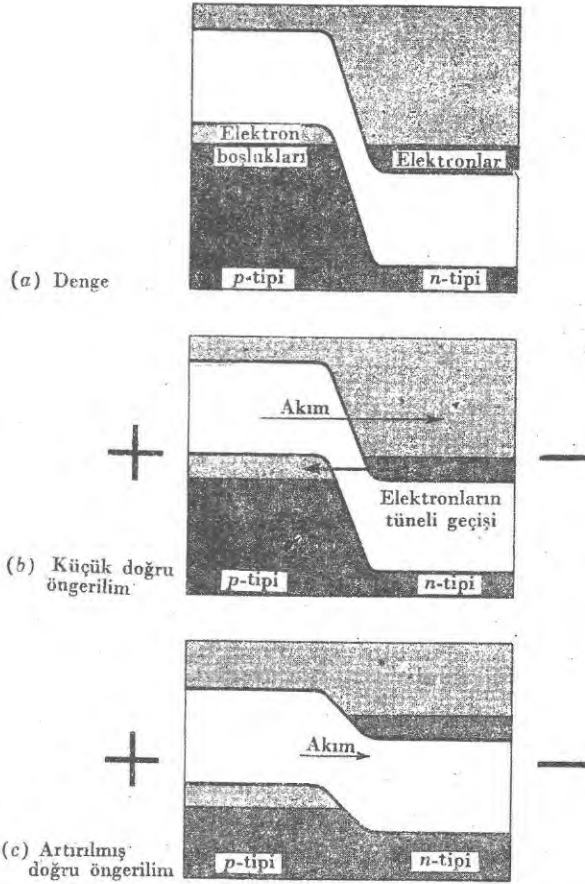
Tünel Diyod

pn eklemine her iki n ve p tarafında safsızlık yoğunluğu çok büyük olduğunda yararlı bir olay oluşur. Böyle bir eklemden uygulanan gerilimin sıfır olmasına karşılık gelen enerji-şeridi modeli Şek. 5-6a da görülmektedir.

Çok büyük safsızlık yoğunluğu Denk. (5-1) e göre eklem çok dar olması anlamındadır. Atom-çapının 10 ile 100 katı mertebesinde eklem genişliklerine germanyum diyod ve benzer aygıtlarda ulaşılır. Bu durumlarda n tarafında iletkenlik şeridindeki bir elektronun p tarafındaki dolu şeride *tünel olayı* denen bir süreçle atlaması mümkündür. Tünel geçişi elektronların enerjilerinde değişikliğe yol açmaz. Bir elektronun tünel olayı ile eklemdenki gerilim engelini aşması elektronun dalga özelliği de göstermesi olgusuyla anlaşılır ve elektronun engeli geçebilmesi kuantum mekaniği ilkelerinden hesaplanabilir. Tünel akımı, eklem genişliğine, tünel olayı ile eklemi geçebilecek elektronların sayısına bağlıdır. Denge durumunda, Şek. 5-6a, eklemi geçen tünel akımları iki yönlü ve eşittir, bundan ötürü görünen net akım sıfırdır.

Küçük bir doğru ömbesleme gerilimi uygulandığında elektronlar n tarafındaki iletkenlik şeridinden tünel olayıyla p tarafında bulunan dolu şeridin boş düzeylerine geçerler ve bunun sonucu olarak doğru yönde akım doğar. Akım, n tarafındaki elektronlar p tarafındaki elektron boşluklarıyla aynı çizgide oluncaya kadar gerilimle artar, Şek. 5-6b. Bu noktanın ötesinde öngerilim artırıldığında iletkenlik şeridindeki elektronlar dolu şeridin düzeyinin üstüne çıkarlar ve tünel akımı azalır. Bu bölgedeki doğru öngerilimde, gerili-

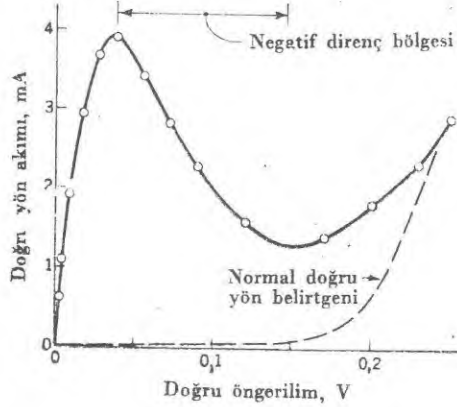
min her küçük artışı akımda bir azalmaya neden olur. Sonunda, Şek. 5-6c, elektronlar ve elektron boşlukları düzeyin oldukça uzağında kahrılar ve eklem akımı doğru yön *pn*-eklemi akımına karşılık gelir.



Şekil 5-6. Tünel diyodun enerji-şeridi modeli (a) dengede, (b) küçük doğru öngerilimde (c) artırılmış doğru öngerilimde. Elektronun tünel geçişi nedeniyle (b) deki akımın (c) dekinden daha büyük olduğuna dikkat ediniz.

Bir *tünel diyodun* (bulanı anmak için *Esaki diyodu* da denir) Şek. 5-7 deki akım-gerilim belirtgenleri Şek. 5-6b deki şarta karşılık gelerek akımın bir maksimum değere kadar arttığını ve bundan sonra doğru öngerilim artarken azaldığını göstermektedir. Belirtgen eğrinin tepe ve vadisi arasında kalan parçasında gerilim artarken akım azaldığından negatif direnç etkisi göstermektedir. Bu etkinin kullanışlılığı, çok kullanılan elektronik devre elemanlarının pozitif dirence sahip olmaları ve bundan ötürü güç kaybına neden oluşları düşünülmürse anlaşılır. Bir rezonans devresinde tünel diyod kullanılırsa net direnç

sıfır olur ve bunun sonucu güç kaybı olmaz. Bundan ötürü bu devre. Böl 9 da inceleneceği gibi kendi rezonans frekansıya titreşir.

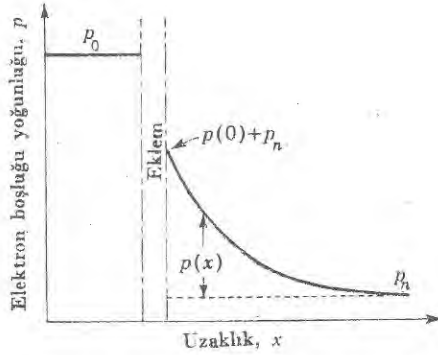


Şekil 5-7. Tünel diyodun deneysel akım-gerilim belirtgeni. Negatif direnç bölgesi tepe ve vadi akımları arasındadır.

Azınlık Taşıyıcılarının Enjeksiyonu

Doğru öngerilimde olduğunda pn eklemindeki iç gerilim engeli küçülür. Doğru yön akımı, eklem p -tipi tarafından elektron boşluklarının ve n -tipi tarafından da elektronların difüzyon yoluyla eklemi geçmesi sonucu doğar. Sonunda n bölgesine elektron boşluğu, p bölgesine de elektron enjeksiyonu yapılmış olur ki bunlar her iki halde de azınlık taşıyıcılarıdır. pn eklemine yapılan bu *azınlık taşıyıcıları enjeksiyonu* gelecek kesimde tanımlanacak olan eklem transistörün temelini oluşturur. Enjeksiyon etkisini kuvvetlendirmek için çoğu zaman daha çok doğru yön akımının ya elektron boşlukları ya da elektronlarla taşınması istenir.

n bölgesine yapılan katkılama az, p bölgesine yapılan çok ise doğru yön akımı daha çok elektron boşluklarıyla olur ve sonuç olarak n bölgesine enjeksiyonla verilen elektron boşluğunun yoğunluğu oldukça büyür. Eğer katkılama oranı karşılıklı olarak değiştirilirse gerçek biraz önce söylenen tersi olur ve p bölgesine elektron enjeksiyonu yapılmış olur. Enjeksiyonla yerleşmiş elektron boşlukları yoğunluk gradyanları nedeniyle ekleminden öteye difüzyon yoluyla uzaklaşırlar. Bunlar difüzyon yaparlarken yoğunluk taşıyıcıları elektronlarla birleşirler, bundan ötürü ekleminden uzaktaki elektron boşluğu yoğunluğu n -tipi yarı-iletkenin belirtgenidir. Çeşitli bölgelerdeki elektron boşluklarının yoğunluğu Şek. 5-8 de grafik olarak gösterilmiştir.



Şekil 5-8. Doğru öngerilimde pn eklemi yakınındaki elektron boşlukları yoğunluğu.

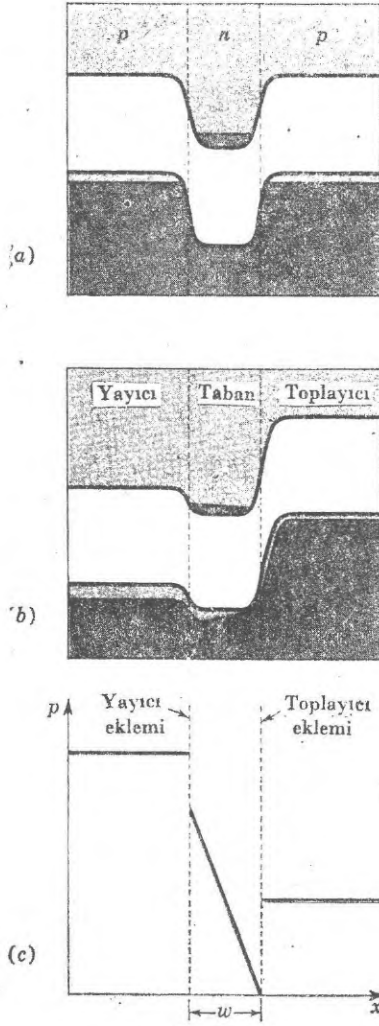
EKLEM TRANSİSTÖRLER

Toplayıcı Belirtgenleri

Eklem transistör paralel olarak iki pn eklemine yan yana aynı tek kristal içinde bitleştirilmesiyle oluşturulur. İki ayrı tipi mümkündür ve bunlar ortak bölgenin iletkenliğine bağlı olarak *pnp* ve *nnp* transistörlerdir. Öngerilimin kutupluluğu, azınlık ve çoğunluk taşıyıcılarının birbiriyle yer değiştirmesi dışında bu iki işleyiş düşünce bakımından özdeştir, bunun için *pnp* transistörünü tartışmak yeterlidir. Gelecek kesimde bu ikili eklem düzenlenmesinin yapısal örnekleri incelenecektir.

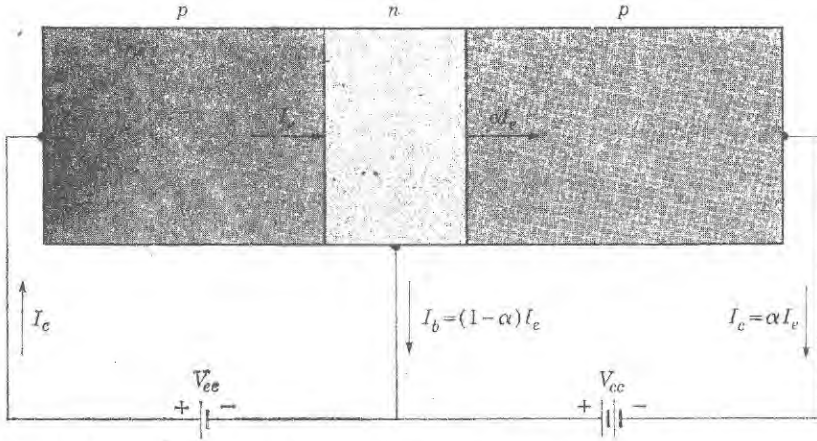
Öngerilimin uygulanmaması durumunda bir *pnp* transistörü için enerji şeridi modeli, Şek. 5-9a, basit olarak iki pn eklemine arka arkaya yerleşimidir. Çalışma sırasında doğru yönde beslenen eklem *yayıcı*, ters yönde beslenene ise *toplayıcı* denir, bu durum Şek. 5-9b de görülmektedir. Yayıcı eklemde *n*-tipi *taban* bölgesine giren elektron boşlukları toplayıcı eklem doğru toplayıcı eklemdeki elektrik alan etkisiyle diffüzyonla geçerler. Elektron boşlukları yoğunluğunun kaba taslak çizimi Şek. 5-9c de verilmiştir.

Toplayıcı-taban gerilimindeki değişimler karşılıklı olarak enjeksiyon akımını değiştirir ve bu işaret toplayıcı eklemde gözlenir. Doğru öngerilimli yayıcı küçük bir direnç ve ters-öngerilimli toplayıcı büyük bir direnç gösterir. İki halde de akım hemen hemen aynı olduğundan büyük bir güç kazancı olur. Maksimum yükseltme için toplayıcı akımın yayıcı akımının büyük bir kesri olması istenir. Tabandan yayıcıya geçen elektronlar toplayıcı akımında etkin olmadığından yayıcı eklemine doğru akan akım temel olarak elektron boşlukları aracılığıyla taşınmalıdır. Bu iş *n*-tipi taban bölgesinin az katkılanması ile başarılıdır. İkinci olarak, toplayıcı eklem ulaşmadan önce çok az sayıda elektron boşluğu kaybolması için taban bölgesi ince olmalıdır. Eklem genişliğini artırmak için toplayıcı bölgesine az katkılama yapılması uygunluk sağlar. Bu, toplayıcı eklem sığasını küçültür ve ters kırılma gerilimini artırır.



Şekil 5.9(a) Denge durumunda pnp transistörünün enerji-şeridi taslağı ve (b) önbesleme altındaki durumu, (c) : (b) durumu için elektron boşluğu yoğunluğu.

Bir transistörün niteliği α akım kazancı çarpanı ile belirtilir ve değer olarak α , sabit toplayıcı gerilimi için toplayıcı akımındaki değişikliğin yayıcı akımındaki değişikliğe oranıdır. Bir transistörün çeşitli bölgelerindeki taşıyıcı akımları yayıcı akımına göre Şek. 5-10 da verilmiştir. Yayıcı eklemdeki I_e akımı αI_e toplayıcı akımını oluşturur. Yayıcı ve toplayıcı akımları arasındaki fark $(1-\alpha)I_e$, tabanın dış devreye bağlantısında görülür. Akım kazancı bire eşit olduğunda tüm yayıcı akımının toplayıcıda görüleceği ve taban akımının sıfır olacağı açıktır.



Şekil 5-10. Yayıcı akımı ve akım-kazanç çarpımıyla *pn*p transistöründe akımların açıklanması.

Gerçekte pek çok aygıt için α bire çok yakındır ve bundan ötürü taban-toplayıcı akım kazancı olan β , transistör niteliğinin daha kesin bir ölçüsüdür. Taban-toplayıcı akım kazancı ile α arasındaki bağıntı Şek.5-10 dan yararlanarak

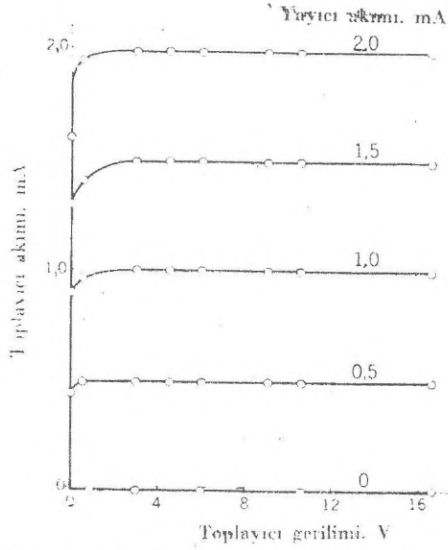
$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (5-6)$$

bulunur. Taban-toplayıcı akım kazancı, α bire yaklaştığında büyür. Pratik transistörlerde belirgin β değerleri 20 ile 10^3 arasındadır.

Enjeksiyon yoluyla tabana giren azınlık taşıyıcıları diffüzyon yoluyla toplayıcıya hareket ederler ve taşıyıcıların tabanı geçmesi için geçen zaman transistörlerin yüksek frekansda kullanılmasını sınırlar. Zekice yapım teknikleriyle çok dar taban bölgesi oluşturmak ($\approx 5 \times 10^{-7} \text{m}$) ve 10^9 Hz 'de kullanışlı yükseltme elde etmek mümkündür. Eklem sığalarındaki ters etkileri minimuma indirmek için yüksek frekans transistörünün eklem alanının da küçültülmesi gereklidir.

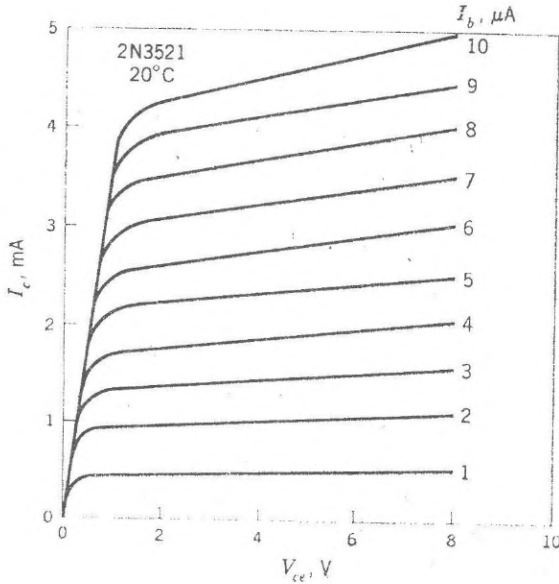
Bir transistörün akım-gerilim belirtgenlerini göstermenin en basit yolu Şek.5-11 de görüldüğü gibi farklı yayıcı akımları için toplayıcı belirtgenleri elde etmektir. $I_e = 0$ olduğunda belirtgen basit olarak toplayıcı eklem ters doyma eğrisi olur. Yayıcı akımı, eğriyi akım eksenini boyunca kaydırır. Bu belirtgenler önceki tartışmaların ışığında elde edilmişlerdir ve Şek.5-10 da düzenlenmiş *tabanı-topraklı* devreye aittirler. Tabanı-topraklı devrenin bağlantısında taban ucu devrenin hem giriş hem de çıkış uçları için ortaktır. Gelecek bölümde daha ayrıntılı olarak görüleceği gibi *yayıcısı topraklı* düzenlemede yayıcı ucu devrenin giriş ve çıkış uçları için ortaktır ve bu düzenleme biçimi daha iyi özellikler gösterir.

Tabanı-topraklı düzenlemede akım kazancı α bire çok yakın ve toplayıcı eklemdeki ters akım kaçağı bütün pratik araçlar için önemsiz olduğundan



Şekil 5-11. Tabanı topraklı npn transistörünün deneysel toplayıcı belirtgenleri.

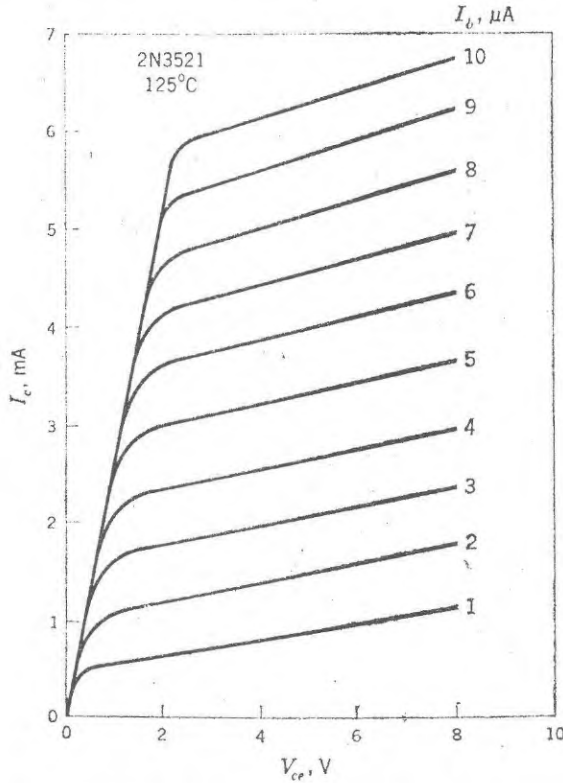
pratik transistörlerin nitelikleri oldukça elverişlidir. Bunun sonucu olarak tabanı-topraklı düzenlemede toplayıcı belirtgenleri çok düz, doğru ve düzgün olarak dağılmışlardır. Gerçekte bu eğriler çok az yeni bilgi verdiğinden hemen hemen hiç ölçülmezler. Yayıncısı topraklı düzenlemenin Şek.5-12 deki top-



Şekil 5-12. Yayıncısı-topraklı, 2N 3521 npn tipi silisyum transistörünün toplayıcı belirtgenleri.

layıcı belirtgenleri çok daha aydınlatıcıdır. Özel olarak, yayıcısı-topraklının akım kazancı β nın herhangi bir değeri, verilen bir taban akımı için toplayıcı akımı eğrisinden doğrudan hesaplanabilir.

Bir eklem transistörün çalışması, doğru öngerilimli yayıcı eklemının ve ters öngerilimli toplayıcı eklemının özelliklerinin sonucudur. Yayıcı eklemının ve toplayıcı eklemının sıcaklığa duyarlı özellikleri (Denk.5-4) ve (5-5) de görüldüğü gibidir. Şekil 5-13 de görülen yüksek sıcaklıktaki toplayıcı belirtgenlerinin aynı transistörün Şek.5-12 de oda sıcaklığındaki belirtgenleriyle karşılaştırılması akımların sıcaklıkla belirgin bir biçimde arttığını göstermektedir. Eğrilerin genel biçimi korunmaktadır bundan ötürü transistörün uygun davranışı bu sıcaklıkta da mümkün görünmektedir.

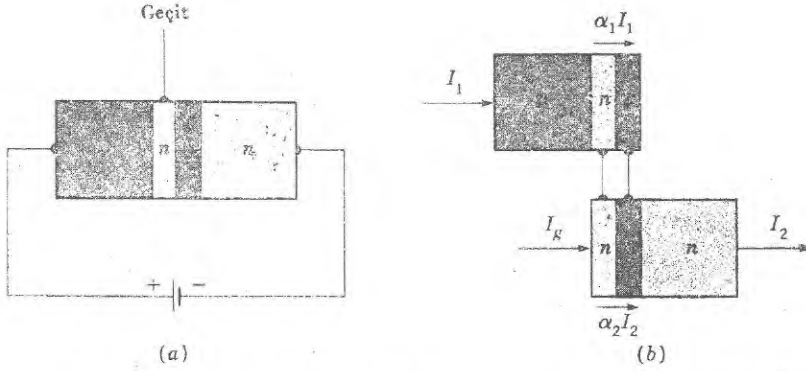


Şekil 5-13. Yayıcısı-topraklı, 2 N 3521 transistörünün 125° C sıcaklıktaki toplatıcı belirtgenleri.

Denetimli Silisyum Doğrultucular

Özellikleri Böl.4 de tartışılmış olan *denetimli silisyum doğrultucuyu* (DSD) şimdi daha ayrıntılı olarak tanıtmak uygun olur. Bu aygıtın yararlı işleyişi

eklem transistör yapısına üçüncü bir *pn* eklemine eklenmesiyle oluşturulur. Bunun sonucu Şek.5—14a da görüldüğü gibi elde edilen *dört-katlı pnpn* aygıtına, devreye yalnızca iki dış katından bağlama yapıldığında, *dört-katlı diyod* da denir. *p*-tipi ucuna uygulanan pozitif bir gerilim iki dış eklemi doğru öngerilimde tuttuğu halde merkezdeki *pn* eklemine ters öngerilimde tutar. Bu aygıt Şek.5—14b deki gibi *pnp* transistörüyle *nnp* transistörünün arka arkaya birleştirilmiş biçimi gibi bakılabilir, bu durumda iki transistör bir ortak toplayıcı eklemeye sahipmiş gibi görünür.



Şekil 5-14. (a) DSD'nin gösterimi ve (b) bunun *pnp* transistörünün *nnp* transistörüne bağlanmasıyla açıklanması.

pnp transistöründe yayıcı akımının I_1 , toplayıcı akımının $\alpha_1 I_1$ olduğuna dikkat ediniz. Benzer biçimde, *nnp* transistöründe yayıcı akımı I_2 ve toplayıcı akımı $\alpha_2 I_2$ dir. Toplayıcı eklemine Kirchhoff akım kuralının uygulanmasından

$$I_2 = \alpha_1 I_1 + \alpha_2 I_2 \quad (5-7)$$

bulunur. Aygıt içindeki bir uçtan öbür uca kadar olan akımlar gözönüne alınır,

$$I_2 = I_g + I_1 \quad (5-8)$$

yazılır, burada I_g geçit ucundaki akımdır. I_1 i Denk. (5-7) ye yerleştirip I_2 çözülürse,

$$I_2 = \frac{-\alpha_1}{1-(\alpha_1 + \alpha_2)} I_g \quad (5-9)$$

bulunur.

Denklem (5-9) a göre eğer akım kazançları toplamı $\alpha_1 + \alpha_2$ bire yakın ise geçit akımı küçük olduğu halde I_2 akımı çok büyük olabilir. Eğer gerçekten $\alpha_2 + \alpha_1 = 1$ ise geçit akımı olmadığı durumda bile akım büyüktür ve yalnızca yarı-iletkenin ohmik direnciyle sınırlanır.

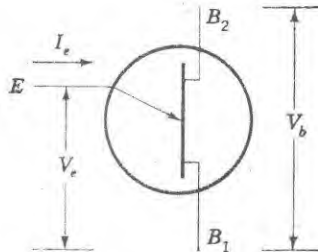
Bir DSD nun akım-gerilim belirtgenlerinin, Şek.4-20, açıklanması aşağıdaki gibi yapılır. I_g geçit akımı sıfır olduğunda Şek.5-14b deki *pnp* transistö-

ründe taban-yayıcı öngerilimi yoktur ve bunun sonucu olarak bu transistör iletmez. Toplayıcı ekleme uygulanan gerilimin kritik bir değerinde toplayıcı eklemdaki çığ kırılımı akımı artırır ve bu durum her iki transistörü de iletme geçirecek biçimde öngerilimler. *pnp* transistörünü iletme getirme I_g akımını artırarak uygulanan gerilimin daha küçük bir değerinde sağlanabilir. Bu da *nnp* transistörünü iletme getirecek biçimde öngerilimler. İlk olarak transistör iletkenlik durumuna tetiklendikten sonra, iki transistörde de aygıt akımı önbesleme akımını oluşturduğundan geçit akımı sifıra kadar azaltılabilir.

DSD nun Şek. 4-20 de görülen akım-gerilim belirtgenleri negatif direnç özelliği göstermektedir. Çünkü kapalı durumdan açık duruma geçiş olduğunda gerilim azalışı akım artışına-neden olmaktadır. Bu negatif direnç tünel diyodunkinden farklıdır. İkisi arasındaki fark, Şek.5-7 de negatif direnç bölgesinden gerilim eksenine paralel olarak çizilen bir doğrunun belirtgen eğrileri başka bir noktada daha kestiği görülerek anlaşılır. Bunun tersine böyle ikinci bir kesim noktası Şek.4-20 de aranırsa negatif direnç bölgesinden çizilen çizgi akım eksenine paralel olmalıdır. Birbirlerine göre olan şekilleri yüzünden tünel-diyodun eğrisine *N-tipi* negatif direnç belirtgeni ve DSD nun eğrisine de *S-tipi* negatif-direnç belirtgeni denir.

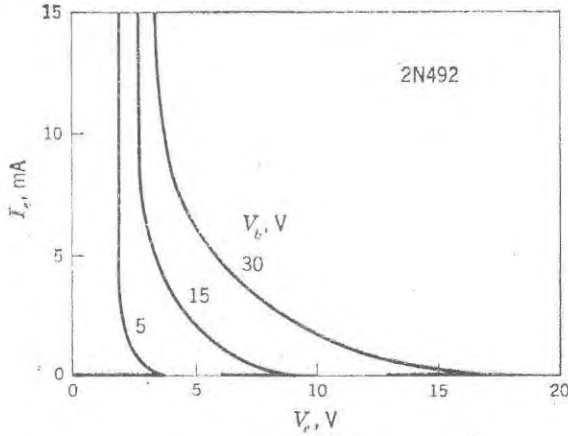
Tek Eklemlı Transistör

DSD nun *S-tipi* negatif-direnç belirtgenlerine biraz benzer eğriler *tek eklemlı* transistör tarafından da oluşturulur. Tek eklemlı transistörün devre simgesi Şek. 5-15 de görölmektedir: aygıt iki ohmik değmeli yarı-iletken çubukla bunlar arasında küçük yüzeyli bir tek yayıcı *pn* ekleminden oluşur. Eğer yayıcı akımı yoksa, taban uçları arasına uygulanan V_b geriliminin bir kesri, yarı iletken çubuğun gerilim bölücü etkisi nedeniyle yayıcı eklemde ortaya çıkar. Yayıcı gerilimi bu kesirden küçük ve bunun sonucu yayıcı eklemi ters öngerilimde olduğu sürece yayıcı devresinde yalnızca ters akım oluşur. Öte yandan yayıcı doğru öngerilimde olacak biçimde eklem gerilimi, V_e artırılırsa, yayıcı akımı artar ve yarı-iletkenin yayıcı ve B_1 bölgesine taşıyıcılar sokulmuş olur.



Şekil 5-15. Tek eklemlı transistörün devre simgesi.

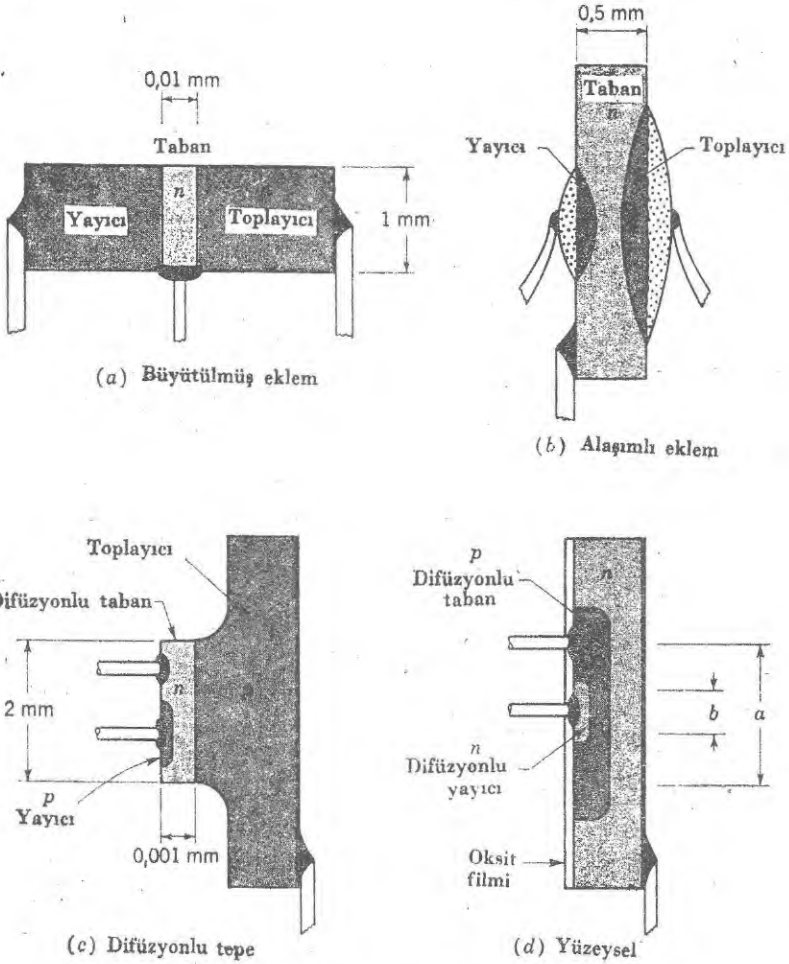
Bunun sonucu olarak bu kısımdaki direnç azalır ve gerilim bölücü etki V_b nin eklemde gözüken kesrini azaltır. Bundan ötürü yayıcı gerilimi düşse bile yayıcı akımı artar. Bu ise Şek.5—16 da belirtilen çok kararlı negatif-direnç belirtgenlerini oluşturur. Tek eklemli transistörün devredeki uygulaması ileriki bir bölümde incelenmektedir.



Şekil 5-16. 2N492 tipi tek eklemli transistörün akım-gerilim belirtgeni.

Transistörlerin Yapılışı

İki pn eklemi bulunduran tek bir yarı-iletken kristal oluşturmanın çeşitli yolları vardır. Bunlardan en çok kullanılan dört tip; büyütülmüş-eklem, alaşımlı-eklem, diffüzyonlu tepe ve yüzeysel transistörler, Şek.5-17 de görülmektedir. Önerilen bu dört tip üzerinde birçok düzeltmeler yapılmış fakat bu düzeltmeler çok küçük ayrıntılar olmuştur. Büyütülmüş-eklem transistör tarihi bakımından yapımına geçilmiş ilk eklem çeşididir ve şimdi yerini başka çeşitlere bırakmaktadır. Büyütülmüş-eklem, kristal eriyik içinde katılaşıp çekilerek ve eriyik içindeki safsızlık katkılarının değiştirilmesiyle hazırlanır. Bir tek transistör 1 mm kare kadar olduğu halde tipik bir kristal 1 ya da 2 cm çaplı olabilir, buna göre ilk kristalin kesilmesiyle birçok transistör elde edilebilir. Bağlantılar yayıcı, taban ve toplayıcı bölgesine lehimlenir. İyi elektriksel değme oluşturmak için iletkenlik çeşidine göre lehimlerde biraz safsızlık katkısı kullanılır. Bunun için p bölgesine elektriksel bağlantı için kullanılacak lehime indiyum ve taban için kullanılabilecek antimon katılır. Bu işlem çok dar olan taban bölgesi yapmada özellikle önemlidir, çünkü n -tipi safsızlık n -tipi tabana iyi bir elektrik bağlantısı ve aynı zamanda p bölgeleriyle bir pn eklemi oluşturur. Buna göre, lehimli tabandan lehim içince taban bölgesi dışına taşsa bile bundan tabanın yayıcı ve toplayıcı bölgesinden elektriksel olarak yalıtılmış olduğu anlamı çıkar.



Şekil 5-17. Eklem transistörlerin yapısı.

Günümüzde çok değişik süreçlerle yapılan *pnp* alaşım-eklemlı transistör temel olarak bir *n*-tipi tek-kristalin iki yüzüne indiyum toprakları yerleştirmek ve öteki yüzünü ısıtmakla oluşturulur. İndiyum erirken alttaki germanyumdan birazcık çözer. Bundan sonra soğuma sırasında çözülmüş germanyumlar yeniden taban kristali üzerine kristalleşirler ve yapısı içine birçok indiyum atomu almış olur. Bundan ötürü tekrar kristalleşen madde *p*-tipindedir ve böylece bir transistör yapısı oluşur. Yayıcı ekleme gönderilen taşıyıcıların daha etkin bir biçimde toplanabilmesi için toplayıcı topağını yayıcı topağından daha büyük yapmak uygundur. Böylece alaşım-eklemlı transistör, geometrisi bakımından büyütülmüş-eklem biçimden daha doyurucudur.

Daha önce tartışıldığı gibi doyurucu yüksek frekans işlerliğine ulaşmak için transistör bölgelerinin mümkün olduğu kadar küçük yapılması gereklidir.

Bu amaca ulaşmak için yukarıdaki süreçte birçok incelikli değişimler yapılmasına rağmen alaşım-eklemli transistör yapımında bu durum güçtür. Bununla birlikte difüzlennmiş-tepe transistörü Şek. 5-17c yüksek frekans transistörü için daha uygundur. Çünkü eklem yapım süreci daha kesinlikle denetlenebilir. Toplayıcı eklemi, antimon atomlarının sıcak gazı içine bir *p*-tipi kristal diliminin yerleştirilmesiyle oluşturulur. Dilim ısınırken antimon atomları lenebilir. Topayıcı eklemi, antimon atomlarının sıcak gazı içine bir *p*-tipi kristal içinde 10^{-3} mm ye kadar girerler. Kristal sonradan maskelenir ve küçük bir değişmiş bölge ya da 2 mm çapında tepe elde etme işi kimyasal yolla (örneğin asitle) yapılır. Sonra tepe üstünden 0,3 mm çapında iki bölge çıkarılacak biçimde maskelenir ve buralara uygun metaller yüksek vakumda buharlaştırılır. Bundan sonra iki metal birikintisi *n* bölgesi içine yayılırken dilim yüksek sıcaklıkta tutulur. Böylece metal birikintisinden birisi taban bölgesine değerken öteki *p*-tipi yayıcı bölgesini oluşturur.

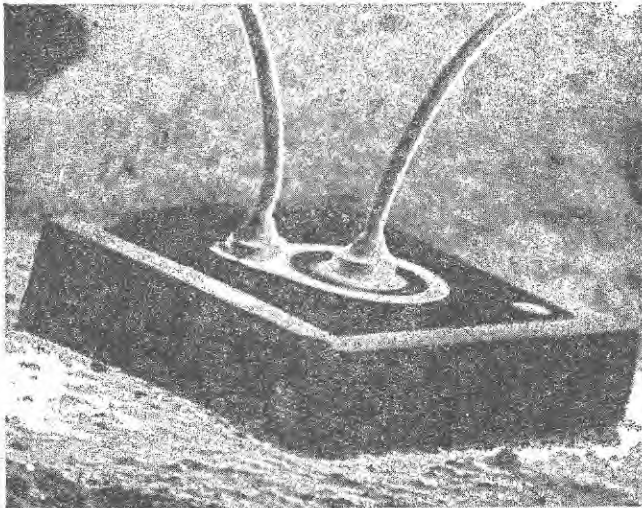
Toplayıcı eklemın yüzeyi tepenin büyüklüğüyle tam olarak tanımlanır. Öte yandan yayıcı-eklemın yüzeyi buharla biriktirilmiş metal yüzeyle belirlenir. Her iki süreç kesinlikle denetlenebilir ve oldukça küçük bir hacim elde edilir. Taban bölgesinin genişliği gaz difüzyonu süreciyle ve sonraki birikinti metal difüzyonuyla belirlenir. Her iki süreç, şimdiye kadar doğru olarak tanımlanmış çok ince taban bölgesi oluşturmaları için kristal diliminin sıcaklığıyla kolayca ayarlanabilir. Bundan ötürü yapım tekniğinin tümü bizi transistör geometrisinin denetlenmesine götürür. Ele alınacak kadar büyük dilimler üzerinde çok ince aktif bölgeler oluşturabilir.

Tepe transistör de büyütülmüş eklem ve alaşım-eklemi transistörlerde olduğu gibi yayıcı ve toplayıcı eklemeleri yarı-iletkenin yüzeyine çıkacak biçimde yapılabilir. Eklemdeki yüksek elektrik alan nedeniyle eklemın elektriksel özellikleri çevrenin kimyasal safsızlıklarına oldukça duyarlıdır. Eklem bölgesi yüzeyindeki yabancı atomların az sayıdaki kalıntıları bile teorik olarak beklendiğine göre transistörün normal işleyişini bozar. Bunun önüne geçmek için yapımından hemen sonra transistör temiz bir metalle kaplanarak hava ile teması kesilir.

Yüzey kirlenmesini önlemek için doyurucu bir çözüm yolu ısıtarak oksitlemeyle yarı-iletken yüzeyi üzerinde ince bir oksit film oluşturmaktır. Silisyumun önde gelen özellikleri nedeniyle bu teknik öncelikle silisyuma uygulanabilir durumdadır, bu işlem sonucu yarı-iletken aygıt atmosfer kirlenmelerinden tamamen korunmuş olur. Bunun yanında oksit film gaz halindeki safsızlıkların difüzyonuna engel olur, böylece yapım sırasında film maskeleme görevi de yapar. Bu teknik yüzeysel transistör yapımını mümkün kılar, Şek. 5-17d, bu transistörlerin bu adı almasının nedeni de tüm transistörün basit bir silisyum dilimi yüzeyinde oluşturulmasındandır.

Bir yüzeysel $n-p-n$ transistörün yapımına bir n -tipi silisyum tek-kristal dilimiyle başlanır. Oksijenli ortamda ısıtmayla üst yüzeyde ince bir oksit tabakası oluşturulur. Asitle yakma yoluyla oksidin a çaplı dairesel bir kesimi temizlenir. Bundan sonra dilim sıcak bor gazına tutulur. Açıkta kalan silisyum bölgelerine bor atomları sızar, p -tipi taban bölgesi ve toplayıcı eklem oluşur. Sızan bor atomları oksit filminden yanlara doğru taşar böylece taban bölgesinin çapı a dan büyük olur ve toplayıcı eklemi oksit tabakasının yüzeyi tarafından korunur. Bu işlemden sonra dilim, tüm yüzeyi kaplanacak biçimde yeniden oksitlenerek bir örtü filmi oluşturulur. Oksitlenmiş yüzeyin b çaplı alanı asitle temizlenir, sonra dilimin açıkta kalan kısımları sıcak fosfor gazı safsızlığına tutulur. Bu n -tipi safsızlık atomları silisyum içine sızar, yayıcı bölgesi ve yayıcı eklemi oluşur. Fosfor atomlarının oksit filmi altında yanlara sızması oksit tabakası tarafından korunan yayıcı eklemi emniyet altına alır.

Son olarak, tepe transistöründe olduğu gibi alayım yoluyla ve buhar birikintisiyle elektriksel dokunma oluşturulur. Böylece $n-p-n$ transistörü tümüyle bir yüzey dilimi üzerine kurulur su ve hava geçirmez oksit filmiyle örtülür. Gaz sızdırma tekniğinin kolayca denetlenebilir olması nedeniyle eklem konumlarının geometrik boyutları ve taban genişliği oldukça doğru olarak belirlenebilir. Bir santimetrelik çap veya dilimlik silisyum içinde aynı anda yüzlerce transistör yapılabilir ve bunlar-sonradan ayrı dilimler biçiminde kesilebilir. Seçkin bir yüzeysel transistörün büyütülmüş görünümü Şek. 5-18 de olduğu gibidir. Bu resim üzerinde yayıcı ve taban bölgelerinin bağlantıları açıkça görülmektedir.

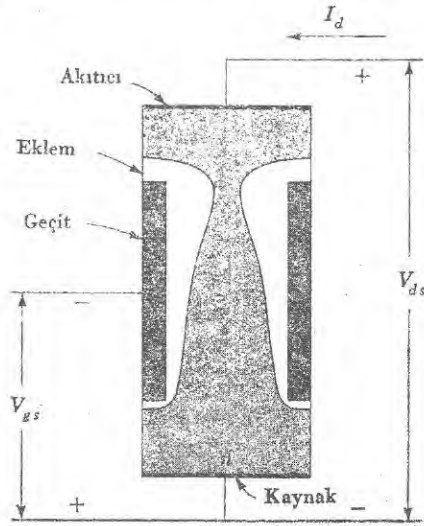


Şekil 5-18. Yüzeysel transistörün büyütülmüş fotoğrafı (Raytheon Semiconductor)

ALAN-ETKİLİ TRANSİSTÖRLER

Akıtıcı Belirtgenleri

pn eklemine uygulanan ters-öngerilim işaretiyle çoğunluk taşıyıcılarının akışının denetlendiği *alan-ekili transistör*, AET, de çok etkin denetim elde edilir. Bir ucunda ohmik değme, *kaynak*, ve öteki ucunda yine ohmik değme, *akıtıcı*, bulunan Şek. 5-19 daki *n-tipi* yarı-iletken çubuğu (çoğu kez silisyum) düşünün. Akıtıcı gerilimi V_{ds} etkisindeki elektronlar kaynaktan akıtıcıya hareket ederken iki p bölgesi arasındaki kanaldan geçerler. Bu pn eklemine *geçit* denir, çünkü ters öngerilimli geçit eklemine genişliği kanal genişliğini ve sonuç olarak kanal ile akıtıcı arasındaki akımın büyüklüğünü belirler. Geçide uygulanan gerilim işaretleri akıtıcı akımındaki değişikliklere neden olur.

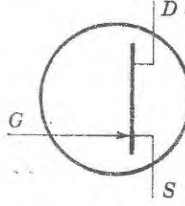


Şekil 5-19. n -kanalı eklem AET.

Temel olarak AET, pn eklemine elektrik alanla denetlenebilen bir değişken dirençtir ve adı da kendisini tanımlayacak niteliktedir. pn eklemine küçük ters akım nedeniyle uygulanan işaretten çok küçük güç harcanır. Tanımlanan bu aygıtın n -kanallı AET olduğuna dikkat ediniz. p -kanallı AET de mümkündür. Bu halde akıtıcı ve geçide uygulanan gerilim zıt kutupludur, bunun için geçit eklemi yine ters öngerilim altındadır. n -kanallı -AET ün devre simgesi Şek. 5-20 de görülmektedir. p -kanallı AET için çizilen simgede geçit eklemi temsil eden ok zıt yönde olacaktır. Ok yönünün eklem diyod içindeki geleneksel akım yönünü gösterdiğine dikkat ediniz.

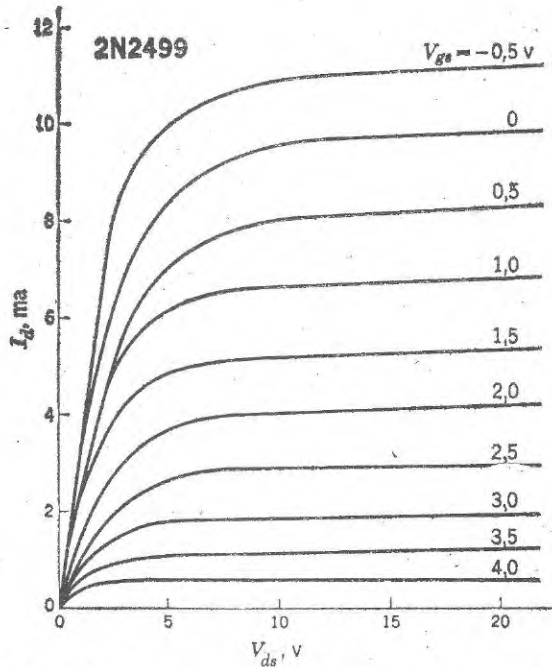
Bir AET ün akım-gerilim belirtgeni kanalda akan akımın çözülmesiyle elde edilir. Şekil 5-19 da çizildiği gibi eklem genişliği geçidin akıtıcı ucu kenarında en büyüktür çünkü buradaki ters öngerilim geçit öngerilimi ile

akıtıcı geriliminin toplamıdır. Eklem, kaynak tarafındaki uçta en çok daralır çünkü kanal boyunca gerilim düşmesinin anlamı ters öngerilimin yalnızca ge-
çit gerilimi yüzünden oluşmasıdır. V_g ve V_d nin toplamı eklem içinde kanalı
tümünden kapatacak kadar büyük olabilir. Aslında bu normal işleme şartıdır
ve daralma için gerekli ters öngerilime V_P denir.



Şekil 5-20. n-kanallı AET için devre simgesi.

Kanal boyunca düzgün olmayan gerilim düşmesi ve doğrusal olmayan kanal genişliği, kesin biçimde çözümleme yapmayı karışık duruma getirir. Bu iş, kanal direnci içindeki akımın Ohm yasasına göre V_P ile orantılı olduğuna ve yukarıda tartışılan $V_g - V_P$ ye dikkat edilip basitleştirilerek yapılabilir. Sonlu bir akıtıcı akımı da kaynak ucundaki sıfır değerinden akıtıcı ucundaki $-V_d$ değerine kadar değişen ek bir ters öngerilime neden olur. Bir yaklaşıklık olarak eklenen ters öngerilim basit ortalamayla $-V_d/2$ alınır. Bu durum-
da akıtıcı akımı



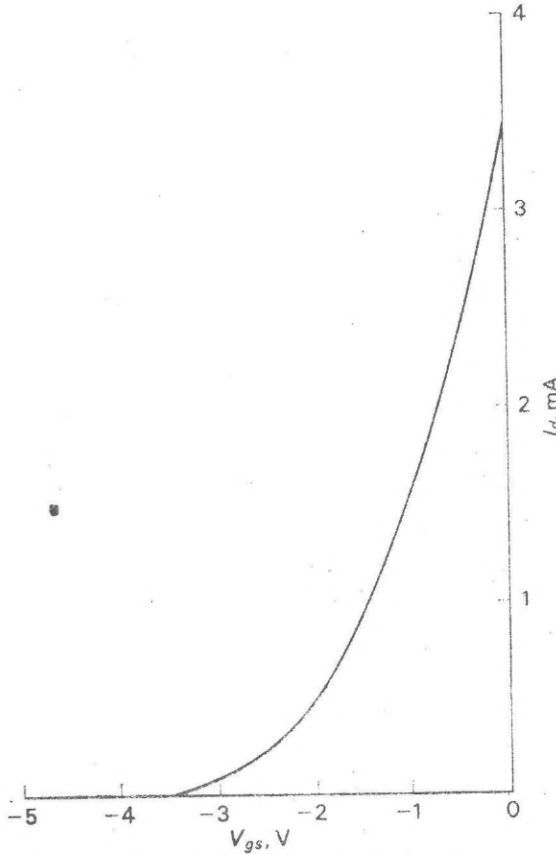
Şekil 5-21. 2N 2499 tipi p-kanallı bir AET'nin akım-gerilim belirtgenleri.

$$I_d = K \left(V_g - V_P - \frac{V_d}{2} \right) V_d \quad (5-10)$$

olur, burada K bir sabittir.

Daralma yerinde geçit gerilimi ile akıtcı gerilimi toplamı daralma gerilimine eşittir, öyleyse $V_g - V_P = V_d$ dir. Bundan ötürü Denk. (5-10)

$$\begin{aligned} I_d &= K \left(V_g - V_P - \frac{V_g - V_P}{2} \right) (V_g - V_P) = \frac{K}{2} (V_g - V_P)^2 \\ &= I_{dss} \left(1 - \frac{V_g}{V_P} \right)^2 \end{aligned} \quad (5-11)$$



Şekil 5-22. n -kanallı AET'ün aktarım belirtgenleri.

biçimine girer. Burada I_{dss} temel olarak AET'ün geometrik biçimine bağlı olan bir sabittir. Kanallın kapanması durumunda akıtcı akımı akıtcı gerilimine bağlı değildir. Denklem (5-10) ve (5-11) p -kanallı pratik AET'ün akıtcı be-

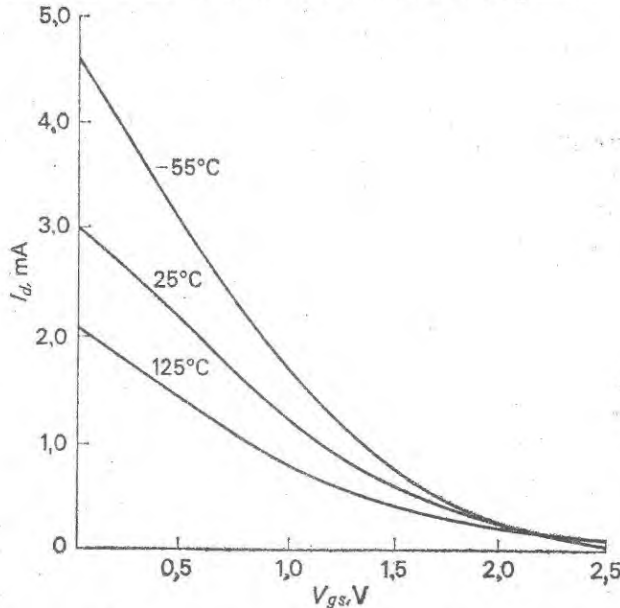
lirtgenlerinin iyi bir temsilidir, bu durum Şek. 5-21 de belirtilmektedir. Maksimum kaynak akıtıcı gerilimi geçit eklemesindeki ters kırılma gerilimiyle sınırlanır.

Aktarım Belirtgeni

Geçit elektrodundaki gerilim değişikliklerine karşılık gelen ve Denk. (5-11) ile belirlenen akıtıcı akımı değişimleri, akıtıcı akımının geçit geriliminin fonksiyonu olarak çizilmesiyle daha açık olarak gösterilebilir. Bunlara *aktarım belirtgenleri* denir, çünkü bunlar çıkıştaki değişimleri, giriş işaretlerine bağlarlar. Şekil 5-22 de verilen seçkin aktarım belirtgeni Denk. (5-11) ile verilen kare yasası bağhlığını göstermektedir.

Aktarım belirtgenleri AET ün doğrusal olmayan elektriksel özelliklerini tanımlamanın değişik bir yoludur. Bu, akıtıcı belirtgenlerini tamamlayıcı niteliktedir ve geçit geriliminin birim değişmesine karşılık akıtıcı akım değişimini doğrudan gösterir. Bu oran, aygıtın denetim özelliğinin ölçüsüdür ve bunun büyük olması yükseltmenin istenen biçimde olacağını anlatır. AET ün denetim belirtgenlerinde giriş işaretinin akımdan çok gerilim olması nedeniyle eklem transistörününkinden temelde farklı olduğuna dikkat dilmelidir. Bu farklılığın sonuçları gelecek bölümlerde çeşitli yollarla açıklanacaktır. Gerçekten iki tip denetleme de bizi oldukça etkin yükseltme işine götürür, fakat AET ün işleme özellikleri ve devre kurguları eklem transistörününkinden farklıdır.

AET içindeki akım akışı çoğunluk taşıyıcılarıyla olduğundan eklem transistörün tersine bunun elektriksel özellikleri sıcaklığa daha az duyarlıdır. Bununla birlikte Şek. 5-23 de belirtilen aktarım belirtgenlerinin sıcaklıkla de-



Şekil 5-23. 2N5267 tipi p-kanallı AET'ün üç farklı sıcaklıktaki aktarım belirtgenleri

ğişimi bu etkinin önemli olduğunu gösterir. Uygun devre kurguları sıcaklıkla değişimini minimuma indirecek biçimde düzenlenebilir, böylece iki tip transistör de pratik sıcaklık bölgelerinde kullanılabilir.

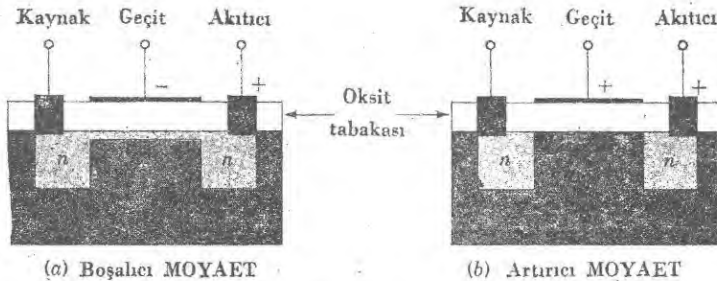
YGAET ler ve MOYAET ler

Yarı-iletkenden yalıtılmış uygun bir metal geçit elektrodu kullanarak *pn* eklemi olmadan bir yarı-iletkende akım taşıyıcıları üzerine denetim yapmak mümkündür. Böyle yalıtılmış-geçitli alan-etkili transistörlere YGAET ler denir. Bunun en başarılı pratik biçimleri silisyumdan yapılır ve silisyum dioksit tabakası yalıtkan olarak kullanılır. Tanımlayıcı terimlerle metal oksitli yarıiletken alan-etkili transistöre MOYAET denir.

n-tipi kaynağı ve *p*-tipi kristal içine yerleşmiş akıttıcı bölgesini gösteren MOYAET Şek. 5-24a da belirtilmektedir. Metal geçit elektrodu yüzey üzerinde ince film tabakasının üzerine tutuşturulmuştur. Çoğunlukla *p* tabakası kaynağa tutturulur ve geçide negatif gerilim uygulanır.

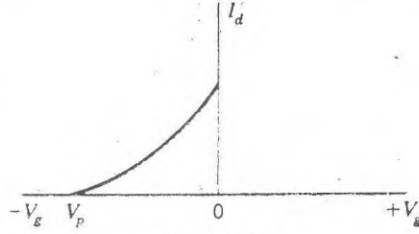
Negatif geçit gerilimi elektronları *n*-tipi kanala iter ve boşahıcı tabaka taşıyıcısız duruma gelir. Bu boşahıcı tabaka *pn* eklemine *n*-tipi ve *p*-tipi tarafları arasında kalan bölgeye oldukça benzemektedir. Geçit gerilimiyle boşahıcı tabakanın yaratılması *n*-kanalının iletkenliğini artırır ve akıttıcı akımını azaltır. Boşahıcı tabaka *n*-tabakasına doğru büsbütün genişlediğinde daralma oluşur ve boşahıcı MOYAET ün akıttıcı belirtgenleri eklem AET lerine oldukça benzer biçime girer.

Kaynak ve akıttıcı arasındaki *n*-kanalı kaldırılırsa "Şek. 5-24b" kaynak ve *p*-tipi alt kata göre pozitif tutulan geçit gerilimiyle yine başarılı çalışma elde edilebilir. Kaynak ve akıttıcı uçlarındaki *pn* eklemi nedeniyle geçit öngerilimi olmadığında akıttıcı akımı sıfırdır. Geçit gerilimi sıfırdan başlayarak pozitif olarak artırılırken geçit altında *p* alt tabakasındaki elektron boşlukları

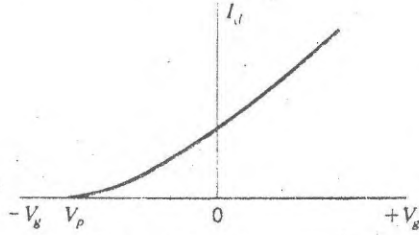


Şekil 5-24. *n*-kanallı MOYAET'ler. (a) boşahıcı ve (b) artırıcı durumları.

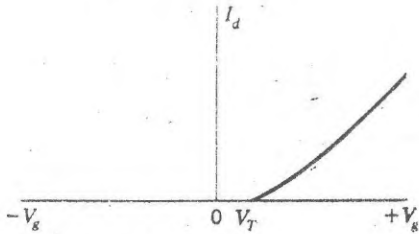
hemen itilirler ve yüzey tabakası n -tipi olma eğilimi gösterir. Eşik geçit geriliminin V_T değerinde bir n -kanalı oluşur ve kaynak ile akıttıcı arasından akım geçer. Daha büyük geçit gerilimi akıttıcı akımını daha da artırır. Geçit gerilimi n -kanalının iletkenliğini artırdığından bu yapıya *artırtıcı MOYAET* denir.



(a) Boşalıcı



(b) Boşalıcı-artırtıcı



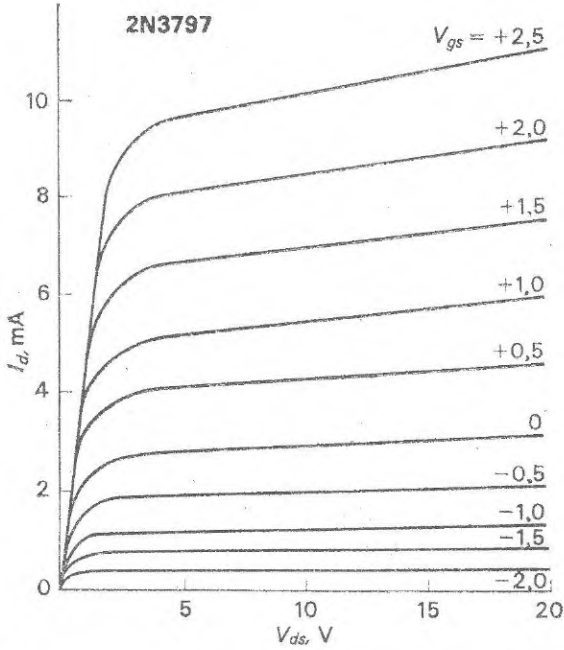
(c) Artırtıcı

Şekil 5-25. (a) Boşalıcı (b) boşalıcı-artırtıcı ve (c) artırtıcı AET'lerin aktarım belirtgenleri.

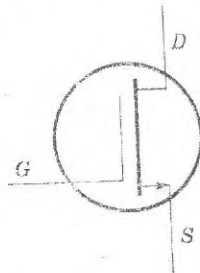
Kanal geçit gerilimiyle daraltılabildiği kadar genişletilebildiği için bir boşalıcı MOYAET artırtıcı olarak da çalışabilir. Şekil 5-25 deki aktarım belirtgenleri yardımıyla çeşitli tipte AET ler arasından en uygunu yapılabilir. pn geçit eklemi doğru öngerilimli değilse Şek. 5-25a, AET eklemi boşalıcı tipte çalışır. Artırtıcı MOYAET pozitif geçit öngerilimi gerekli ise, Şek. 5-25c, boşalıcı MOYAET her iki geçit kutupluluğunda kullanılabilir. Şekil 5-25b. Bununla birlikte üç aktarım belirtgeni de yanlara doğru kaymalar dışında birbirine oldukça benzemektedir. Pozitif ve negatif geçit gerilimlerinin

uygulanması dışında pozitif bir MOYAET'ün akıttıcı belirtgenleri AET ekleminkilere benzemektedir. Bu durum Şek. 5-26 da görölmektedir.

Şekil 5-27 de n -kanallı MOYAET için çizilen devre simgesi yalıtılmış geçit yapısını göstermektedir. Beklendiği gibi p -kanallı MOYAET ler ok ucu ters yönde çizilerek belirtilir, ok yönü de alışılmış akım yönünü gösterir. MOYAET'ün çok yönlülüğünü gösteren daha gelişmiş bir düzenek *iki-geçitli* MOYAET'dür ve burada ayrı iki geçit elektrodu kanal boyunca yerleştirilmiştir. Kaynağa benzer büyük bir n -tipi bölgesi iki geçit arasında yer alır ama dışarıyla bağlantısı yoktur. Akıttıcıya en yakın olan geçit, akıttıcı sığasını azaltarak denetim geçidini akıttıcıdan yalıtır. Böylece yüksek-frekanslarda daha iyi çalışması sağlanmış olur.



Şekil 5-26. 2N3797 tipi n -kanallı MOYAET'ün akıttıcı belirtgenleri.



Şekil 5-27. n -kanallı MOYAET'ün devre simgesi.

İNTEGRE DEVRELER

İntegre Devrelerin İlkeleri

Başta silisyum olmak üzere yarı-iletkenlerin özellikleri bir tek kristal içinde tüm elektronik devreyi oluşturmak mümkündür. Böyle bir integre devre, elektronik devreleri küçültürerek küçük hale getirir ve karışık elektronik devrelerdeki ayrı bileşenlerin sayısını da azaltır. Bunun için tam bir integre devre yalnızca tek bir parça biçimindedir. İntegre devrelerin yapılışının temeli, transistörler, diyodlar ve dirençler gibi birçok elektronik bileşenlere dayanır. Bunlar uygun *n*-tipi ve *p*-tipi bölgelerine sahip silisyumdan yapılır. Bir tek kristal içine yerleştirme, her bir bileşen devre içindeki kendi yerini koruyacak biçimde yapılır.

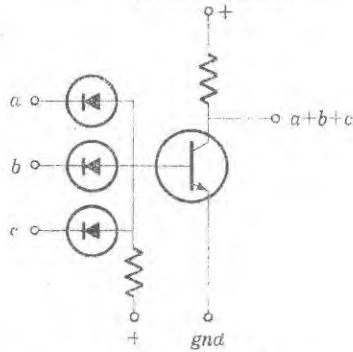
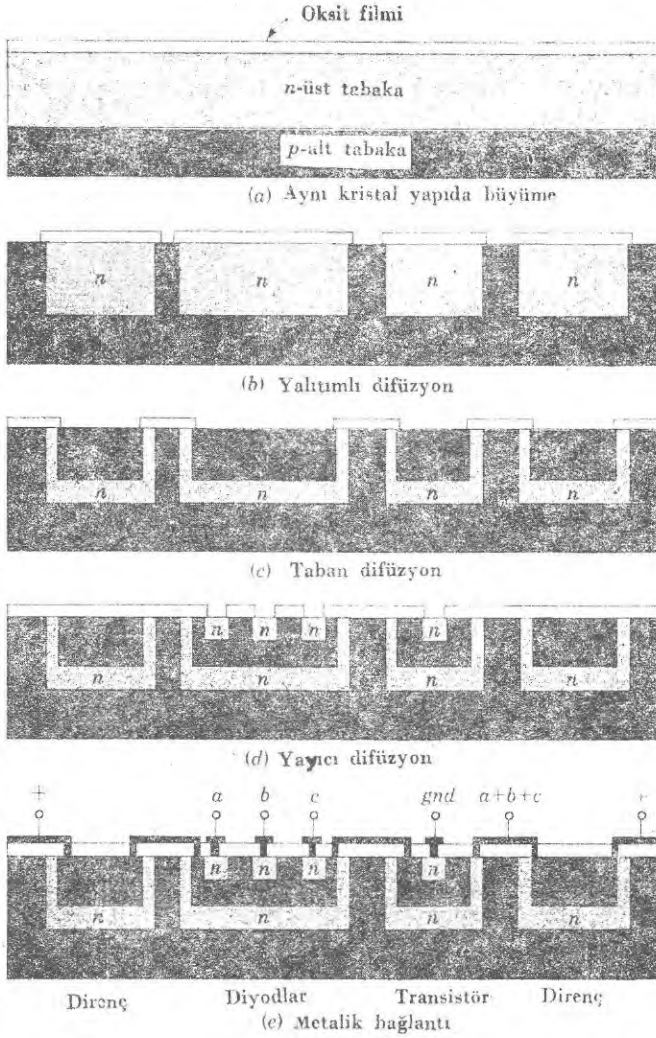
Bileşenlerin birbirine basit bir biçimde tek dilim içine yerleştirilmesi kendi aralarında elektriksel etkileşimlere neden olur. Bu sorun, *n*-tipi ve *p*-tipi bölgelerin uygun düzenlenişi sonucu bileşenler arasında yalıtım sağlanarak çözülür. Örneğin bir *p*-tipi kristal içinde *n*-tipi silisyum bir direnç düşünelim. Direnç ve dilim arasındaki *pn* eklemi yardımıyla direncin dilimden yalıtılacağı şüphe götürmez. Bu yalıtkanlık *pn*-eklem sığası yüzünden yalnızca d.a. gerilimine karşı etkilidir. Tüm eklem sığalarının aracılığıyla oluşacak rastgele etkileşimlerde belirlenerek devre kurgusunda gözönüne alınır.

Gerçekte, bir *pn*-eklem sığasına integre devre içine bir kondansatör olarak bakılabilir. Küçük indüktanslı helisel biçimli iletken indüktansların yerleştirilmesi de mümkündür. Bununla birlikte içinde transistörler, diyodlar ve dirençler bulunduran toplu devre çoğu kez kendiliğinden oluşur ve gerekli kondansatör ve indüktanslar dışarıdan ayrıca bağlanır.

Yapım Teknikleri

Silisyumlu integre devreler, yüzeysel transistör yapımında yürütülene benzer şekilde üretilir. İlk olarak özel fotopolimer maddeler oksit tabakasıyla kaplanarak safsızlık sızıntıları için oksit tabakası içinde uygun kalıplar oluşturulur. Fotopolimer şiddetli ışığa tutulduğunda asitle yakılmaya karşı direnç gösterir. Böylece uygun bir maskelemeyle ışığa tutulan fotopolimerin ışık görmeyen bölgeleri çözülür. Bundan sonra alttaki silisyumdan açılan yerin farklı bir asitle yakılmasıyla oksit tabakası içinde uygun bir kalıp ortaya çıkar. *n*-tipi safsızlıklarının gaz difüzyonundan sonra dilim tekrar oksitlenir ve katkılama yapılmış yeni diziler elde etmek için süreç yinelenir.

Fotoğrafik süreç, integre devreyi oldukça küçük bir biçimde oluşturur. Büyük yapıdaki maskeler optiksel olarak mikroskopik boyutlara ulaşacak kadar küçülmüştür. Bu, aynı silisyum dilimi üzerinde birçok integre devrenin



Şekil 5-28. (f) deki toplu devrenin oluşumu için (a) dan (e) ya kadar yapılan adımlar.

oluşturulabileceği anlamındadır, oluşturma işi bir maske üzerinde istenen devrenin birçok kez yinelenmesiyle olur. Daha sonraki safsızlık difüzyonu adımımda çeşitli bileşenleri birleştirmek için ince metal tabakası biriktirilir (fotopolimer tabakasında da) ve dış bağlantılar için uçlar çıkarılır.

Bu olay Şek.5-28'deki basit devrenin yapım adımlarında en iyi biçimde belirtilmektedir. Başlarken, bir *p*-tipi tek-kristal dilimi, içinde *n*-tipi safsızlık atomlarını bulunduran silisyum buharına tutulur. Bunun sonucu Şek.5-28a'daki *n*-tipi üst tabaka elde edilir. Üst tabaka, *p*-tipinde olduğu gibi *n*-tipi tabakasının da aynı kristal yapıya sahip olduğu anlamını taşır. Yüzey oksitlenir, maskelenir ve asitle yakılır, sonunda Şek.5-28b'de görüldüğü gibi çeşitli *n*-bölgeleri *p*-tipi difüzyonuyla yalıtılır. Bu adımlar Şek.5-28c'de ve Şek.5-28d'de tekrarlanmaktadır. Sonunda aradaki metalik bağlantılar Şek.5-28e'deki gibi eklenir.

Bu olay sonunda Şek.5-28f'de çizilen devreye Şek.5-28e'deki ayrıntılardan sonra ulaşılabilir. Burada direnç ve diyodların *p*-tipi alt bölgelerinden her kezinde bir *pn* eklemiyle nasıl yalıtıldığına özellikle dikkat ediniz. Bunun yanında devre çiziminde *npn* transistörü için kullanılan alışılmış akım işaretine de dikkat ediniz. Bu devre, Böl.11'de ayrıntılarıyla incelenecek olan DTM (Diyod Transistör Mantığı) VE DEĞİL geçidi denen devreye özdeşir.

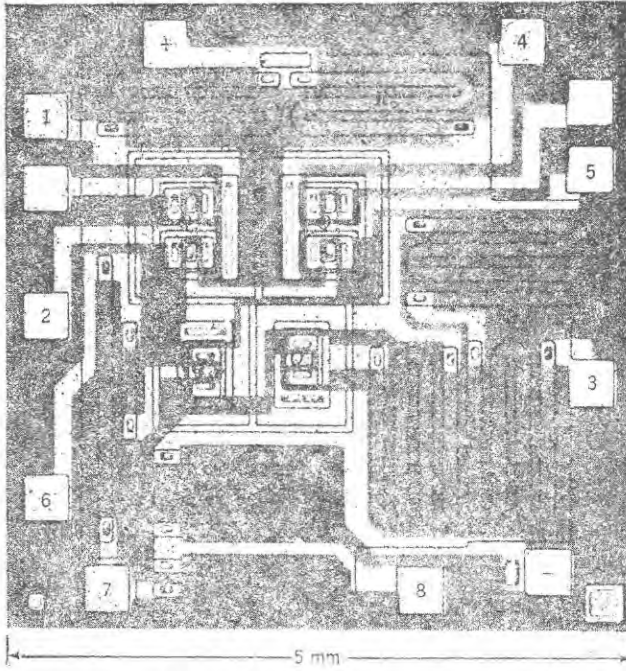
Pratik Devreler

Şekil 5-29'daki pratik integre bir devrenin büyütülmüş görünümü içinde çeşitli bileşenleri tanımak mümkündür. *Fark-yükselteci* devresi denen bu devrenin çizimi Şek.5-30a'da görülmektedir ve gelecek bölümde açıklanacaktır. Büyütülmüş resim içindeki metalik bağlantıların silik görüldüğüne ve gerekli direnç değerlerini sağlamak için kıvrıntılar yapıldığına dikkat ediniz. Basit görünümlü olan bu devre Şek.5-30b'de görüldüğü gibi bir tek transistör büyüklüğü içine 12 bileşeni alması bakımından dikkatle incelenmeye değer.

İntegre devre olarak daha karışık devreler de kullanılabilir, bunlar gelecek bölümlerde tartışılacaktır. Böyle devrelerin her biri çeşitli amaçlar için çalıştırılabilir ve başka integre devrelerle birleştirilerek bunlara tam bir görev yaptırılabilir. Sayısal hesap makinalarının yapımında çeşitli integre devreler birleştirilerek yeni integre devreler oluşturulabilir. Böyle büyük ölçekli integre devreler yani BÖİD'ler elektronik devreleri küçük hale getirir ve devre içindeki işaretlerin daha çabuk yol almasını sağlar. 1000 veya daha fazla transistör bulunduran BÖİD yapmak mümkündür.

BÖİD'in üstünlüklerine MOYAET integre devreleri topluluğuyla daha kolay ulaşılır. Çünkü MOYAET ile yapılacak integre devrenin yapım tekniği eklem transistörle yapılacak olandan daha kolaydır. MOYAET transistör yapısının daha basit olması ve yapısındaki kullanışlılık yüzünden eklem transistör-

lerle yapılan devrelerden üstündür. Özellikle tamamlayıcı simetri MOYAET integre devreleri, gelecek bölümlerde tartışılacak sayısal elektronik BÖİD uygulamalarında çok kullanışlıdır.



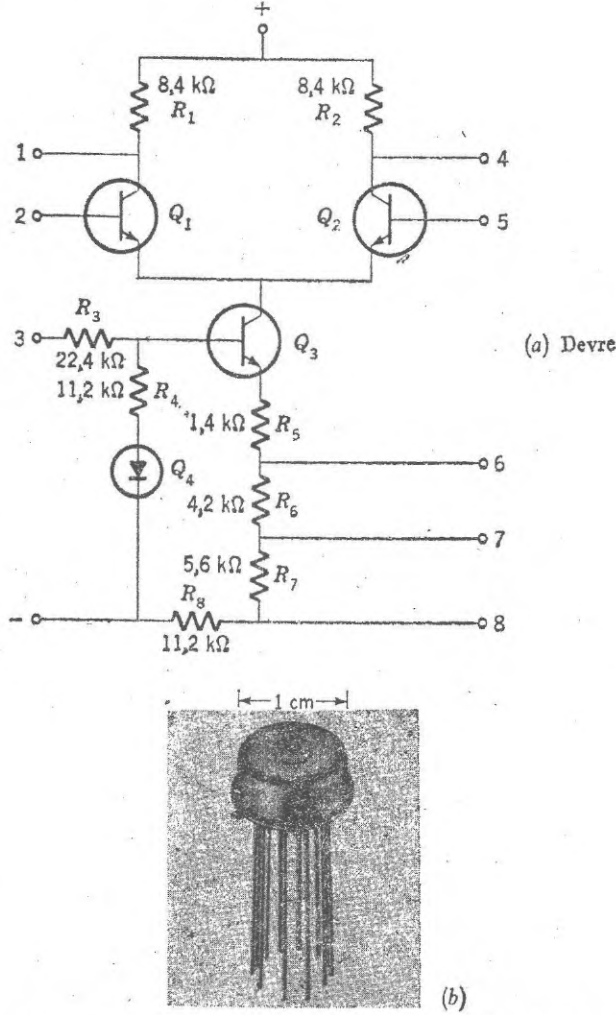
Şekil 5-29. Şekil 5-30'daki fark yükselticinin integre devresi.
(Motorola Semiconductor Products, Inc.)

KAYNAKLAR

- Leonid V. Azaroff and James J. Brophy: "Electronic Processes in Materials" Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1967.
- James J. Brophy: "Semiconductor Devices" Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1964.
- Edwin R. Jones: "Solid-state Electronics", Intext Educational Publishers, Scranton, Penn., 1974.
- Rodney Bruce Sorkin: "Electronics", Mc Graw-Hill Book Company, New York 1970.

ALİŞTIRMALAR

5-1 Bir germanyum ve bir silisyum *pn* eklemının doğru öngerilim belirtgenlerini 10 mA e kadar çizin. Germanyum için $I_0 = 10^{-6}$ A ve silisyum için



Şekil 5-30. (a) Fark yükseltici devresi ve (b) Kullanışlı biçimi

$I_o = 10^{-12}$ A alın ve doğrultucu eşitliğini kullanın. Silisyum diyod halinde 10 mA lik akım elde etmek için ne kadarlık bir doğru öngerilim gereklidir? 1 mA için aynı soru.

Cev: 0,4 V; 0,4 V.

5-2 Eklem diyod için Denk.(5-4) ile verilen doğrultucu eşitliğinin türevini alarak eklem direnci $R = \left(\frac{dI}{dV} \right)^{-1}$ için bir ifade türetin. Oda sıcaklığında $e/kT = 38 \text{ V}^{-1}$ ile verildiğine göre 1 V luk gerilimde doğrultma oranını hesaplayın.

Cev: 10^{33}

5-3 Bir *npn* transistörünün dengede ve transistör olarak öngerilimli durumunda enerji-şeridi modellerini çizin.

5-4 2N2499 AET ün akıtcı belirtgenlerini Denk.(5-10) ve (5-11) i kullanarak hesaplayın ve çizin. Bu işi yaparken Şek.5-21 deki $V_g = 0$ eğrisinden yararlanıp I_{dss} ve V_P yi yok ederek yapın. Şekil 5-21 ile karşılaştırın.

Cev: 9 mA; 6.6 V.

5-5 Tabanı topraklı silisyum transistörünün toplayıcı belirtgenlerini oda sıcaklığında ve toplayıcı geriliminin 0.5 V maksimum değerine kadar hesaplayın ve çizin. Akım kazancının 1 e eşit ve $I_o = 1 \mu A$ olduğunu varsayın.

5-6 Alıştırma 5-5 i $150^\circ C$ için yineleyin. I_o n Denk.(5-5) e göre arttığını varsayın ve $V_o = 0.7$ V alın.

5-7 Denklem (5-11) i kullanarak 2N2499 AET ün aktarım belirtgenlerini hesaplayın. Alıştırma 5-4 deki I_{dss} ve V_P değerlerini kullanın. 15 V akıtcı gerilimi için Şek.5-21 den türeteceğiniz bir deneysel eğriyle sonucu karşılaştırın.

5-8 Şekil 5-11, 5-12, 5-13, 5-21, 5-26, 6-14, 6-28, 7-12 ve 7-13 ile verilen akım-gerilim belirtgenlerinden transistörlerin hepsinin deneysel aktarım belirtgenlerini çizin. Bu verilerde sergilenen akım ve gerilimlerin değerlerine dikkat edin.

5-9 Alıştırma 5-8 deki her aygıt için verilen verilerin orta değerleri etrafında giriş işaretindeki değişim başına çıkış akımındaki değişimi hesaplayın. Dayanılabilir güçle bu oranın büyüklüğündeki herhangi bir ilgiye dikkat edin.

Cev: Yüksek güçlerde daha küçük.

5-10 Şekil 5-12 deki eklem transistör ile Şekil 5-21 deki AET için çıkış akımındaki değişimin giriş gerilimindeki değişime oranını karşılaştırın. Bu işi yaparken giriş akımını giriş gerilimine çevirmek için eklem transistörün akım kazancı oranını yayıcı eklem direncine bölün.

Cev: 41 mho, 2.6×10^{-3} mho

Transistörlü Yükselteçler

Bir vakum diyodundaki akımın üçüncü bir elektrodla kontrol edilerek bu triyodun oldukça güçlü bir yükselteç yapılmasından sonra elektronik önemli bir bilim dalı haline gelmiştir. 1948 yılında transistörün bulunuşuyla elektronik devrelerin yapısındaki kaçınılmaz gelişmeler de oldukça genişledi. Yarı-iletken aygıtların büyük bir çeşitlilik göstermesi, bunların birçok uygulamalarda vakum tüplerinin yerini almasına neden oldu.

Transistör ve Ek-E de incelenen vakum tüpleri doğrusal olmayan aygıtlardır. Bunların herhangi bir devredeki işleyebilirliği, elektrik özelliklerini veren akım-gerilim belirtgenleri kullanılarak grafik yoluyla belirlenir. Vakum triyod, alan-etkili transistör gibi gerilim kontrollü aygıtlarınki ile, eklem transistör gibi akım kontrollü aygıtların analizi karşılaştırıldığında çözümleme yalnızca ayrıntılarda farklılık gösterir, fakat ilke olarak farklılık yoktur. Bundan başka her iki durumda da devre analizi için en doyurucu olan yararlı eşdeğer-devre temsilleri geliştirmek mümkündür.

ÇALIŞMA NOKTASI

Yük Doğruları

Bir AET ün yükselteç olarak çalışması, içinde bir p -kanallı AET bulunan Şek. 6—1, temel yükselteç devresinin yardımıyla kolayca incelenebilir. Bu devrede akıtıcı, V_{dd} bataryası yardımıyla kaynağa göre negatif bir gerilimde tutulmaktadır. Aynı anda geçit de V_{gg} geçit öngerilim bataryasıyla pozitif olarak beslenmektedir. ΔV_{gs} giriş işaretinin etkisiyle geçit geriliminde oluşan değişimler akıtıcı akımının değişimine neden olur. Bu değişimler de R_L yük direnci üzerinden ΔV_{ds} gerilim işareti olarak gözlenir.

Devrenin analizi Kirchhoff kurallarıyla alındığı gibi yapılabilir, yalnız burada AET ün akım-gerilim özellikleri doğrusal olmadığından analiz, grafik yoluyla yapılmalıdır. Çıkış devresi etrafındaki gerilim eşitliği

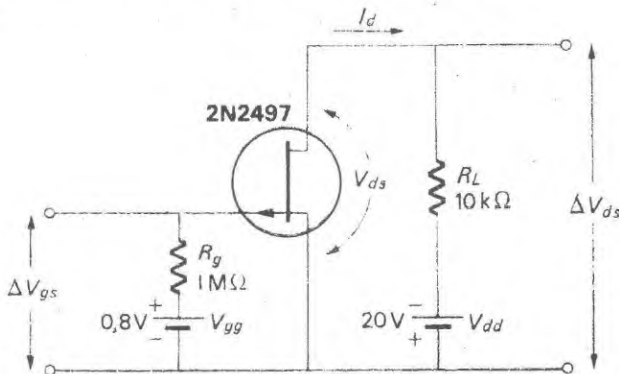
$$V_{dd} - I_d R_L - V_{ds} = 0 \quad (6-1)$$

dir. Bu eşitlik

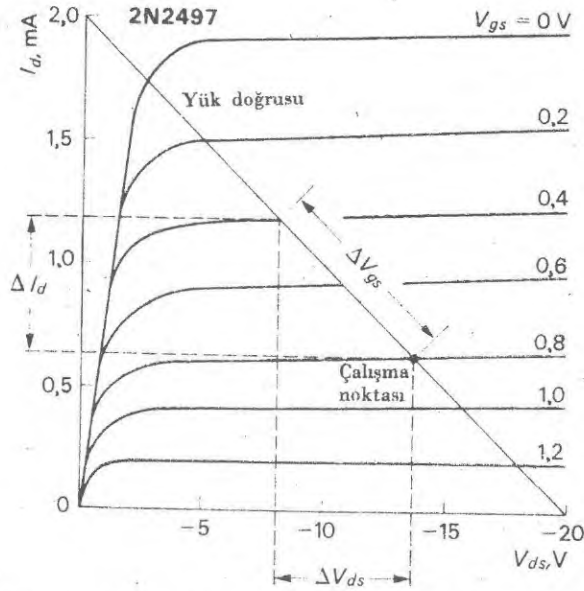
$$I_d = \frac{V_{dd}}{R_L} - \frac{1}{R_L} V_{ds} \quad (6-2)$$

biçiminde yazılabilir. Denklem (6—2) AET ün akıtıcı belirtgenleri üzerinde doğru bir çizgi belirler, bu doğrunun $I_d = 0$ için $V_{ds} = V_{dd}$ ve $V_{ds} = 0$ için $I_d = V_{dd}/R_L$ kesim noktaları vardır. Bu doğru gerçekten R_L nin akım-gerilim belirtgenidir ve *yük doğrusu* adını alır.

Yük doğrusu ile birlikte AET ün akıtıcı belirtgenleri, bilinmeyenleri V_{ds} ve I_d olan iki bilinmeyenli iki bağıntı gösterirler. Her bir geçit gerilimine karşılık gelen akıtıcı akımı, Şek.6—2 de görüldüğü gibi akıtıcı belirtgen eğrileri üzerine yük doğrusunun çizilmesinden sonra gözönüne alınan geçit gerilimi için çizilen belirtgen eğriyle yük doğrusunun kesim noktasından bulunur.



Şekil 6-1 p -kanallı AET'li basit bir yükselteç.



Şekil 6-2 Çalışma noktası geçit öngerilim eğrisiyle yük doğrusunun kesim noktasıdır.

Çalışma noktası, geçit öngerilimine karşılık gelen belirtgen eğriyle yük doğrusunun kesişme noktasıdır. Geçit gerilimi, uygulanan giriş işaretine bağlı olarak değişirken akıttıcı-akımı, yük doğrusu boyunca ileri geri hareket eder ve Denk.(6-2) her an sağlanır. Örneğin Şek.6-2 de 0,4 V luk giriş işareti akıttıcı akımında yaklaşık 0,6 mA lık değişime neden olur ve bu çıkışta yaklaşık olarak 6 V luk bir değişikliğe neden olur. Yani, devre giriş işaretini

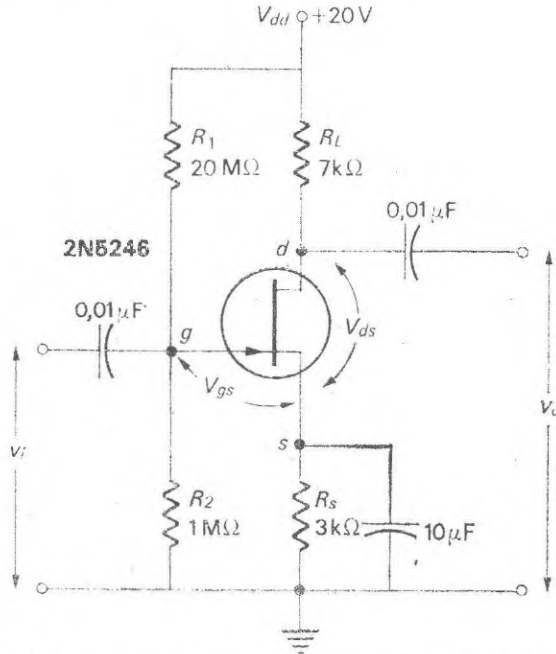
$$\frac{6}{0.4} = 15 \text{ çarpanı kadar yükseltir.}$$

Geçit akımının önemsiz olması nedeniyle giriş gücünün çok küçük olduğuna dikkat ediniz. Bunun tersine, akıttıcı gerilimi değişimiyle akıttıcı akımı değişiminin çarpımına eşit olan çıkış gücü, farkedilecek kadar büyük olabilir. Bu güç, akıttıcıyı besleyen V_{dd} geriliminden alınır ve geçidin süpürge gibi açılıp kapanma hareketiyle kontrol edilir.

Kaynak öngerilimi

Ayrı bir geçit öngerilim bataryası birçok devrelerde ekonomik olarak kullanışlı değildir. Bundan ötürü geçit öngerilimi Şek.6-3 de görüldüğü gibi kaynağa seri bir direnç bağlayarak elde edilir. Geçit gerilimi akıttıcı gerilim kaynağına bir gerilim bölücü bağlayarak belirlenir. Böylece R_s kaynak direncinden akan akım, geçit eklemine ters öngerilim altında tutacak uygun işaret ve genlikteki

geçit öngerilimini doğurur. Bu devrenin kullanışlı bir görünümü şöyledir: Örneğin, sıcaklık değiştiğinde akıttıcı akımı artarsa kaynak direnci üzerindeki gerilim düşüşü geçit öngerilimini artırır, bu da akıttıcı akımını ilk değerine çevirecek şekilde olur. Yani akıttıcı akımı ve çalışma noktası dış etkenlere karşı kararlı hale gelir.



Şekil 6-3: Kaynak öngerilimi kullanarak yapılan pratik *n*-kanallı AET'li yükselteç.

Kaynak direncindeki a.a. akıttıcı akımlarının geçit devresinde görünmesini önlemek için kaynak direncinin büyük bir kondansatörle şöntlendiğine dikkat ediniz. Çalışma noktasını değiştirebilecek d.a. gerilimlerinden yükselteci yalıt-
mak için giriş ve çıkışa da kondansatörler eklenir.

Çalışma noktası, çıkış devresindeki d.a. gerilim düşmelerinden yük doğ-
rusu için eşitlik yazarak belirlenir,

$$V_{dd} - I_d R_L - V_{ds} - I_d R_s = 0 \quad (6-3)$$

Bununla birlikte geçit öngerilimi bilinmediğinden daha önce çözümlenen basit devrenin tersine burada başka bir bağıntıda gereklidir. Bu bağıntı da giriş devresi etrafındaki d.a. gerilim düşmelerinden bulunur,

$$\frac{V_{dd} R_2}{R_1 + R_2} - V_{gs} - I_d R_s = 0 \quad (6-4)$$

Her iki eşitlik aynı biçime sokulabilir. Denklem (6—3) den yük doğrusu

$$I_d = \frac{V_{dd}}{R_s + R_L} - \frac{1}{R_s + R_L} V_{ds} \quad (6-5)$$

ve Denk.(6-4) den öngerilimleme doğrusu da

$$I_d = \frac{V_{dd} R_2}{(R_1 + R_2) R_s} - \frac{1}{R_s} V_{gs} \quad (6-6)$$

olarak bulunur. Denklem (6-5) in Denk.(6-2) ye benzediğine ve Denk.(6-6) nın da aynı biçimde olduğuna dikkat ediniz. AET ün akım-gerilim belirtgenleriyle birlikte bu ifadeler üç bilinmeyen V_{ds} , I_d ve V_{gs} li üç denklem oluştururlar ve grafik yolu ile çözülebilirler.

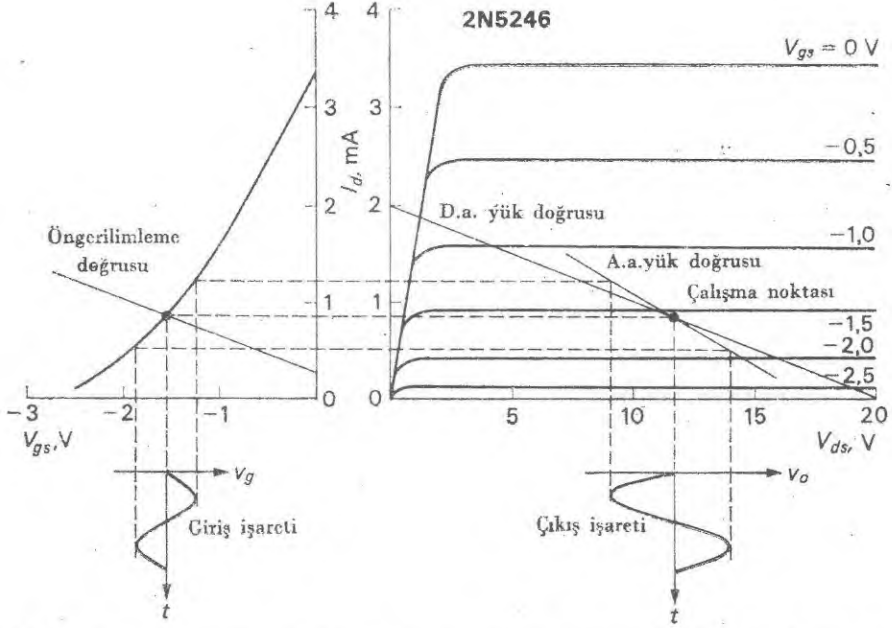
Denklem (6-6) ile verilen öngerilimleme doğrusu, Şek.6-4 deki aktarım belirtgeni üzerinde gösterilen bir doğrudur. Bunların kesişme noktası akıtıcı akımını ve geçit gerilimini verir. Akıtıcı gerilimi ise akıtıcı belirtgenleri üzerine çizilen yük doğrusu ile geçit gerilimi eğrisinin kesişme noktasından bulunur. Böylece çalışma noktası tam olarak belirlenir.

Geçide uygulanan giriş işareti, Şek.6-4 deki aktarım belirtgeninin gösterdiği gibi akıtıcı akımında değişimlere neden olur. Önceki devrede olduğu gibi yük direnci üzerinden geçen akıtıcı akımları bir çıkış işareti oluşturur. Bu durum, akıtıcı belirtgenleri üzerine a.a. yük doğrusu çizilerek Şek.6-4 de grafik yoluyla belirtilmiştir. İşaret frekansında kaynak yan-geçit kondansatörünün şönt etkisini vurgulamak için kaynak direnci sıfır yapılır ve bu halde a.a. yük doğrusu basit olarak d.a. yük doğrusu olur, Denk.(6-5).

Sinüsel girişlerin çıkışta daha büyük genlikli sinüsel işaretler olacağına dikkat ediniz. Ancak aktarım belirtgenindeki eğrilik yüzünden çıkıştaki dalga biçimi, tam olarak giriştekinin yükseltilmiş olmaz. Bu bozulma, uygun devre kurgusu ve uygun çalışma noktası seçimiyle minimuma indirilir. Şekil (6-4) e bakarak geçit gerilimindeki bir artışın çıkış geriliminde bir azalış oluşturacağına da dikkat ediniz. Bu olgu, devrenin giriş ve çıkış işaretleri arasında 180°'lik bir faz kayması yaratacağı anlamını taşır.

Şekil 6-3 deki devrenin basit biçimi R_1 direncinin aradan çıkarılmış olamdır. Bununla oldukça doyurucu bir çalışma sağlanır ama doğru geçit öngerilimi elde etmek için küçük kaynak direnci kullanılması gerektiğinden uygulanan gerilim ve sıcaklık değişimlerine eşlik ederek çalışma noktasının kayması devrenin kararlılığını bozar. Her iki devrede de uygun çalışma noktasını bulma, grafik yoldan çok, bir "kes-ve-dene" süreciyle daha rahat yapılır. Bu işe V_{gs} geçit öngerilimi için uygun bir değer seçimiyle başlanır ve sonra akıtıcı belirtgenlerinden I_d belirlenir. İlk belirlemeyle karşılaştırmak için bu değer öngerilimleme belirtgeninden Denk.(6-6) yardımıyla V_{gs} yi hesaplamada kullanılır. Eğer ikisi uyuyorsa çalışma noktası bulunmuş olur; uyuyuyorsa yeniden

bir kararlar V_{gs} alınır ve olay yinelenir. Çoğu zaman böyle iki ya da üç deneme uygun bir ayarına ulaşmak için yeterlidir.



Şekil 6-4 Kaynak-öngerilimli yükseltecin çalışma noktası aktarım belirtgenleriyle öngerilimleme doğrusunun kesişme noktasından bulunur.

Kaynak öngerilimli devrelerde kaynağa göre elektrot gerilimlerini ölçmek kolaydır ve özellikle birden fazla transistör bulunduran devrelere gerek görüldüğünde izlenen güvenceli bir yoldur. Ama daha çok kullanışlı olanı, tüm gerilimlerin toprak denen ortak bir noktaya göre ölçülmesidir. Toprak noktasının elektrik bakımından nötr olduğu düşünülür, bu nedenle iki ayrı devre birbirlerine toprak noktalarıyla bağlandığında çalışma sırasında birbirleri üzerine etki yapmazlar. Özel bir devre olan Şek.6—3 de alt giriş ve çıkış uçları ile kaynak direncinin alt ucu toprak noktası olarak kullanılmıştır.

Küçük-İşaret Değişkenleri

Bir AET yükseltecine uygulanan işaretlerin genlikleri, akıttıcı belirtgenlerinin yayıldığı tüm gerilim bölgesi yanında küçük kalır. Bu durumda AET ün çalışması için grafikte analiz işlemi doğru değildir, çünkü akıttıcı belirtgenleri yeterli kesinlikle verilmemiştir. Daha doyurucu bir süreç AET yerine eşdeğer devresini yerleştirerek alışılmış devre analiziyle yapılabilir. Grafik olarak çalışma noktasının belirlenmesinden sonra küçük işaretlerin çalışma nokta-

sında neden olduğu küçük kaymalar AET ün doğrusal bir aygıt olduğu varsayımıyla hesaplanır. Akıtıcı belirtgenlerine göre, akıtıcı akımı, geçit ve akıtıcı geriliminin her ikisine de bağlıdır. Bundan ötürü çalışma noktası yakınında akıtıcı akımındaki küçük bir ΔI_d değişimi

$$\Delta I_d = k_1 \Delta V_{gs} + k_2 \Delta V_{ds} \quad (6-7)$$

olarak yazılabilir. Burada ΔV_{gs} ve ΔV_{ds} elektrot gerilimlerindeki küçük değişimler, k_1 ve k_2 ise sabitlerdir.

$\Delta I_d / \Delta V_{ds}$ oranı, *akıtıcı direnci* denen eşdeğer direncin tersine özdeşlenebilir,

$$\frac{1}{r_d} = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{ds}} \quad (6-8)$$

Buna benzer biçimde $\Delta I_d / \Delta V_{gs}$ oranı da geçit devresindeki gerilim değişmesi sonucu akıtıcı akımındaki değişimi verir. Bu nicelik iletkenlik boyutundadır ve *karşılıklı aktarım-iletkenliği* adını alır,

$$g_m = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}} \quad (6-9)$$

ile gösterilir. Akıtıcı akımındaki toplam değişim Denk.(6-7), (6-8) ve (6-9) dan

$$\Delta I_d = g_m \Delta V_{gs} + \frac{1}{r_d} \Delta V_{ds} \quad (6-10)$$

olarak bulunur.

Şimdi çalışma noktası etrafındaki küçük sapmaların a.a. işaretleri olduğunu varsayınız, bu durumda Denk.(6-10)

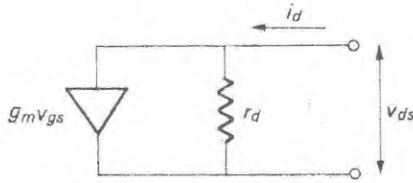
$$i_d = g_m V_{gs} + \frac{1}{r_d} V_{ds} \quad (6-11)$$

biçimine dönüşür. Bu eşitlik, Şek.6-5 de görülen paralel dirençli bir akım üretici için devre denklemi olarak düşünülebilir ve şekildeki üst noktadaki akımların toplamı doğrudan Denk.(6-11) i verir. Şekil 6-5, AET ün *a.a. eşdeğer devresidir*. Bunun, Böl.1 de tartışılan Norton eşdeğer devre düzenlenişinde olduğuna dikkat ediniz. Bu durum, AET ün akıtıcı belirtgenlerinin sabit akım özellikleri ile uyumludur.

Karşılıklı aktarım-iletkenliği ve akıtıcı direncine AET ün *küçük işaret değişkenleri* denir. Karşılıklı aktarım-iletkenliği, aktarım-belirtgeninin çalışma noktasındaki eğimidir. Akıtıcı direnci ise çalışma noktasındaki akıtıcı belirtgeninin eğiminin tersidir. Çizelge 6-1 de verilen özel küçük işaret değişkenleri çeşitli AET lerin karşılaştırılabilir olduğunu göstermektedir. Bunun yanında uygun AET kurgusu seçimiyle daha geniş bölgede değişken değerlerine ulaşılabilir. AET doğrusal olmayan bir aygıt olduğundan küçük işaret değişkenlerinin

büyüklüğü aslında d.a. akıttıcı akımına da bağlıdır, Şek.6-6. Bu nedenle çoğu zaman g_m ve r_d nin çalışma noktasında grafik yolu ile bulunan değerlerini hesaba katmalıyız. Şekil 6-6 ya göre çalışma noktasının seçimiyle küçük işaret değişkenlerinde göze çarpan değişiklikler elde edilebilir. Bu durum özel çalışma gerektiren AET devreleri kurgusu yapmakta önemlidir.

A.a. eşdeğer devre yöntemiyle Şek.6-3 deki basit AET yükseltecini çözümlmek öğretici olacaktır. Şekil 6-5 e göre, yükseltecin eşdeğer devresi Şek. 6-7a da olduğu gibi AET yerine paralel dirençli bir sabit-akım üretici yerleştirilmekle elde edilir. Geçit ucunun, eşdeğer devrenin geri kalanına bağlanmadığına dikkat ediniz. Bu, ters-öngerilimli geçit eklemının çok büyük giriş dirençli olmasının bir sonucudur. Bununla birlikte bu devrede geçit-eklem sığası önemsizdir ve bu durum yalnızca bu sığasal reaktansın önemsiz olduğu alçak frekanslarda doğrudur. Bu konu Böl.7 de daha geniş olarak incelenecektir.



Şekil 6-5. AET'nin a.a. eşdeğer devresi.

Çizelge 6-1. AET Küçük işaret değişkenleri

Tipi	g_m 10^{-6} mho	r_d, Ω
2N5484 n-kanallı AET	2000	50 000
2N5268 p-kanallı AET	1700	15 000
2N3797 n-kanallı MOYAET (boşahıcı)	2300	40 000
3N157 p-kanallı MOYAET (artırıcı)	2000	17 000

Benzer biçimde, çoğu zaman çiftlenim kondansatörleri sığasal reaktansları ve kaynak yan-geçit sığaları da ilgilenilen frekanslarda önemsizdir. Bu bizi Şek.6-7b de görülen basitleştirilmiş eşdeğer devreye götürür. Bu yaklaşımların yapılmasına rağmen Şek.6-7b deki devre birçok amaçlar için gerçek yükseltecin yararlı bir temsili olabilir.

Çıkış işareti, akıttıcı direnci ve yük direncinin paralel bağlanmasından elde edilen direnç üzerindeki gerilim düşmesi olarak yazılabilir,

$$v_o = - g_m v_{gs} \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} \quad (6-12)$$

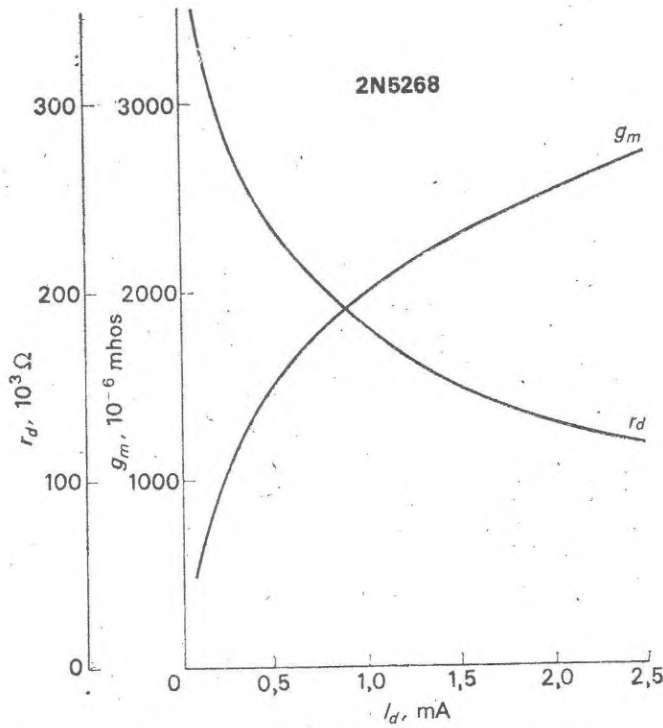
çıkış işaretinin giriş işaretine oranına yükseltecin *kazanç* denir ve kazanç

$$a = \frac{v_o}{v_i} = -g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} \quad (6-13)$$

ile verilir. Çoğu hallerde akıtıcı direnci yük direncinden oldukça büyüktür, bu durumda Denk. (6-13) deki kazanç

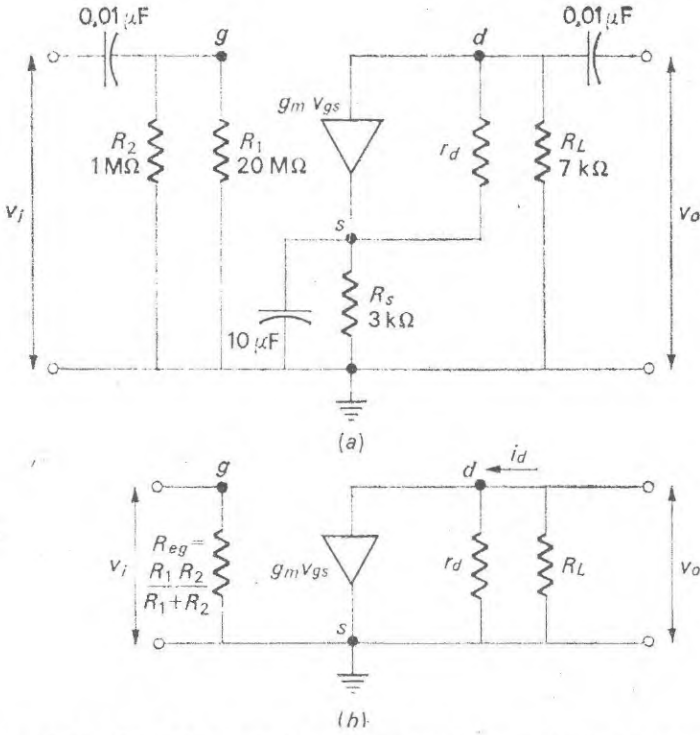
$$a = -g_m R_L \quad (6-14)$$

biçimine indirgenir.



Şekil 6-6 2N5268 tipi p-kanallı AET'ün küçük-ışaret değişkenlerinin akıtıcı akımıyla değişimi.

Çizelge 6-1 e göre $7000 \times 2000 \times 10^{-6} = 14$ e yakın bir kazançla ulaşılabilir. Daha kesin bir değer, karşılıklı aktarım-iletkenliğinin çalışma noktasındaki gerçek değerinin belirlenmesinden sonra hesaplanır. Daha önce tartışıldığı gibi Denk.(6-14) deki eksi işareti giriş ve çıkış işaretleri arasındaki 180° lik faz kaymasını belirtmektedir. AET lü yükseltecin önemli bir özelliği de temel olarak Şek. 6-7b deki R_{e_s} e eşit olan büyük giriş impedansına sahip olmasıdır. Çıkış impedansı da ilgi çekicidir, bu impedans Denk.(6-14) e ulaşırken varsayıldığı gibi akıtıcı direnci büyük olduğu sürece yük direncine eşit olur.



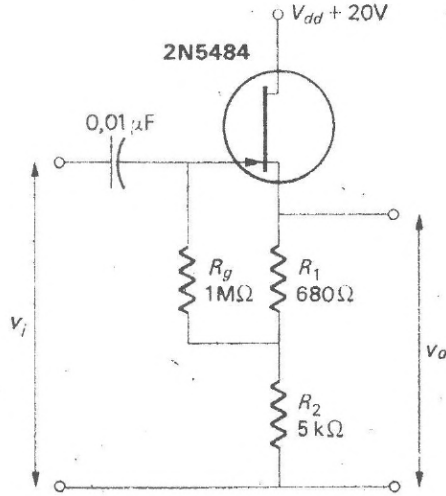
Şekil 6-7. (a) Şekil 6-3 deki AET'li yükseltecin a.a. eşdeğer devresi ve (b) sıgasal reaktansların önemsiz sayılmasıyla değiştirilmiş biçimi.

AET'LÜ YÜKSELTEÇLER

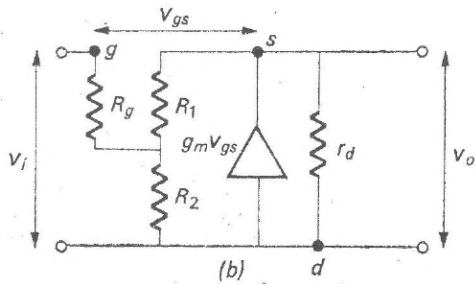
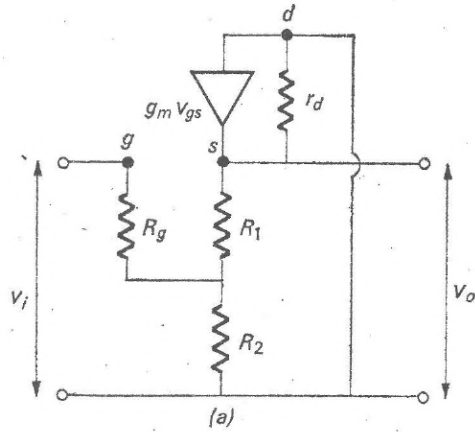
Kaynak İzleyici

A.a. işaretleriyle ilgilenildiğinde basit bir AET lü yükselteç devresinde kaynak, giriş ve çıkış uçlarıyla ortaklanır. Bu en çok kullanılan bir kurgudur ve ara sıra *kaynağı topraklı bağlantı* adıyla da anılır. Başka bir düzenleme de *akıtcısı-topraklı* yükselteçtir, Şek.6-8. Akıtcıya yük direnci konmamıştır ve çıkış işareti kaynak direnci üzerinden alınmıştır. A.a. işaretleri kullanıldığı sürece bu düzenlemede akıtcının giriş ve çıkış devreleriyle ortak ve toprak geriliminde olduğuna dikkat ediniz. Bununla birlikte akıtcı, kaynak ve toprağa göre bir d.a. geriliminde kahr. Geçit öngerilimi R_L üzerinden verilir ve çalışma noktası da kaynağı-topraklı yükselteçlerde olduğu gibi bulunur. Bu devrede, kaynaktaki çıkış işareti geçitteki giriş işaretini çok yakından izlediği için bu devreye genellikle *kaynak izleyici* denir.

Kaynak izleyicinin eşdeğer devresi Şek.6-9a da görülmektedir. Bunu Şek.6-8 ile karşılaştırınız. Şekil 6-9b de ise eşdeğer devre daha açık bir biçim-



Şekil 6-8. AET lü kaynak-izleyici yükselteç.



Şekil 6-9. (a) Kaynak-izleyici yükseltecin eşdeğer devresi ve (b) aynı devrenin yeniden düzenlenmiş biçimi.

de çizilmiştir. Çıkış işareti, seri R_1 , R_2 ile bunlara paralel bağlı r_d dirençlerinin birleşiminin uçları arasındaki gerilim düşmesi olarak verilir.

$$v_o = g_m v_{gs} \frac{r_d (R_1 + R_2)}{r_d + R_1 + R_2} = g_m v_{gs} R_2 \quad (6-15)$$

Denklem (6-15) de yapılan yaklaşıklık R_2 direnci R_1 den çok büyük ve akıttıcı direnci de $R_1 + R_2$ den büyük olduğu sürece geçerlidir. Devreden

$$v_{gs} = v_i - g_m v_{gs} R_2 \quad (6-16)$$

olduğu görülmektedir. Burada da r_d nin $R_1 + R_2$ yanında büyük olduğu varsayımı yapılmıştır. Denklem (6-16) dan v_{gs} çözülür Denk.(6-15) de kullanılırsa

$$v_o = g_m R_2 \frac{v_i}{1 + g_m R_2} = \frac{g_m R_2}{1 + g_m R_2} v_i \cong v_i \quad (6-17)$$

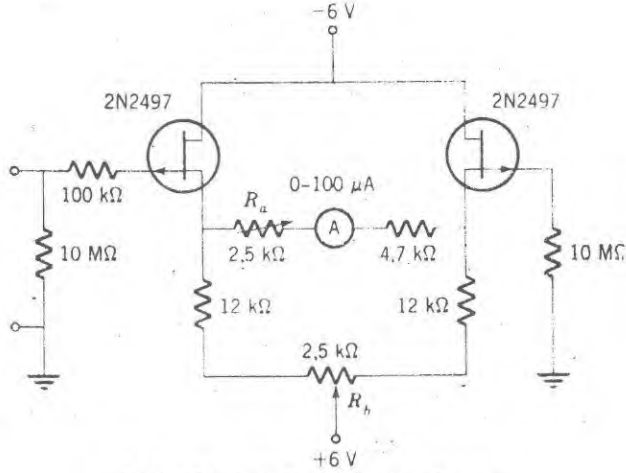
bulunur. Burada da çoğu kez yapıldığı gibi $g_m R_2 \gg 1$ yaklaşıklığı yapılmıştır.

Denklem (6-17) ye göre kaynaktaki çıkış işareti geçitteki giriş işaretine eşittir. Bu da kurgunun *kaynak izleyici* olarak adlandırılmasına uygundur. Devrenin gerilim kazancı bire eşit olmasına rağmen güç kazancı büyüktür. Bunun böyle olmasının nedeni kaynak geriliminin giriş gerilimini daha küçük dirençli bir devrede yinlemesidir. A.a. işaret gücü işaret geriliminin karesinin dirence oranı olduğundan güç yükselmesi büyüktür ve bu devreler yük direncine oldukça büyük güç aktarabilir.

Çıkış gerilimi giriş devresinde de bulunduğundan ve çıkış işareti giriş işaretine karşı olduğundan kaynak izleyicinin etkin giriş impedansı çok büyüktür. Bu giriş direncinin R_g den daha büyük olduğunu söyleyebiliriz. Benzer bir düşünce devrenin etkin çıkış impedansının çok küçük olacağı sonucuna götürür. Burada da etkin çıkış impedansının $R_1 + R_2$ den daha küçük olduğunu söyleyebiliriz. Bu durumda kaynak izleyici büyük giriş impedansı ve küçük çıkış impedansı olan bir impedans-denkleştirici yükselteçtir. Bu nedenle çok katlı yükselteç devrelerinin giriş ve çıkışında oldukça kullanışlı bir aygıttır. Bu özellik Böl.8 de daha nicel olarak açıklanacaktır. Buna ek olarak Denk.(6-17), yaklaşıklıkların olması için akıttıcı direncinin ve karşılıklı aktarım-iletkenliğinin yeteri kadar büyük olduğu sürece, devrenin çalışmasının devre değişkenlerinin ya da AET ün küçük işaret değişkenlerinin değişiminden etkilenmeyeceğini göstermektedir.

AET lü Voltmetre

AET ün yükseltme ve büyük giriş impedanslı olması özelliklerinden yararlanarak bunu standard bir d'Arsonval miliampermetreye bağlamakla duyarlı bir elektronik voltmetre yapabiliriz. Çok kullanılan bir örnek devre Şek.6-10 da görülmektedir. Bu devre, kaynak uçları arasına bağlı bir gösterge ile bir



Şekil 6-10. AET lü elektronik voltmetre.

dengeli kaynak-izleyici yükselticiden oluşmaktadır. Geçitlerden birisi kullanılmaz ve toprağa bağlanır, öteki ise bilinmeyen gerilime bağlanır. *n*-kanallı elemanlarla da eşdeğer bir voltmetre yapmak mümkündür ama Şek.6-10 da *p*-kanallı AET lerin kullanıldığına dikkat ediniz. Kaynak izleyici büyük giriş ve küçük çıkış impedanslarını içerdiğinden bu devre özellikle voltmetre yapımında kullanışlıdır.

Bu dengelenmiş devre, her bir AET içine durgun akımların sıfır olmamasına rağmen giriş işareti sıfır iken sıfır sapma verecek uygun d'Arsonval metre bağlantısı mümkündür. Bundan başka devre simetrisi eskimiş bileşenlerin değişmesine karşı da işlerliğini kararlı durumda korur. Devreye, her iki koldaki kaynak dirençleriyle birlikte her bir kolda AET içeren bir köprü gibi bakılabilir. Geçide uygulanan d.a. AET ün direncini değiştirir ve köprünün dengesini bozar. Devre, bildiğiniz eşdeğer devre yöntemi kullanılarak çözümlenebilir.

Göstergeyle seri durumda bulunan ayarlanabilir R_a direnci bir ayarlama direncidir. R_b gerilim bölücü ise denge ayarı içindir; AET ler ya da öteki bileşenlerdeki simetri bozukluğunu düzeltir. Devre, sıfır gerilimin uygulanması durumunda gösterge sıfır akımı gösterecek biçimde R_b ile ayarlanır.

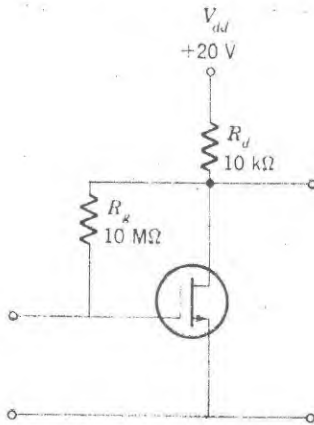
Birçok VOM devrelerinde olduğu gibi ticari aygıtlarda geniş ölçü alanı elde etmek için giriş geçidine çoğaltıcı-dirençler bağlanır. Daha çok duyarlı olması için elektronik aygıtların direnç değerleri daha büyük alınır. İlginç bir özellik de göstergeye zarar vermeyecek biçimde olan maksimum gösterge akımıdır. Bu akım AET lerden biri tümünden kesilime gittiği zaman ortaya çıkar. Bundan ötürü giriş, tam-ölçek değerini aşacak büyüklükte bir gerilim kaynağına farkında olmadan bağlansa bile göstergenin hareketliliği bozulmaz.

Standard aygıtlar, daha önceki bölümlerde tartışılan diyod doğrultucu devrelerini içinde bulundurarak a.a. ölçülerini de yaparlar. Kaynak izleyicinin giriş impedansının büyük olması doğrultucu devrenin çıkışını ölçmeyi elverişli kılar. A.a. ve d.a. gerilimleri yanında Böl. I de tartışılan ohmetre devreleri yardımıyla dirençleri de ölçen aygıtlar yapılmıştır. Bunlarda gösterici olarak AET lü voltmetre kullanılır ve çok geniş bir çalışma bölgesine izin verir. Örneğin 1Ω dan $100 \text{ M}\Omega$ a kadar bilinmeyen dirençleri ölçebilen aygıtlar oldukça ucuza yapılabilir. Bu tip devrelerin ikili triyod içeren ilk çeşitlerine *vakum tüplü voltmetre* ya da VTVM denir.

MOYAET lü Yükselteçler

MOYAET lü yükselteçlerin devre düzenlenişleri eklem AET lerinine oldukça benzemektedir. Bu, özellikle boşaltıcı MOYAET hallerinde böyledir, çünkü bunun geçit öngerilimi kutupluluğu AET ünkiyle aynıdır. Benzet devreler artırıcı MOYAET lere de uygulanır, yalnız bu halde devre değişkenleri geçit öngerilimi akıtıcıyla aynı işarette olacak ve genliği de geçitin eşik gerilimini aşacak biçimde olmalıdır.

Artırıcı MOYAET ün özellikleri birçok uygulamalarda elverişli olan ve Şek. 6-11 de görülen basit yükselteç devresinin yapılması mümkündür. Geçit öngerilimi, geçidin büyük bir direnç yoluyla akıtıcıya bağlanmasıyla elde edilir. Çalışma noktası, yük doğrusu üzerinde d.a. akıtıcı geriliminin d.a. geçit gerilimine eşit olduğu yerde seçilir. A.a. eşdeğer devreleriyle bundan sonra yapılacak devre çözümlemesi oldukça kolaydır.



Şekil 6-11. Basit bir artırıcı MOYAET'li yükselteç.

Çalışma noktasının dış değişimlere karşı kararlılığını korumak için geçidi öngerilimleme direnci, akıtıcıyı öngerilimleyen kaynaktan çok akıtıcıya bağlanır. Örneğin eğer ekıtıcı akımı biraz düşerse akıtıcının yük direnci üzerindeki

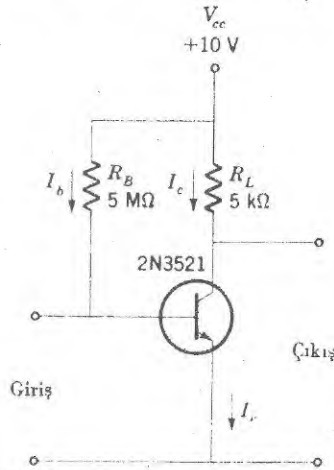
gerilim de düşer. Bu akıttıcı akımını esas değerine çevirme eğiliminde olan geçit öngerilimini artırır. Bu kararlılık, alışılmış kaynak öngerilimi düzenlenişinde akıttıcı öngerilim direnciyle başarılan benzemektedir.

Akıttıcı devresinden gelen işaret gerilimi geçit öngerilim direnci üzerinden girişe döner. Bu istenmeyen durum çoğunlukla önemsizdir, çünkü işaret kaynaklarının impedansı, çok büyük geçit öngerilim direnci yanında küçük kalır ve bundan ötürü giriş devresinde görülen akıttıcı işaretleri küçülür.

EKLEM-TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇ

Öngerilim Devreleri

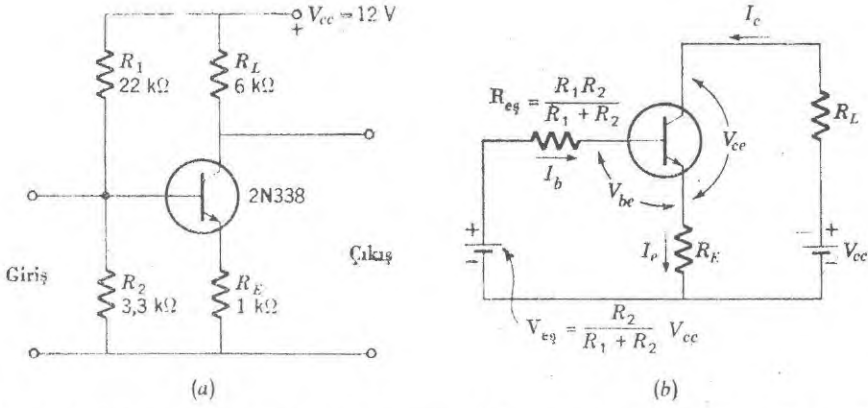
Bir transistörün yayıcı eklemi doğru öngerilim ve toplayıcı eklemi ters öngerilim ister. Şekil 6-12 deki yayıcısı-topraklı basit yükselteci düşününüz, burada taban önbesleme akımı R_B direnciyle sağlanmaktadır. Yayıcı eklemin doğru yön direnci çok küçük olduğundan, taban akımı V_{cc}/R_B ile verilir.



Şekil 6-12. Yayıcısı-topraklı basit bir yükselteç.

Toplayıcı akımın yaklaşık değeri βI_b olduğundan böylece çalışma noktası tam olarak belirlenmiş olur. Akım kazancı çalışma noktasına bağlı olduğundan Şek. 5-12 deki gibi uygun toplayıcı belirtgenleri üzerine R_L ye karşılık gelen yük doğrusunun çizilmesi daha doğru olur. $I_b = V_{cc} / R_B$ için taban akımı eğrisiyle yük doğrusunun kesişme noktası çalışma noktasıdır.

Bu basit önbesleme devresi genel olarak doyurucu değildir, çünkü çalışma noktası sıcaklıkla şiddetli bir biçimde kayar. Yüksek bir sıcaklıktaki toplayıcı belirtgenlerinin, Şek. 5-13 oda sıcaklığındakilerle, Şek. 5-12 karşılaştırılması daha yüksek sıcaklıklarda daha büyük toplayıcı akımının var olacağını göster-



Şekil 6-13. (a) Pratik transistör öngerilimleme devresi, 2N338 tipi npn transistörü kullanıldığına dikkat edin. Eğer V_{cc} nin kutupluluğu ters çevrilirse devre eşdeğer olarak pnp tipine de uygulanır, (b) çalışma noktasını hesaplamak için d.a. eşdeğer devresi kullanılır.

mektedir. Taban besleme akımı devre tarafından sabitleştirilmiş olduğundan çalışma noktasının transistör belirtgenlerinin kullanışsız bölgesine kayması mümkündür.

En kullanışlı besleme devresi transistörün yayıcı devresine bir direnç bağlamakla elde edilir, Şek. 6-13a. R_E üzerindeki gerilim, yayıcı eklemi ters yönde önbesleme eğilimindedir ve R_1 ve R_2 yi içeren gerilim bölücü taban gerilimini kurar, böylece taban-yayıcı gerilimi doğru yönlü olur. Bu devrede transistör akımındaki bir artış R_E üzerindeki gerilim düşmesini artırır, bu durum tıpkı bir AET ün kaynak öngerilimi durumunda olduğu gibi taban önbesleme akımını zayıflatır.

Durgun çalışma noktası şöyle bulunur: Önce çıkış devresi etrafındaki gerilim eşitliğinden uygun yük doğrusu hesaplanır.

$$I_c = \frac{V_{cc}}{R_E + R_L} - \frac{1}{R_E + R_L} V_{ce} \quad (6-18)$$

Bundan sonra giriş devresi etrafındaki gerilim düşmelerinden öngerilimleme doğrusu türetilir,

$$I_c = \frac{V_{eq}}{R_E} - \frac{R_{eq}}{R_E} I_b - \frac{V_{be}}{R_E} \quad (6-19)$$

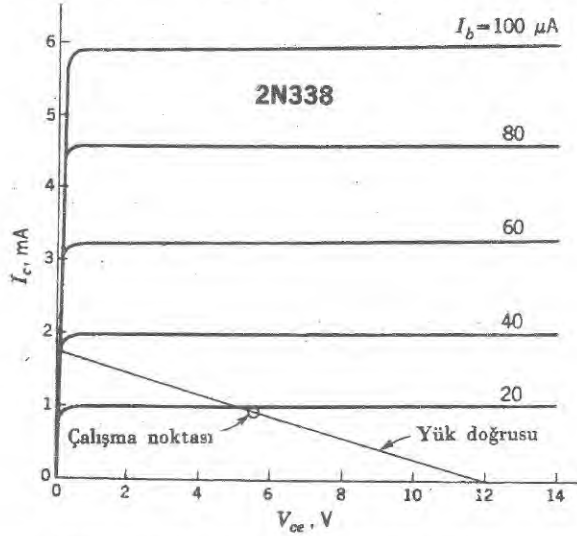
Denklem (6-18) ve (6-19) a ulaşırken basit olsun diye $I_e = I_c$ varsayımını kullandık. Öngerilimleme doğrusu aktarım belirtgeni üzerine çizilebilir ve kesişme noktasından AET halinde olduğu gibi çalışma noktası belirlenir. Gerçekte eklem transistörlerin aktarım belirtgenleri daha doğrusal olduğundan aktarım belirtgenleri için basit bir ifade kullanmak daha kolay olur.

$$I_c = h_{FE} I_b \quad (6-20)$$

Denklem (6-20) deki h_{FE} ye d.a. *akım kazancı* denir. Çoğu zaman yapımında belirlenen bu kazanç herhangi bir durumda toplayıcı belirtgenlerinden doğru-
dan hesaplanabilir. Denklem (6-20) Denk. (6-19) içine yerleştirildiğinde el-
de edilen ifade taban akımı için çözülebilir.

$$I_b = \frac{V_{e\delta} - V_{be}}{R_{e\delta} + h_{FE}R_E} \quad (6-21)$$

I_b ve I_c nin bilinmesiyle Denk. (6-18) den V_{ce} için bir değer hesaplanabilir ve çalışma noktası tam olarak belirlenir. V_{be} nin germanyum için 0,2 V a eşit ve silisyum transistör için 0,6 V a eşit birer sabit olarak düşünülebildiğine dikkat ediniz, bu durum Şek. 4-2 deki *pn* eklemının doğru yön belirtgenlerinden görü-
lebilir. Şekil 6-13 deki yayıcısı-topaklı yükseltecin, bu süreçle bulunan ça-
lışma noktası Şek. 6-14 deki toplayıcı belirtgenleri üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 6-14. Yayıcısı ortak transistörün toplayıcı belirtgenlerini kullanarak Şek. 6-13 devresinin çalışma noktasının bulunması.

Şekil 6-13 deki gibi bir transistörlü yükselteç devresi kurmak için önce istenen çalışma noktasının seçilmesi gereklidir. Bu iş transistör için verilen ya-
pım özelliklerine bakıldıktan sonra en iyi biçimde yapılır. Bundan sona istenen kazanç (bundan sonraki kesime bakın) ve ideal çıkış impedansına uyan R_L seçilir. R_1 ve R_2 den oluşan gerilim bölücünün yükseltmeyi ciddi bir biçimde bağlamaması için $R_{e\delta}$ direnci transistör giriş impedansından 5 ya da 10 çarpanı kadar büyük olmalıdır. Çalışma noktasının kararlılığını sağlamak için yayıcı direnci $R_E \cong R_{e\delta} / 5$ olacak biçimde seçilmelidir. Bundan sonra ge-
rekli d.a. önbesleme gerilimi $V_{ce}, I_c (R_L + R_E) + V_{ce}$ olur. Yukarıda seçilen $R_{e\delta}$ değeriyle birlikte R_1 ve R_2 için aynı zamanda sağlanan eşitliklerle Denk. (6-18) ve Denk. (6-19) kurguyu tamamlar. Bu açık tanımlama, daha önceden

belirlenen alışılmış gerekli şartlarla transistör devre kurgusunun tüm olarak tamamlanmış olmayacağını göstermektedir. Bu nedenle birçok farklı devreler geliştirilmiştir. Bunların her biri, kazanç minimum akım şartı ya da çalışma noktasının kararlılığı gibi ilginç özellikleri geliştirmek için düzenlenmiştir.

T-Eşdeğer Devresi

Bir eklem transistörünün elektriksel belirtgenleri Şek. 6-15 deki gibi bir *T-eşdeğer devresiyle* temsil edilebilir, sözü edilen devre Şek. 5-10 da belirtilen tabanı-topraklı düzenlemeye karşılık gelir. T-eşdeğer devresinde sabit-akım üretici αi_e , toplayıcı-eklem direnci r_c ile paraleldir. Toplayıcı direnci, toplayıcı belirtgen eğrilerinin eğiminin tersidir ve uygulamada 1-10 MΩ mertebesindedir. Yayıcı direnci r_e yayıcı eklemine doğru yön direncidir, 1 mA lik önbesleme akımında yaklaşık 26 Ω kadardır. T-eşdeğer devresindeki taban direnci iki kaynaktan doğar, birincisi taban bölgesinin ohmik direnci (taban çok ince olduğundan ortaya çıkabilir) ikincisi de toplayıcı ve taban arasındaki geribesleme etkisidir. Bu etkinin temeli toplayıcı gerilimle toplayıcı eklemi genişlerken taban genişliğini daraltmasıdır. Bu bileşik etkilerden doğan taban direncinin tipik bir değeri 500 Ω dur.

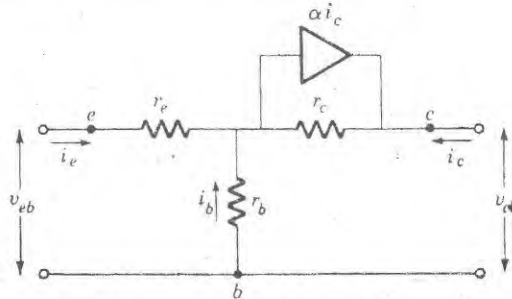
Transistörlerin T-eşdeğer devresi AET ün a.a. eşdeğer devresinde yapıldığı gibi devre çözümlenmesinde kullanılır. T-Eşdeğer devresi özellikle bu iş için uygundur, çünkü bunun değişkenleri transistörün temel fiziksel yapısıyla doğrudan ilgilidir. AET lü durumdan farklı olarak buradaki T-eşdeğer devresinin, giriş ve çıkış arasında doğrudan bir bağlantı bulundurduğuna dikkat ediniz. Bu, çeşitli akım ve gerilimler için Şek. 6-15 deki T-eşdeğer devresinin çözümüyle tam olarak belirlenebilir. Kirchhoff kurallarını kullanarak

$$i_e + i_b + i_c = 0$$

$$v_{eb} = i_e r_e - i_b r_b$$

$$v_{eb} = (\alpha i_e + i_c) r_c - i_b r_b \quad (6-22)$$

yazılabilir. Bu eşitliklerden i_c ve v_{eb} çözümlerse



Şekil 6-15. Transistörün T-eşdeğer devresi.

$$i_c = -\alpha i_e + \frac{1}{r_c} v_{cb} \quad (6-23)$$

$$v_{eb} = [r_e + (1 - \alpha) r_b] i_e + \frac{r_b}{r_c} v_{cb} \quad (6-24)$$

bulunur. Burada $r_c \gg r_b$ yaklaşıklığı yapılmıştır. Böylece AET için bir tek ifade yeterli olduğu halde burada bir transistörün çalışmasını tanımlamak için iki eşitlik gerekli olmaktadır. Gerçekte Denk. (6-23) bir AET için yazılan ifadeye çok benzemektedir ve Denk.(6-11) ile karşılaştırılmalıdır. Öteki bağıntı, Denk. (6-24), giriş geriliminin, giriş akımı i_e ye olduğu kadar çıkış gerilimi v_{cb} ye de bağlı olduğunu göstermektedir. Bu, bir transistörün giriş ve çıkışı arasındaki bağlantının doğrudan bir sonucudur.

Melez Parametreler

T-eşdeğer devresi transistörün çalışmasının doyurucu bir temsili olmasına rağmen devrenin çeşitli direnç değişkenlerinin transistörler üzerinden doğrudan ölçümle belirlenmesi oldukça zordur. Bu nedenle bir eşdeğer devre, daha çok devre çözümlenmesinde kullanılmakta olup *melez parametreler* denen değişkenleri içerir. Bu temsil Denk. (6-23) ve Denk. (6-24) ü

$$i_c = h_{fb} i_e + h_{ob} v_{cb} \quad (6-25)$$

$$v_{eb} = h_{ib} i_e + h_{rb} v_{cb} \quad (6-26)$$

biçiminde yazarak belirlenebilir. Eşitlik içindeki h lar melez parametrelerdir. h -parametrelerindeki altındisler i , giriş; r , ters; f , doğru; o , çıkış anlamındadır. Bunların böyle olduğu Denk. (6-25) ve (6-26) daki her katsayının anlamının incelenmesiyle anlaşılabilir. b altinidisi bu eşitliklerin ortak tabanlı düzenleniş için çıkarıldığını göstermektedir. Bu gösterim aşağıda tartışılan ortak-yayıcılı ve ortak-toplayıcılı bağlantılar için olan değişkenlerden bu durumdakinini ayırır. Altindis gösterimlerinin bir özeti Çizelge 6-2 de verilmiştir.

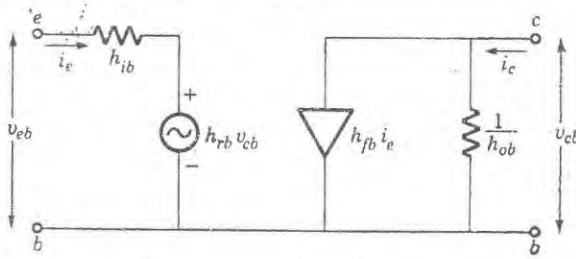
Çizelge 6-2 h parametleri için altindis gösterimi

Altindis	Anlamı
i	giriş değişkenleri
r	ters değişken
f	doğru değişken
o	çıkış değişkeni
e	ortak yayıcı
b	ortak taban
c	ortak toplayıcı

Denklem (6-26) ya göre, toplayıcının toprağa kısa devre yapılması ve bu yüzden $v_{cb} = 0$ olması halinde h_{ib} yi yayıcı-taban geriliminin yayıcı akımına oranı olan v_{eb} / i_e den hesaplamak mümkündür. Benzer biçimde toplayıcı aki-

mının yayıcı akımına oranı, i_c / i_e , toplayıcının kısa devre yapılması ve Denk. (6-25) in kullanılması h_{fb} yi verir. Yayıcı açık-devre yani $i_e = 0$ yapıldığında $h_{rb} = v_{eb} / v_{cb}$ ve $h_{ob} = i_c / v_{cb}$ olur. $v_{cb} = 0$ ve $i_e = 0$ şartlarının a.a. işaretleri ile ilgili olduklarına dikkat edin, d.a. gerilimleri transistörün özel çalışma noktasında tutulur. Transistörün küçük yayıcı direnci ve büyük toplayıcı direnci nedeniyle istenen d.a. gerilimlerinde tutulmakta iken a.a. işaretleri için kısa devre toplayıcı ya da açık-devre yayıcı durumuna ulaşmak özellikle kolaydır. Bu yolla küçük işaret h parametreleri a.a. köprü tekniği kullanarak ölçülebilir. Melez parametrelerin büyük üstünlüğü bunların kolaylıkla doğrudan ölçülmesi olgusundandır.

Tabanı-topraklı düzenlenişin melez eşdeğer devre temsili Denk. (6-25) ve (6-26) nın incelenmesiyle hesaplandığından Şek. 6-16 da verilmiştir. Kirchhoff kuralı giriş ilmeğine uygulanırsa doğrudan Denk. (6-26) elde edilir. Çıkış ilmeği etrafındaki gerilim eşitliği ise



Şekil 6-16. Tabanı-topraklı melez eşdeğer devre.

$$v_{cb} = \frac{1}{h_{ob}} (i_c - h_{fb} i_e) \quad (6-27)$$

verir. Bu eşitlikten i_c çözümlerse Denk. (6-25) bulunur. Bundan ötürü melez eşdeğer devre, Denk. (6-25) ve (6-26) ile verildiği üzere transistörün çalışmasını temsil etmektedir. Bu eşitlikler transistör yapısındaki pn eklemiyle ilgili temel olaylar üzerine kurulur.

T-eşdeğeriyle karşılaştırıldığında melez eşdeğer devresinde giriş ve çıkış arasındaki doğrudan bağlantı hemen görülecek biçimde açık değildir. Bununla birlikte giriş devresindeki $h_{rb} v_{cb}$ gerilim üreticinin toplayıcı-taban gerilimini içerdiğine ve çıkıştaki $h_{fb} i_e$ akım üreticinin yayıcı akımını içerdiğine dikkat ediniz. Bu durumda giriş ve çıkış devreleri gerçekten çiftlenimlidir. Denk. (6-16) ya göre h_{rb} ve h_{fb} basit sayılar olduğu halde h_{ib} bir direnci, h_{ob} ise bir iletkenliği göstermektedir. Bu nicelikler farklı fiziksel nicelikleri gösterirler ve bundan ötürü melez parametreler adını alırlar. Melez parametreler ile T-eşdeğer değişkenleri arasındaki bağıntı Denk. (6-25) ile (6-23) ve Denk. (6-26) ile (6-24) ün karşılaştırılmasından doğrudan bulunur. Bu bağıntılar değişkenlerin seçkin nicel değerleriyle birlikte Çizelge 6-3 de özetlenmiştir.

Çizelge 6-3. Transistör değişkenleri arasındaki bağıntılar

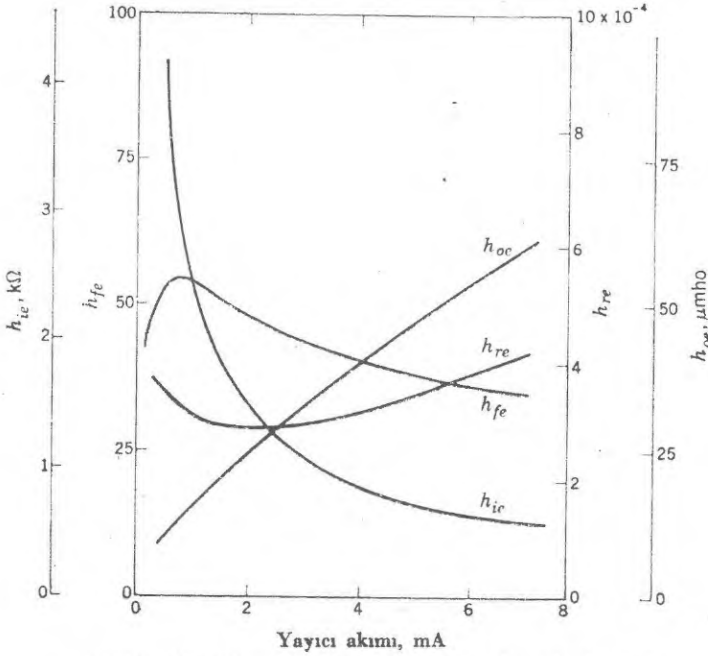
	Ortak yayıcı	Ortak taban	Ortak toplayıcı	T-eşdeğeri
Ortak yayıcı	$h_e = 1400 \text{ ohm}$	$h_{ib}/(1+h_{fb})$	h_{ic}	$r_b + r_c/(1-\alpha)$
	$h_{re} = 3,4 \times 10^{-4}$	$h_{ib}h_{ob}/(1+h_{fb}) - h_{rb}$	$1-h_{rc}$	$r_e/(1-\alpha)r_c$
	$h_{fe} = 44$	$-h_{fb}/(1+h_{fb})$	$-(1+h_{fc})$	$\alpha/(1-\alpha)$
	$h_{oe} = 27 \times 10^{-6} \text{ mho}$	$h_{ob}/(1+h_{fb})$	h_{oc}	$1/(1-\alpha)r_c$
Ortak taban	$h_{ib} = h_{ie}/(1+h_{fe})$	31 ohm	$-h_{ic}/h_{fc}$	$r_c + (1-\alpha)r_b$
	$h_{rb} = h_{ie}h_{oe}/(1+h_{fe}) - h_{re}$	5×10^{-4}	$h_{rc} - 1 - h_{ic}h_{oc}/h_{fc}$	r_b/r_c
	$h_{fb} = -h_{fe}/(1+h_{fe})$	-0,98	$-(1+h_{fc})/h_{fc}$	$-\alpha$
	$h_{ob} = h_{oe}/(1+h_{fe})$	$0,6 \times 10^{-6} \text{ mho}$	$-h_{oc}/h_{fc}$	$1/r_c$
Ortak toplayıcı	$h_{ic} = h_{ie}$	$h_{ib}/(1+h_{fb})$	1400 ohm	$r_b + r_c/(1-\alpha)$
	$h_{rc} = 1 - h_{re}$	1	1,0	$1 - r_e/(1-\alpha)r_c$
	$h_{fc} = -(1+h_{fe})$	$-1/(1+h_{fb})$	-45	$-1/(1-\alpha)$
	$h_{oc} = h_{oe}$	$h_{ob}/(1+h_{fb})$	$27 \times 10^{-6} \text{ mho}$	$1/(1-\alpha)r_c$
T-eşdeğer	$\alpha = h_{fe}/(1+h_{fe})$	$-h_{fb}$	$(1+h_{fc})/h_{fc}$	0,98
	$r_c = (h_{fe} + 1)/h_{oe}$	$(1-h_{rb})/h_{ob}$	$-h_{fc}/h_{oc}$	$1,7 \times 10^6 \text{ ohm}$
	$r_e = h_{re}/h_{oe}$	$h_{ib} - (1+h_{fb})h_{rb}/h_{ob}$	$(1-h_{rc})/h_{oc}$	13 ohm
	$r_b = h_{ie} - h_{re}(1+h_{fe})/h_{oe}$	h_{rb}/h_{ob}	$h_{ic} + h_{fc}(1-h_{rc})/h_{oc}$	830 ohm

Ortak-yayıcılı düzenleniş ortak-tabanlı devreden daha çok kullanılır. Ortak-tabanlı düzenleniş ortak-yayıcılı durumuna uygulamak için uygun eş-değer devreyi yeniden düzenlemek mümkün olmakla birlikte eşdeğer devrenin aynı biçimini kullanmak ve ortak-yayıcılı düzenleme için değişkenler uydurmak daha kolaydır. Yayıcısı-topraklı h parametreleriyle tabanı topraklı devreninkiler arasındaki bağıntılar bundan sonraki bölümde geliştirilmektedir.

h parametreleri özel transistör tiplerine bağlı olduğu kadar transistörün d.a. çalışma noktasına da bağlıdır. Yayıcısı-topraklı ya da tabanı topraklı düzenlemeler için h parametrelerini transistör veri sayfalarından alıp kullanmak genellikle kullanışlı bir yoldur. Çizelge-6-3 deki bağıntılar gerekecek başka parametrelerini hesaplamak için kullanılabilir. Ayrıca parametrelerin çalışma noktasıyla değişimi belirlenir ve böylece verilen değerine uygun düzeltmeler uygulanabilir.

Ortak-yayıcılı h parametrelerinin belirlenen değerleri ve bunların yayıcı akımıyla değişimi Şek. 6-17 de verilmektedir. Doğru yön akım kazancı h_{fe} ve ters gerilim yükseltme çarpanı h_{re} nin akla yakın bir biçimde sabit olduğuna, bunun yanında giriş direnci h_{ie} ve çıkış iletkenliği h_{oe} nin belirgin bir biçimde değiştiğine dikkat ediniz.

Transistör niteliğini daha duyarlı olarak veren iki nicelik yayıcı-toplayıcı akım kazancı h_{fe} ve tabanı topraklı çıkış iletkenliği h_{ob} dir. Maksimum yükseltmeye ulaşmak için büyük değerli akım kazancı istenir. h_{fe} ve β nin aynı nicelik için kullanılan daha önce belirlenmiş iki genel simge olduğuna dikkat ediniz. Çıkış direncinin büyük ve geri besleme etkisinin küçük olması için h_{ob} nin küçük değerleri istenir. h_{ob} nin küçük değeri, toplayıcı direncinin büyük de-



Şekil 6-17. Melez parametrelerinin yayıcı akımıyla değişimi.

ğerli olduğunu gösterir (Çizelge 6-3 ile karşılaştır). Böylece başlıca h_{fe} ve h_{ob} gibi iki önemli değişken yayıcı eklemının, taban bölgesinin ve toplayıcı eklemının niteliklerini gösterir.

EKLEM-TRANSİSTÖRLÜ DEVRELER

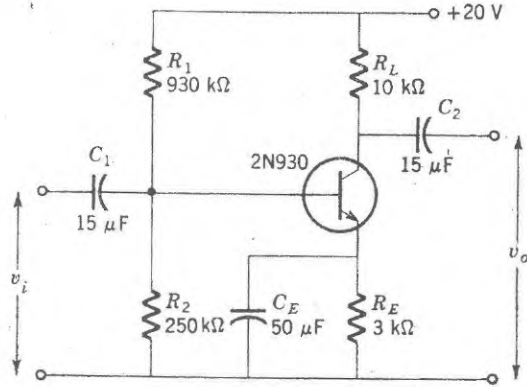
Ortak Tabanlı

npn transistörü kullanılarak yapılan pratik bir ortak-yayıcılı yükseltcecın tam devresi Şek.6-18 de görülmektedir. Giriş ve çıkış çiftlenim kondansatörleri C_1 ve C_2 a.a. işaretlerini geçirir ve transistörün d.a. çalışma noktasının kaynak ve yük şartlarından bağımsız olmasını garantiler. Yayıcı yan-geçit kondansatörü C_E , yayıcı öngerilim direnci R_E yi a.a. işaretleri için kısa devre yapar.

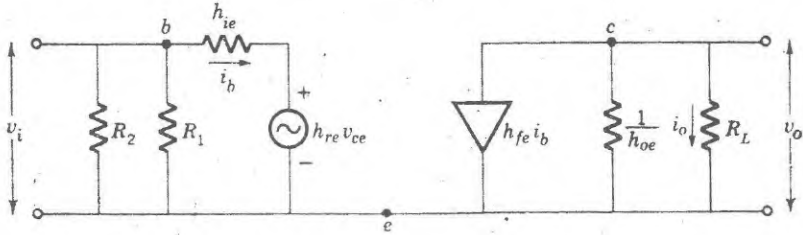
Şekil 6-18 in sözü edilen üç kondansatörün reaktansını önemsiz varsayarak düzenlenen melez eşdeğer devresi Şek. 6-19 da görülmektedir. Bunun tabanı topraklı düzenlemeyle aynı biçimde olduğuna dikkat ediniz, Şek. 6-16. Yayıcısı topraklı ile tabanı-topraklının h parametreleri arasındaki bağıntı Şek.6-19 için yazılan devre denklemlerinden elde edilir,

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} \quad (6-28)$$

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \quad (6-29)$$



Şekil 6-18. 2N 930 tipi npn transistör kullanarak yapılan paratik bir ortak-yayıcılı yükselteç.



Şekil 6-19. Şekil 6-18 deki yükseltecin melez eşdeğer devresi.

buradaki h parametrelerinin altındisleri Çizelge 6-2 den alınmıştır. Tabanı-topraklı düzenlenişe karşılık gelen bağıntılar yani Denk.(6-25) ve (6-26), her düzenlemeye uygulanabilen

$$v_{be} + v_{ec} + v_{cb} = 0 \quad (6-30)$$

$$i_b + i_e + i_c = 0 \quad (6-31)$$

genel bağıntılar yardımıyla yukarıdaki biçime sokulabilir. i_e ve v_{cb} den kurtulmak için Denk.(6-30) ve (6-31) kullanılarak Denk.(6-25) ve (6-26)

$$i_c = \frac{-h_{fb}}{1 + h_{fb}} i_b + \frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}} v_{ce} \quad (6-32)$$

$$v_{be} = \frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}} i_b + \left(\frac{h_{ib} h_{ob}}{1 + h_{fb}} - h_{rb} \right) v_{ce} \quad (6-33)$$

biçiminde yazılabilir. Denklem (6-32) ve (6-33) e ulaşılrken h_{rb} ve h_{ob} nin küçük oldukları gerçeği kullanılmıştır. Bu denklemlerin (6-28) ve (6-29) ile karşılaştırılması Şek.6-19 daki devrenin geçerliliğini ortaya koyar ve aynı zamanda ortak-yayıcılının h parametreleriyle ortak-tabanlının h parametreleri arasındaki bağıntıları verir. Bu bağıntılar Çizelge 6-3 de daha önce özetlenmişti.

Yayıcısı topraklı yükseltcecın çalışması eşdeğer devre analizi ile şimdi yapacağımız gibi incelenir. Çıkış gerilimi, $1/h_{oe}$ ve R_L nin paralel bağlı bileşiminden geçen akımdan doğrudan yazılabilir,

$$v_o = -h_{fe}i_b \frac{R_L}{1 + h_{oe}R_L} \quad (6-34)$$

Kirchhoff kuralının giriş devresine uygulanması da

$$v_i = h_{ie}i_b + h_{re}v_o \quad (6-35)$$

verir. Denklem (6-35) den i_b çözülür ve Denk.(6-34) de kullanılır. Sonuç gerilim kazancını verecek biçimde düzenlenerek

$$a = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{1}{h_{ie}(1 + h_{oe}R_L)/R_L h_{fe} - h_{re}} \quad (6-36)$$

bulunur. Çizelge 6—3 e bakarak h parametrelerinin T-eşdeğer parametreleriyle karşılaştırılmasından h_{re} nin küçük olduğu ve $h_{oe}R_L$ nin 1 in yanında önemsiz olduğu anlaşılır. Bundan ötürü Denk. (6—36) yaklaşık olarak

$$a = -h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}} \quad (6-37)$$

biçimini alır. Denklem (6-37) ye göre gerilim kazancı, transistörün doğru yön akım kazancının, yük direncinin giriş direncine oranıyla çarpımına eşittir. Ortak-yayıcılı yükseltcecın gerilim kazancı her iki çarpan da büyük olduğunda elverişli bir değere ulaşır. Eksi işareti giriş ve çıkış işaretlerinin 180° faz dışı olduğunu gösterir.

Transistör bir akım-kontrollü aygıttır ve giriş akımının çıkış akımına oranı olarak bilinen akım kazancı da önemlidir. Çıkış akımı, Denk. (6-34) den

$$i_o = \frac{v_o}{R_L} = - \frac{h_{ie}i_b}{1 + h_{oe}R_L} \quad (6-38)$$

olarak hesaplanır. Basit olsun diye önbesleme devresindeki R_{es} in etkisi önemsizdir, böylece akım kazancı

$$g = \frac{i_o}{i_b} = - \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}R_L} \quad (6-39)$$

olur. Burada da $h_{oe}R_L \ll 1$ olduğundan yaklaşık akım kazancı h_{fe} olur.

Giriş geriliminin giriş akımına oranı olan giriş direnci

$$R_i = \frac{v_i}{i_b} = \frac{h_{ie}i_b + h_{re}v_o}{i_b}$$

olarak yazılabilir. Denklem (6-34) kullanılarak

$$R_i = h_{ie} - h_{re} \frac{h_{fe}R_L}{1 + h_{oe}R_L} \quad (6-40)$$

bulunur. Denklem (6-40) a ulaşırken Denk.(6-35) kullanılmış ve $R_{e\beta}$ in etkisi düşünülmemiştir. $R_{e\beta}$ denklemde bulundurulmak istenirse $R_{e\beta}$ ve R_L nin paralel bağlı değeri hesaplanarak denkleme sokulur. Denklem (6-40) daki ikinci terim çoğu kez atılır, bundan ötürü giriş direnci yaklaşık olarak h_{ie} olur. Bununla birlikte kesin giriş direncinin R_L yük direncinin değerine bağlı olduğuna dikkat ediniz. Bu durum transistörün kullanımında giriş ve çıkış uçları arasında kaçınılmaz olan çiftlenimi belirler.

Giriş ve çıkış uçları arasındaki çiftlenim yüzünden yükseltecin çıkış direnci içinde, giriş-ışareti kaynağının iç direnci de bulunur. Yükseltecin çıkış uçlarından görülen etkin iç direnci Thévenin eşdeğer devresi kullanılarak hesaplanır. Thévenin devresindeki eşdeğer iç direnç açık-devre ($R_L = \infty$) geriliminin kısa-devre ($R_L = 0$) akımına oranıdır. Buna göre

$$R_o = \frac{(v_o)_{ad}}{(i_o)_{kd}} = - \frac{(h_{fe}/h_{oe}) (i_b)_{ad}}{-h_{fe}(i_b)_{kd}} \quad (6-41)$$

olur. Bu oranın payında $R_L = \infty$ değeriyle Denk.(6-34) kullanılmıştır ve payda da Şek.6-19 daki çıkış ilmeğinden gelmektedir. Kirchhoff kuralı giriş ilmeğine uygulandığında

$$v_g + i_b (R_g + h_{ie}) + h_{re} v_o = 0 \quad (6-42)$$

verir, burada v_g ve R_g sırasıyla işaret kaynağının gerilimi ve iç direncidir. Denklem (6-42) den i_b çözülebilir ve Denk.(6-34) deki v_o kullanılarak $(i_b)_{ad}$ bulunabilir. Benzer biçimde Denk.(6-42) de $v_o = 0$ değeri kullanılarak $(i_b)_{kd}$ bulunabilir. Bu değerler Denk.(6-41) de kullanıldığında yükseltecin çıkış direnci,

$$R_o = \frac{1}{h_{oe} - h_{re}h_{fe}/(h_{ie} + R_g)} \quad (6-43)$$

bulunur. Önceden tanımlanan mertebede bir yaklaşıklıkla, çıkış direnci oldukça yüksek bir değer olan $1/h_{oe}$ ye eşit olur.

Özet olarak, ortak-yayıcı transistör yükselteci hem gerilim ve hem de akım kazancı oluşturur. Bu kurgunun giriş direnci büyük ve çıkış direnci küçüktür. Sözü edilen dört niceliğin uygunluğu yüzünden bu kurgu, genellikle en çok kullanılan transistör yükselteç devresidir. Bu önemli değişkenlerin 2 mA yayıcı akımı için Şek.7-17 deki h parametrelerinden hesaplanan büyüklükleri Çizelge 6-4 de sergilenmektedir. Bu çizelge hazırlanırken yukarıda tanımlanan çeşitli yaklaşıklar kullanılmıştır.

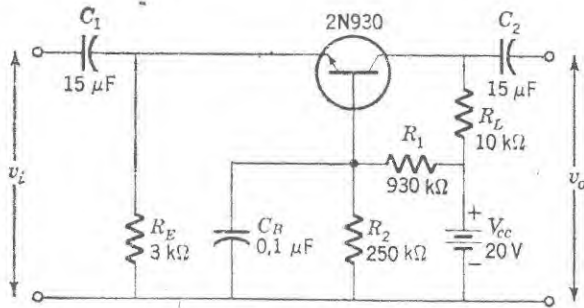
Çizelge 6-4. Transistör yükselteçlerinin yaklaşık parametreleri*

Devre biçimi	Gerilim kazancı	Akım kazancı	Giriş direnci, Ω	Çıkış direnci Ω
Ortak yayıcı	280	47	1700	4×10^4
Ortak tabanlı	280	0,98	35	$1,9 \times 10^6$
Ortak toplayıcı	1	48	5×10^5	22

* $I_e = 2 \text{ mA}$ ve $R_L = 10^4 \Omega$ için Şek. 6-17 kullanılarak.

Ortak Tabanlı

Bir *npn* transistör kullanılarak yapılan tipik bir ortak-tabanlı yükselteç devresi Şek.6-20 de görülmektedir. Bu devrenin ortak-yayıcı düzenlenişle, Şek. 6-18 dikkatlice karşılaştırılması öngerilimleme düzenlemelerinin özdeş olduğunu gösterir. Bundan ötürü ortak-yayıcı yükselteç için daha önce belirlenen çalışma noktasını belirleme yöntemleri ve öngerilimleme düşünceleri ortak-tabanlı devresine de uygulanır.



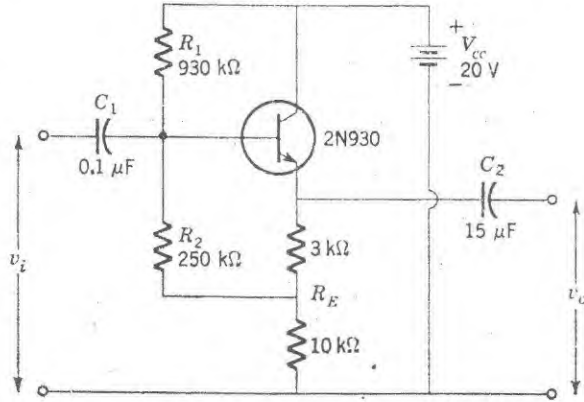
Şekil 6-20. Ortak -tabanlı transistörlü yükselteç. Öngerilimleme devresinin ortak-yayıcı durumunda kine özdeş olduğuna dikkat edin.

C_E sığası R_2 direncini ve bataryanın alçak impedanslı R_1 direncini a.a. işaretleri için kısa devre yapar. Sonuç olarak, uygun melez eşdeğer devresine, Şek.6-16, bu dirençler konulmamıştır. Bu devrenin özellikleri, Şek.6-16'nın ortak-yayıcı durumun melez eşdeğeri olan Şek.6-19 ile karşılaştırılmasından doğrudan bulunur. Şekil olarak ikisi özdeştir, bunun için daha önceki gerilim ve akım kazancı ifadeleri Denk.(6-36) ve (6-39) giriş ve çıkış direnci denklemleri Denk.(6-40) ve (6-43) uygun h parametreleri kullanılarak doğrudan uygulanabilir. Ortak-tabanlı düzenlemeye geçerken denklemlerde R_{es} yerine R_E ve i_b yerine i_e geleceğine de dikkat edilmelidir.

Bu durumda gerilim kazancı yaklaşık olarak $-h_{fb}R_L/h_{ib}$ dir. R_L nin çok büyük olması şartıyla bu kazanç büyütülebilir. Bunun yanında akım kazancı yalnızca $-h_{fb}$ dir ve yaklaşık olarak 1 e eşittir. h_{fb} nin negatif bir nicelik olduğuna, Çizelge 6-3, ve bu nedenle giriş ve çıkış gerilim işaretlerinin aynı fazda olduğuna dikkat ediniz. Yaklaşık giriş direnci h_{ib} çok küçüktür çünkü bu temel olarak doğru-öngerilimli yayıcı eklemesinin direncidir. Tersine, çıkış direnci $1/h_{ob}$ ters-öngerilimli toplayıcı eklemesinin direncidir ve çok büyüktür. Giriş ve çıkış dirençleri arasındaki bu büyük farklılık özel amaçlı uygulamalar dışında ortak tabanlı devresini ortak-yayıcı yükselteçler yanında daha az tutulur hale getirmektedir. Seçkin ortak-tabanlı devre özelliklerinin bir özeti Çizelge 6-4 de verilmiştir.

Yayıcı İzleyici

Kaynak izleyici devreye benzerliği nedeniyle ortak-toplayıcı yükseltece, Şek.6-21, çoğu kez yayıcı-izleyici denmektedir. Burada da öngerilimleme düşünceleri önceki tartışmalara özdeştir ve melez eşdeğer devresi de ortak-yayıcılı ve ortak tabanlı devrelerdeki şekli alır. Ortak-toplayıcı h parametreleri ve öteki düzenlenişlerinkiler ile bunlar arasındaki bağıntılar yukarıda kullanılabilecek bir devre analiziyle bulunur. Bu bağıntılar Çizelge 6-3 de özetlenmiştir.



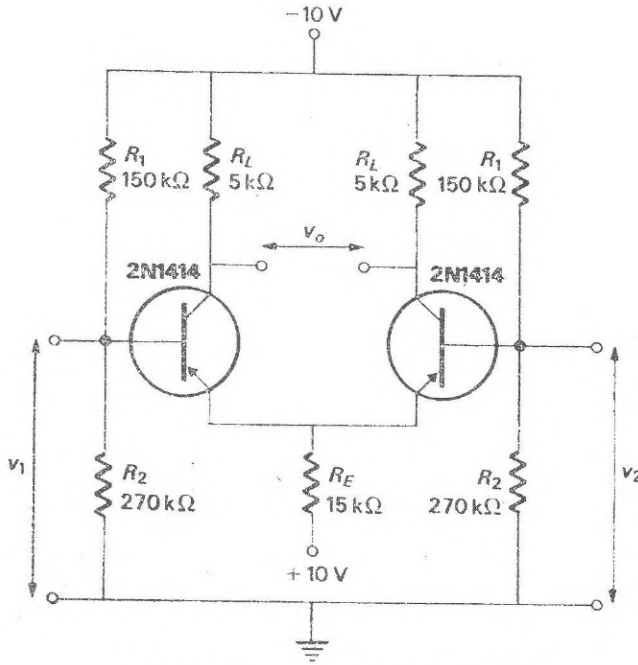
Şekil 6-21. Ortak-toplayıcı transistör yükselteci. Bu devreye yayıcı izleyici de denir.

Devre özellikleri, önceki bağıntılarda uygun yerdegiştirmelerle doğrudan bulunur. Ortak-toplayıcı h parametrelerinin değeri gerilim kazancı bire eşit olacak biçimdedir. Bundan başka çıkış işareti girişle aynı fazdadır. Yaklaşık akım kazancı $-h_{fc}$ büyüktür. $R_{e\theta}$ önemsiz ise giriş direnci basit olarak $-h_{fc}R_L$ dir. Bu yüzden giriş impedansı da büyüktür. Yaklaşık çıkış impedansı $-(h_{ic} + R_g)/h_{fc}$ ye indirgenir. R_g iç direnci işaret kaynağının iç direnci olduğundan yükseltecin çıkış impedansı çok küçüktür.

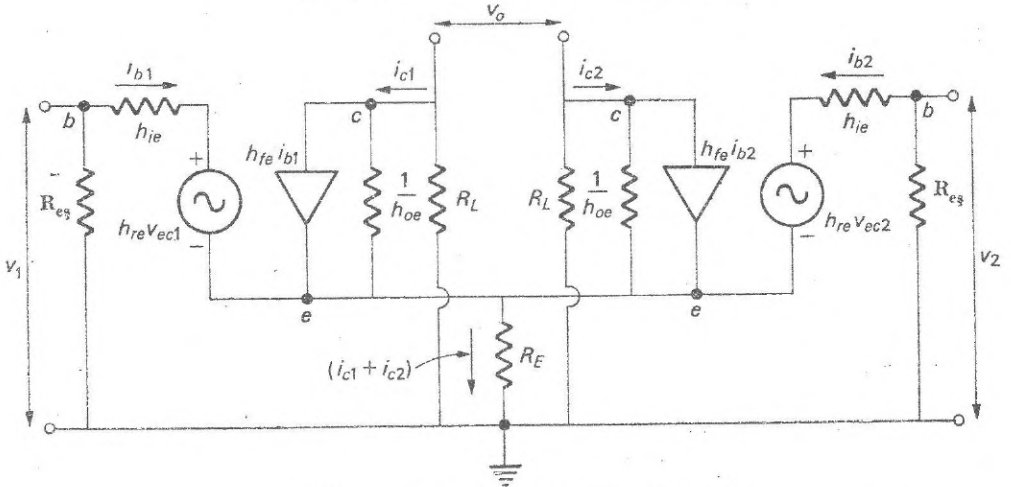
Fark Yükselteci

Laboratuvar cihazlarının kurgusunda çoğu zaman giriş olarak kullanılan çok yönlü devreye, Şek.6-22, *fark yükselteci* denir. Bu adı almasına neden olan şey iki giriş ucu arasındaki gerilimlerin farkı ile orantılı olan bir çıkış işareti vermesidir. Benzer iki transistörün taban uçlarına uygulanan iki işaret ortak-yayıcı direnciyle bağlantı yapar. Çıkış işareti toplayıcı uçları arasından alınır.

Bu yükseltecin yararlı özellikleri Şek.6-23 deki eşdeğer devrenin çözülmesiyle anlaşılır. Her iki toplayıcı ilmeğine Kirchhoff gerilim kuralının uygulanmasıyla



Şekil 6-22. Eklem transistörlü fark yükseltici.



Şekil 6-23. Fark yükselticinin eşdeğer devresi.

$$i_{c1}R_L + (i_{c1} - h_{fe}i_{b1}) \frac{1}{h_{oe}} + R_E(i_{c1} + i_{c2}) = 0$$

$$i_{c2}R_L + (i_{c2} - h_{fe}i_{b2}) \frac{1}{h_{oe}} + R_E(i_{c1} + i_{c2}) = 0 \quad (6-44)$$

bulunur. Denklem (6-44) elde edilirken basit olması için her transistördeki yayıcı akımının toplayıcı akımına eşit olduğu varsayılmıştır, yani toplayıcı akımları yanında taban akımları önemsiz alınmıştır. Bu, ortak-yayıcı direnci üzerinden akan akımın tam olarak $i_{c1} + i_{c2}$ olduğu anlamını taşır. Taban ilmekleri üzerindeki gerilim eşitlikleri

$$\begin{aligned} v_1 - i_{b1} h_{ie} - h_{re} v_{ec1} - R_E (i_{c1} + i_{c2}) &= 0 \\ v_2 - i_{b2} h_{ie} - h_{re} v_{ec2} - R_E (i_{c1} + i_{c2}) &= 0 \end{aligned} \quad (6-45)$$

dir. Çıkış işaretinin her iki yük direnci üzerindeki gerilimlerin toplamı olduğuna dikkat ediniz.

$$v_o = - R_L (i_{c1} - i_{c2}) \quad (6-46)$$

Yayıcılar birbirine bağlandığından çıkış işareti yayıcı-toplayıcı gerimleri arasındaki fark olarak da ifade edilebilir,

$$v_o = v_{ec1} - v_{ec2} \quad (6-47)$$

Bu devre eşitliklerini çözmek için önce Denk.(6-44) bağıntıları birbirinden çıkarılır,

$$\left(R_L + \frac{1}{h_{oe}} \right) (i_{c1} - i_{c2}) - \frac{h_{fe}}{h_{oe}} (i_{b1} - i_{b2}) = 0 \quad (6-48)$$

ve benzer çıkarma işlemi Denk.(6-45) bağıntılarıyla da yapılırsa

$$(v_1 - v_2) - h_{ie} (i_{b1} - i_{b2}) - h_{re} (v_{ec1} - v_{ec2}) = 0 \quad (6-49)$$

Denklem (6-47), Denk.(6-49) içine taşınır ve sonra bu Denk.(6-48) ile birlikte $(i_{b1} - i_{b2})$ yi denklemden kaldırmak için kullanılırsa bulunan sonuç düzenlenerek

$$v_o = \frac{v_2 - v_1}{h_{ie} [1 + h_{oe} R_L] / (R_L h_{fe}) - h_{re}} \quad (6-50)$$

elde edilir. Bu ifade bir tek yayıcısı topraklı yükseltecin gerilim kazancı için yazılan Denk.(6-36) ya özdeştir. Küçük işaret değişkenleri için her zaman kullanılan yaklaşıklıklar kullanılırsa

$$v_o = h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}} (v_2 - v_1) \quad (6-51)$$

bulunur.

Denklem (6-51) e göre fark yükselteci $v_2 = v_1$ olduğunda yani her iki uçta eşit gerilim işaretleri varsa çıkış vermez. Yani cihaz, ortak gerilim kiplerini dışarlar, giriş uçlarına aynı bir işaret uygulanırsa bu durumda $v_1 = v_i/2$ ve $v_2 = -v_i/2$ olacağından normal olarak yükseltilir, yani

$$v_o = - h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}} v_i \quad (6-52)$$

olur. Eğer işaret giriş uçlarından biri ile toprak arasına uygulanırsa, bu durumda $v_1 = v_i$ ve $v_2 = 0$ olur, gene aynı biçimde yükseltme yapar. 60 Hz lik temel

gücün neden olduğu geçici elektrik alanları nedeniyle doğan *ortak kip* işaretlerini dışarladığından bu devre duyarlı yükselteçlerin giriş kısmı olarak kullanışlıdır. Bundan başka giriş hiç bir ucu topraklanmamış işaret kaynağına bağlanabilir, bu durum çoğu kez rahatlık sağlar.

Fark yükseltecin ortak-*kip* işaretlerini dışarlama özelliği devrenin iki yarısında tam bir simetri olmasına dayanır. Bu duruma pratik yükselteçlerde seyrek olarak rastlandığından küçük simetrisizliklerin etkisini incelemek yararlı olur. Örneğin, doğru yön akım kazancı değişkenlerinin biraz farklı olduğunu yani $h_{fe2} \neq h_{fe1}$, varsayın. Bu durumda Denk.(6-44)deki çıkarma işlemi

$$\left(R_L + \frac{1}{h_{oe}} \right) (i_{c1} - i_{c2}) - \frac{1}{h_{oe}} (h_{fe1} i_{b1} - h_{fe2} i_{b2}) = 0 \quad (6-53)$$

verir. Bu denklem, Denk.(6-45) ve (6-46) ile birlikte çözülür ve Denk.(6-51) de verilene benzer biçimde çıkış işareti hesaplanırsa

$$v'_o = h_{fe} R_L \frac{v_2 - (h_{fe1}/h_{fe2})v_1}{h_{ie} + (h_{fe1} - h_{fe2})R_E} \quad (6-54)$$

bulunur. Denklem (6-54) e ulaşılırken h_{fe1} ve h_{fe2} in her ikisinin de sözde bilinen h_{fe} değerinden çok farklı olmadığı varsayılmıştır. Şimdi $v_1 = v_2 = v_i$ olduğunu varsayalım, buna göre

$$v'_o = h_{fe} R_L \frac{1 - h_{fe1}/h_{fe2}}{h_{ie} + (h_{fe1} - h_{fe2})R_E} v_i \quad (6-55)$$

olur. Yani devrenin dengesizliği böyle bir çıkış işareti doğurur.

Denklem (6-52) ile verilen fark işaret çıkışının Denk.(6-55) ile verilen ortak-*kip* işaretine oranı

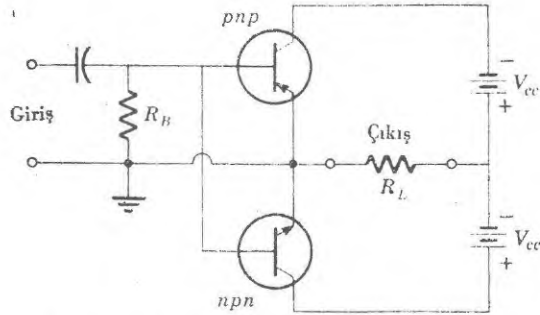
$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v'_o} &= \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{h_{ie} + (h_{fe1} - h_{fe2})R_E}{h_{fe1} - h_{fe2}} \\ &\approx \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_E \end{aligned} \quad (6-56)$$

ortak-*kip* dışarlama oranı olarak bilinir. Bu oranın büyüklüğü ve bu nedenle fark yükseltecinin ortak-*kip* işaretlerini dışarlama özelliği, ortak-yayıcı direnci R_E nin büyük değerleri ile artırılır.

ÖZEL YÜKSELTEÇLER

Tamamlayıcı Simetri

Transistörlerin daha değişik devre uygulamalarından biri, *npn* ve *pnp* transistörlerinin besleme ve işaret gerilimi kutupluluğunun ters simetrik düzenlemeleri temeline dayanır. Örneğin, Şek.6-24 deki *tamamlayıcı-simetri* devresini düşününüz, burada *npn* ve *pnp* yayıcısı-topraklı yükselteçlerin giriş ve çıkışları ortaktır. Taban önbesleme gerilimi her iki transistörde de sıfırdır, bu yüzden



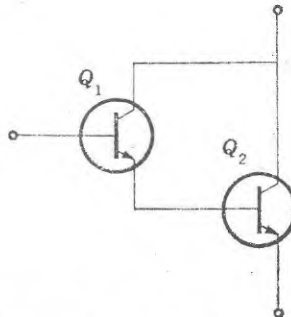
Şekil 6-24. İçinde *nnp* ve *pnp* transistörleri bulunduran tamamlayıcı simetrikli yükselteç.

işaret gelmediği zaman transistörler kesilimdedir. Bundan ötürü giriş işareti gerilimi transistörün yayıcı eklemine yalnız doğru yönde beslediği zaman ilgili transistörde bir akım doğar. Bu giriş işareti dalgabıçımının değişik yarım periyodunda olur, çünkü transistörler zıt olarak kutuplanmıştır. Böylece *pnp* transistörü kesilimde iken *nnp* transistörü yük direncine akım verir ve sonra transistörler görev değiştirir. Transistörlerden her biri zamanın yalnız yarısında çalışmasına rağmen çıkış işareti girişle aynı biçimdedir.

Durgun akım sıfır olduğundan ve her transistör, belirtgenlerinin kapladığı tüm bölgede çalıştığından bu basit devre etkin bir güç yükseltecidir. Bundan başka I^2R kaybı küçüktür, çünkü yük direncindeki d.a. her zaman sıfırdır. Ne yazık ki özdeş belirtgenli *nnp* ve *pnp* transistörlerinin yapımı kolay değildir ve hiç bir ucu topraklanmamış orta-uçlu toplayıcı ön gerilimi biçimsiz bir karışıklık oluşturmaktadır. Tamamlayıcı simetri kullanarak yapılan pratik bir yükselteç Böl.7 de incelenmiştir.

Darlington Bağlantısı

Şekil 6-25 de gösterilen ve *Darlington bağlantısı* adını alan iki benzer transistörün birleşiminin üstün birçok devre özellikleri vardır. Q_2 transistörünün doğ-



Şekil 6-25. Darlington bağlantılı yükselteç.

rudan Q_1 e bağlandığına ve Q_2 nin taban-toplayıcı geriliminin Q_1 in yayıcı-toplayıcı gerilimini oluşturduğuna dikkat ediniz. Bundan başka Q_1 in yayıcı çıkış akımı Q_2 nin taban giriş akımıdır.

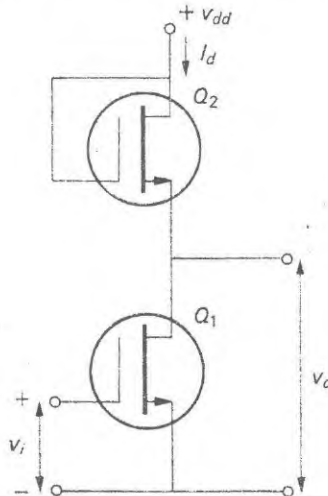
Bu devreye Q_1 den oluşan bir yayıcı izleyici ve Q_2 den oluşan bir yayıcı topraklı yükseltecin birleşimi gözü ile bakılabilir. Bu birleşim çok büyük bir akım kazancı oluşturur ve bu kazanç yaklaşık olarak $-h_{fe} \times h_{fe} = \beta^2$ dir. Aynı zamanda bu devre, her ikisi de istenen özellikler olan yayıcı-izleyici yükseltecin büyük giriş impedansı ile ortak yayıcılığın gerilim kazancına da sahiptir.

Birçok amaçlar için bu birleşim bir tek aygıt gibi düşünülebilir. Gerçekten, ticari olarak bir kutuda iki transistörden oluşan aygıtlar vardır. Uygun öngerilimler alınmış transistör önbesleme devreleriyle, Şek.6-13, uygulanır. Yayıcısı-topraklı bir tek transistörün yerini burada Q_1 ve Q_2 transistörlerinin birleşimi almaktadır.

İntegre MOYAET Devresi

Yükselteç devrelerinde bir transistörün başka bir transistörün yük direnci olarak kullanılmasında yararlar vardır. Özellikle MOYAET integre-devrelerinde bu yola başvurulur, çünkü yalnızca MOYAET lerin uygun dizilişleriyle yükselteci tamamlamak mümkündür. Bu, özel bir yapım gideri olmadan kurgu yapmada kolaylıklar sağlar.

Bu tekniğin yararlı bir örneği Şek.6-26 da görülen artırıcı MOYAET yükseltecidir. Bu devrede geçidi doğrudan akıttıcıya bağlanan Q_2 , Q_1 için akıttıcı



Şekil 6-26. Artırıcı MOYAET yükselteci.

yük direnci gibi davranır. V_{dd} ve V_i nin her ikisi de yeteri kadar büyüktür, bu yüzden her durumda geçit gerilimi eşik geriliminin üzerindedir. Akıtcı akımı da Denk.(5-11) den

$$I_{dss} = I_{dss2} \left(1 - \frac{V_{dd} - V_o}{V_P}\right)^2 = I_{dss1} \left(1 - \frac{V_i}{V_P}\right)^2 \quad (6-57)$$

olarak bulunur. Denklemin her iki tarafının karekökü alınarak V_o için çözülürse

$$V_o = (V_{dd} + V_P) - \left(\frac{I_{dss1}}{I_{dss2}}\right)^{\frac{1}{2}} (V_i + V_P) \quad (6-58)$$

bulunur. Denklem (6-58) e göre çıkış gerilimi giriş işaretinin doğrusal bir fonksiyonudur ve kazanç

$$a = \left(\frac{I_{dss1}}{I_{dss2}}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (6-59)$$

ile verilir. Yapımında Q_1 i Q_2 den daha geniş kanallı yapmakla yani I_{dss1} in I_{dss2} den büyük olmasını sağlamakla kazanç birden büyük yapılabilir.

Denklem (6-58) in MOYAET ün tüm çalışma bölgesi üzerinde temel olarak doğrusal olduğuna dikkat ediniz. Yani, giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki doğrusallık sadece küçük işaretler için geçerli değildir. Bu kullanışlı özellik MOYAET yükselteçlerinde ve MOYAET akıtcı yük direncinde doğrusallığın sağlanmasından doğar. Bu düzenlemeyle yapılan integre MOYAET devreli yükselteçler Böl. 11 de tartışılan sayısal elektronik uygulamalarına özellikle uygun düşer.

KAYNAKLAR

E.J. Angelo, Jr.: "Electronics: BJT's, FET's and Microcircuits", McGraw-Hill Book Company, New York, 1969.

"General Electric Transistör Manuel", latest edition, General Electric Company Semiconductor Products Department, Syracuse, N.Y.

Joseph A. Walston and John R. Miller (eds.): "Transistör Circuit Design", Mc-Graw-Hill Book Company, New York, 1963.

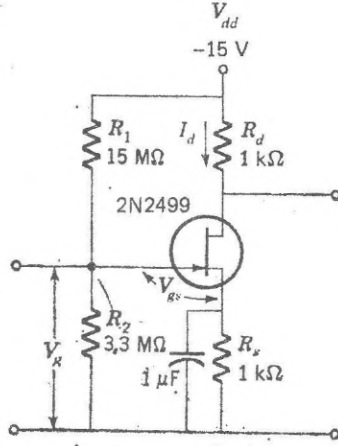
ALİŞTIRMALAR

6-1 Şekil 6-27 deki kaynağı-topraklı AET lü yükseltecin çalışma noktasını belirleyin. Şekil 5-21 de verilen akıtcı belirtgenlerini kullanın.

Cev: -6 V, 4,5 mA, 1.8 V

6-2 Alıştırma 6-1 deki yükseltecin çalışma noktasında küçük-ışaret değişkenlerini belirleyin. Yükseltecin kazancını hesaplayın.

Cev: $2,5 \times 10^{-3}$ mho, $1,5 \times 10^4$ ohm; 2,5

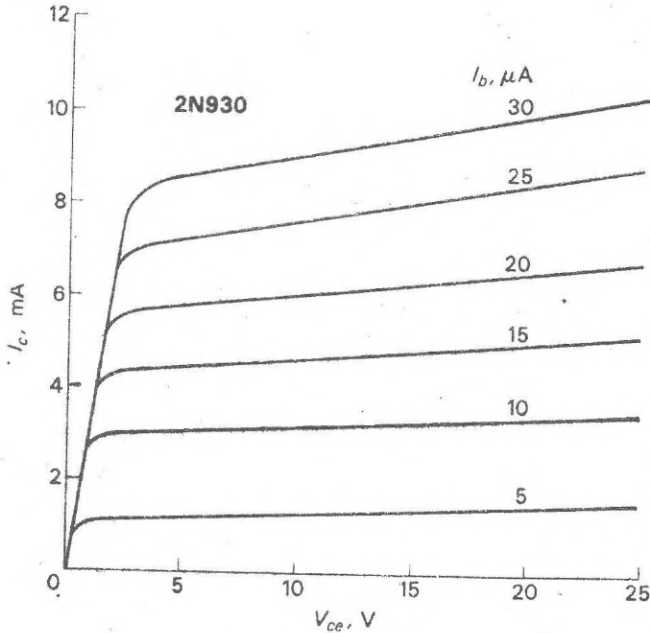


Şekil 6-27.

6-3 Şekil 5-12, 6-14 ve 6-28 de toplayıcı belirtgenleri verilen eklem tansistör-rün aktarım belirtgenlerini çizin. h_{FE} nin değerini her durum için hesaplayın.

Cev: 500, 50, 300

6-4 Bir 2N338 tranistörü için $R_E = 470 \Omega$, $R_1 = 16000 \Omega$, $R_2 = 6200 \Omega$, $R_L = 700 \Omega$, ve $V_{CC} = 12$ V değerleini kullanarak Şek. 6-13 deki yayıcısı



Şekil 6-28.

topraklı *npn* yükseltecin çalışma noktasını belirleyin. Şekil 6-14 deki belirtgen eğrilerini kullanın.

Cev: 75 μ A, 4 mA

6-5 Şekil 6-18 deki 2N930 ortak-yayıcıli yükseltecin çalışma noktasını belirleyin. 2N930 un belirtgen eğrileri Şek. 6-28 de verilmiştir.

Cev: 4 μ A, 4mA

6-6 Aıştırma 6-5 deki yükseltecin gerilim ve akım kazancını, giriş ve çıkış impedanslarını hesaplayın. $h_{ie} = 3600 \Omega$, $h_{re} = 3 \times 10^{-3}$, $h_{fe} = 150$, $h_{oe} = 1,4 \times 10^{-4}$ mho dur. Devredeki bütün kondansatörlerin sığasal reaktansının önemsiz olduğunu ve kaynak direncinin de 1000Ω olduğunu varsayın.

Cev: 362, 416; 62,4, 150, 1700 Ω , 3600 Ω ; $2,4 \times 10^4 \Omega$, $7,1 \times 10^3 \Omega$.

6-7. Şekil 6-20 deki 2N930 tabanı-topraklı yükseltecin çalışma noktasını belirleyin. Aıştırma 6-6 da verilen melez parametreleri kullanarak bu devre için gerilim ve akım kazancını ve giriş impedanslarını hesaplayın. Bunları konuda tartışılan yaklaşıklıklarla karşılaştırın. $R_g = 100 \Omega$ alın.

Cev: 200, 413; 0,99, 0,994; 27,5 Ω , 24 Ω .

6-8 Şekil 6-21 de verilen 2N930 tipi yayıcı-izleyicili yükseltecin çalışma noktasını belirleyin. Aıştırma 6-6 daki h parametrelerini kullanarak gerilim ve akım kazancını, giriş ve çıkış impedansını hesaplayın. Bulduğunuz sonuçları konu içinde belirtilen yaklaşıklıklarla karşılaştırın. Kaynak direnci 10000 Ω dur.

Cev: 1, 1; 63, 151; $6,3 \times 10^5 \Omega$, $1,5 \times 10^6 \Omega$; 90 Ω .

6-9. $R_2 = 90k\Omega$, $R_2 = 45 k\Omega$, $R_L = 10 k\Omega$, $R_E = 6 k\Omega$ ve $V_{cc} = 36$ V değerlerine sahip 2N3521 tipi transistörü kullanılarak yapılan yayıcı-topraklı yükseltecin çalışma belirtgenleri için Şek. 5-12 de verilenleri kullanın. Sıcaklığın 125°C yakınlarında olması durumunda Şek. 5-13 ile verilen toplayıcı belirtgenlerini kullanarak aynı hesapları yineleyin. Her iki durumda da yükseltecin gerilim kazancını hesaplayın. Bu devre sıcaklık değişikliklerine karşı kararlı duruma getirilmiş midir.?

Cev: 5,9 V, 1,9 mA; 5,9 V, 1,9 mA 750, 750; evet.

6-10 Aıştırma 6-9 daki devreyi yayıcı-izleyici yükselteç olarak yeniden düzenleyin, giriş ve çıkış impedanslarını hesaplayın. Bu devrede 2N930 tipi transistörün kullanıldığını varsayın. Şekil 6-28 deki toplayıcı belirtgenlerini kullanarak çalışma noktasını belirleyin, giriş ve çıkış impedanslarını hesaplayın. Devrenin işleyişi transistörün değiştirilmesine karşı duyarlı mıdır?

Cev: $7,2 \times 10^6 \Omega$, 13 Ω ; 5,5 V, 1,9 mA; $5,1 \times 10^6 \Omega$, 18 Ω ; hayır.

Yükselteç Devreleri

Transistörlerin başlıca uygulamaları elektrik işaretlerini yükseltme özelliklerine dayanmaktadır. Bazı devreler küçük gerilim işaretlerini milyonlar çarpanı kadar yükseltir, bazıları elektrik motoru gibi mekanik bir cihazı işletmek için işaretin elektrik gücünü artırır. Bazı devrelerde akımları yükseltir. Bu uygulamaların her birinde giriş işaretinin frekans bölgesi önemlidir. D.a.yükseltmek için ve yüksek radyo frekanslarında kullanmak için farklı devrelerde geliştirilmiştir.

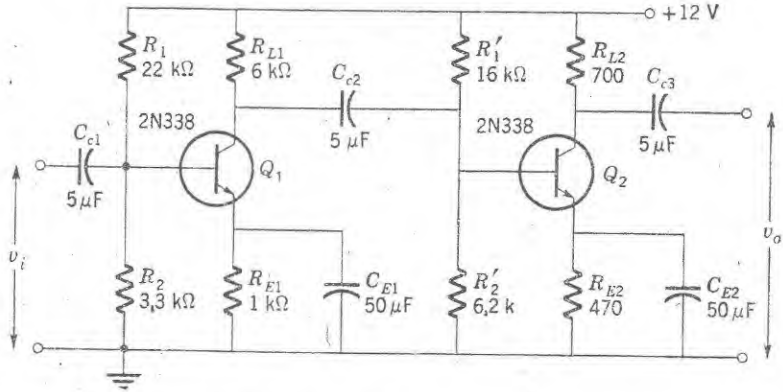
İstenen çıkış-ışareti genliğine çoğu zaman birçok yükselteç katlarının peş-peşe eklenmesiyle ulaşılır. Bu halde yükselteç katları arasındaki etkileşmelerin dikkate alınması gerektiğinden oldukça karışık şebekeler oluşur. Ama önceki bölümlerde özellikle transistörlerin a.a. eşdeğer devrelerinin devre çözümleme teknikleri tüm yükselteç devrelerinin doyurucu bir biçimde anlamaya yeterli olduğundan kendimizi şanslı sayıyoruz.

GERİLİM YÜKSELTEÇLERİ

Katlama

Önceki bölümlerde tartışılan transistörlü devreler, gerilim işaretlerinin dalga-biçimini ideal olarak minimum bozuklukla yükseltmeye uygundurlar. Bir tek katla mümkün olandan daha büyük kazanç çarpanları, birçok yükselteç katlarının *peşe eklenmesiyle* elde edilir. Bir yükselteç katının çıkışı başka bir kat tarafından yükseltilir ya da istenen düzeyde gerilim işareti elde dinceye dek katlama yinelenir.

Örneğin Şek. 7-1'deki iki-katlı transistör yükseltecini düşününüz. Bölüm 6'da tartışılana benzer biçimde iki ayrı devre C_{c2} çiftlenim kondansatörüyle birbirine bağlanmıştır. Bu kondansatör Q_1 den yükselerek geçen a.a. işaretlerini Q_2 nin tabanına verir. Aynı zamanda ikinci transistörün tabanından Q_1 in topayıcı gerilimini ayırır. Buna benzer biçimde C_{c1} ve C_{c3} kondansatörleri de d.a. gerilimleri bakımından giriş ve çıkış devrelerini yaptırır.



Şekil 7-1. İki-katlı transistörlü yükselteç.

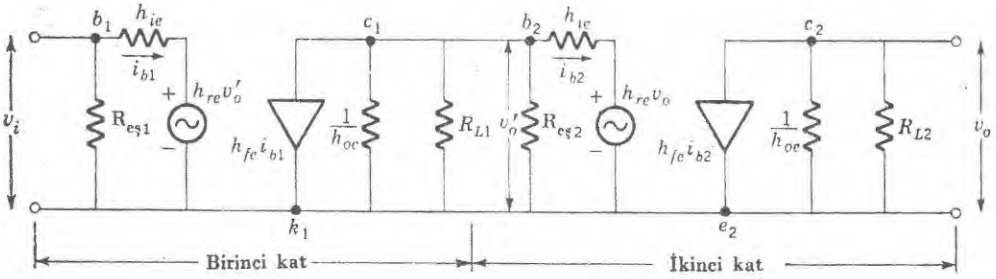
Katlamalı transistörlü gerilim yükselteçlerinde hem gerilim ve hem de akım kazancı istendiğinden yayıcıyı topraklı biçimde kullanılırlar. Ne ortak-tabanlı ne de yayıcı-izleyici düzenlemeyle yapılan katlamada yayıcıyı topraklılarda elde edilen gerilim kazancına ulaşılabilir. Bu durum, bir katın çıkış impedansı ile ondan sonra gelenin giriş impedansı arasındaki impedans uyumsuzluğunun bir sonucudur. Şekil 7-1'deki ikinci katın önbesleme dirençlerinin, transistörlerin aynı olmasına rağmen birinci katınkilerden farklı olduğuna dikkat ediniz. h parametrelerinin en üstün değerlerini elde etmek için her katta çalışma noktaları farklı yerlerde kurulur.

Bu yükseltecin a.a. tam eşdeğer devresi Böl. 6'da tartışılan ilkeler kullanılarak çizilebilir ve sistemin işlerliği tam bir a.a. devre analizi ile belirlenir.

Devredeki ilmek sayıları yüzünden aslında bu yöntem kullanışsızdır ve buna seyrek başvurulur. Bu yöntem yerine devre, her biri en az matematik işlem içeren birkaç adıma ayrılarak çözümlenir. Bu çözümleme önemli etkiler yahtılabilirdiği ve devre daha açık bir biçimde incelenebildiği için öncekinden daha üstündür.

Örneğin, yayıcı yan geçit kondansatörlerinin ikisinin de reaktansları ihmal edilecek kadar küçük varsayılabilir. Bu nedenle yükseltecin a.a. eşdeğer devresinde bu bileşenler bulunmaz, Şek. 7—2. Buna benzer olarak çiftlenim kondansatörlerinin reaktansları da önemsizdir. Buna göre çıkış gerilimi,

$$v_o = a_2 v' = a_1 a_2 v_i \quad (7-1)$$



Şekil 7-2. Şekil 7-1'deki iki-katlı transistörlü yükseltecin eşdeğer devresi.

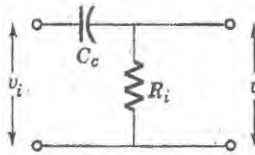
yazılabilir. Burada a_1 ve a_2 sırasıyla birinci ve ikinci katın kazançlarıdır. Peş peşe eklemeli bir yükseltecin tüm kazancı her katın kazançları çarpımına eşittir.

Her katın kazanç hesabında işe giren birinci katın çıkış yükü, ikincinin giriş empedansını içerir. Bunun anlamı ikinci katın giriş empedansının daha önce hesaplanmasının zorunlu olduğudur. Bir transistörlü yükseltecin giriş empedansı çıkışın yük empedansına bağlı olduğundan devrenin çıkış uçlarından başlayarak geriye doğru çalışma zorunluluğu vardır. Çıkış yükü, kazanç ve ikinci katın giriş empedansı önceki bölümlerde geliştirilen sonuçlar kullanılarak ve giriş empedansı buna göre hesaplanır. Bu süreç peş peşe eklenmiş AET katları halinde gereksizdir, çünkü AET ün oluşumundaki çok büyük giriş empedansı daha önceki katı yüklemeyiz. Bundan ötürü AET lü yükseltecin tüm kazancı yahtılmış bireysel kazançların çarpımıdır. Kondansatörlerin reaktansları önemsiz olduğundan her bir durumda hesaplanan sonuç yükseltecin ortaşerit kazancı olarak adlandırılır. Bu yaklaşık, reaktansları önemli yapacak kadar alçak ve başka etkilerin kazancı düşürecek kadar yüksek olduğu frekanslarda uygulanmaz.

Alçak Frekans Kazancı

Oldukça alçak frekanslarda sığasal reaktanslar artık ihmal edilmezler. Çiftlenim kondansatörlerinin etkisi, yayıcı ya da kaynak yan geçit kondansatörlerinden belirgin biçimde büyüktür. Her ikisi de alçak frekansta kazancı azaltmasına rağmen durum böyledir. Çiftlenim kondansatörlerini oldukça büyük yapmak kullanışlı değildir. Çünkü büyük değerli kondansatörler akım kaçaklarını artırır ve bu artış taban ve geçit öngerilimini bozma eğilimi gösterir. Transistörlerin alçak giriş impedansı on mikrofaraad ya da birkaç katı değerdeki çiftlenim kondansatörleri kullanmaya izin verir. Bununla birlikte uygulamadaki çiftlenim kondansatörleri AET devrelerinde $0,5 \mu F$ değerinin altındaki değerlere sınırlanmıştır. Yayıcı ve kaynak yan-geçit kondansatörleri devrenin bu bölümünde kaçak akımları daha az önemli olduğundan $100 \mu F$ ya da daha büyük olabilir.

Peş peşe eklenen katların tüm kazancı her katın kazançları çarpımı olduğundan yalnızca yahtılmış bir yükselteç katının çiftlenim kondansatörünün reaktansının etkisini incelemek yeterlidir. Şekil 7-2 deki a.a. eşdeğer devresine göre bu etki çiftlenim kondansatörünü ve yükseltecin giriş impedansını içeren basit bir RC devresiyle incelenebilir. Kolay anlaşılması için devrenin bu bölümü Şek. 7-3 de ayrı olarak gösterilmiştir. AET yükselteç durumunda giriş impedansı R_i basit olarak geçit direncidir ama transistör katlarında transistörün giriş impedansını da içerir. Her iki durumda da Şek. 7-3 Böl 2. de tartışılan RC yüksek frekans geçiren süzgeçtir. Yüksek frekans geçiren süzgecin etkisini de içeren bu yükselteç katının kazancı.



Şekil 7-3.

$$a(f) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{av'}{v_i} = \frac{a}{\sqrt{1 + (f_o/f)^2}} \quad (7-2)$$

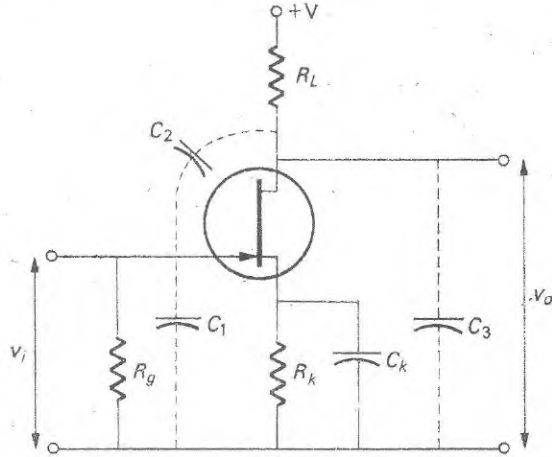
ile verilir. Burada Denk. (2-45) deki yüksek frekans geçiren süzgecin frekans tepki belirtgeni kullanılmıştır. f_o ise yarı-güç frekansıdır. İşaretin frekansı yarı-güç frekansından küçük olduğunda kazancın, orta-şerit kazanç değeri a dan daha küçük olacağına dikkat ediniz.

Aynı zamanda, giriş ve çıkış işaretleri arasında oluşan ve yükseltecin dalgabıçımı bozulmasında etkin olan bir faz kayması da işe karışır. Karışık bir işaretin dalgabıçımının Fourier çözümlemesinde, çıkış dalgasının girişin yükseltilmiş bir kopyası olması için tüm frekans bileşenlerinin genliklerinin

ve bağıl fazlarının korunması gerektiğini anımsayınız. Denklem (7-2) nin her kata uygulandığını anlamak önemlidir. Katlamalı yükseltecin kazancı her katın kazançlarının çarpımına eşit olduğundan tüm yükseltecin alçak-frekans tepkisi herhangi bir bireysel kattan daha kötüdür.

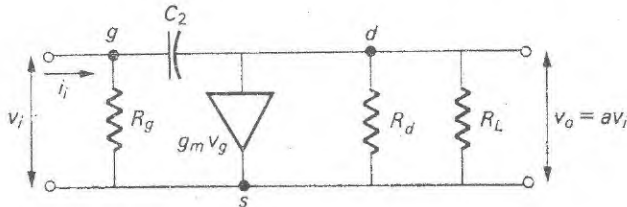
Yüksek Frekans Kazancı

Bir yükseltecin yüksek-frekans kazancı devre kurgusunda amaçlı olarak yer almayan saptırıcı sığasal etkilerle düşer. Basit bir AET lü yükselteç katına bakarak Şek. 7-4, bu sığaların AET ün geçit-kaynak sığası C_1 , geçit-akıtıcı sığası C_2 ve akıtıcı-kaynak sığası C_3 olduğunu görürüz. Tellerle geçit ve akıtıcı uçlarına bağlanan bileşenler arasındaki saptırıcı sığalar da C_1 ve C_3 içindedir. Bu üç kondansatör sığasal reaktansı küçük yapmaya yeten büyük frekanslı işaretleri geçirirler.



Şekil 7-4. AET lü yükselteçteki saptırıcı kondansatörler.

Geçit-akıtıcı sığasının etkisi de özellikle önemlidir. Uygun bir eşdeğer devre olan Şek. 7-5 i düşününüz. Burada C_2 geçit ve akıtıcı uçlarına bağlıdır ve öteki saptırıcı sığalar önemsizdir. Yükselteç katının giriş impedansı, C_2 nin reaktansının en etken olduğu varsayımıyla hesaplanır,



Şekil 7-5.

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{(v_i + av_i) / (1/j\omega C_2)} = \frac{1}{j\omega (1+a) C_2} \quad (7-3)$$

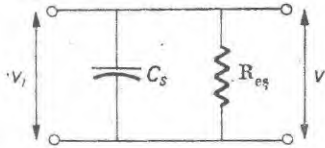
Bu sonuç C_2 nin etkisinin, geçidi toprağa bağlayan daha büyük $(1+a)C_2$ gibi bir sığa olduğunu göstermektedir. Katın kazancının neden olduğu etkin şönt sığasındaki artışa *millet etkisi* denir ve bu etki, AET lü ve eklem transistörlü yükselteçlerin ikisinde de yüksek frekans tepkisini hesaplamakta en etkindir.

Uygun yüksek frekans eşdeğer devresi geçit ya da taban ucu ile toprak arasına bağlı bir şönt sığası içerir ve bu sığa,

$$C_s = C_1 + C_3 + (1 + a) C_2 \quad (7-4)$$

dir. C_s nin etkisi Şek. 7-6 daki giriş devresi yahtıldıkdan sonra belirlenir. Bu devrede $R_{eş}$, önbesleme dirençlerinin eşdeğerini, bir önceki katın çıkış direncini ve transistörün giriş direncini de içeren topraklanmış tüm şönt direncini temsil etmektedir. Şekil 7-6, alçak frekans geçiren bir RC süzgecidir ve kazanç Denk. (2-27) den

$$a(f) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{av'}{v_i} = \frac{a}{\sqrt{1 + (f/f_o)^2}} \quad (7-5)$$

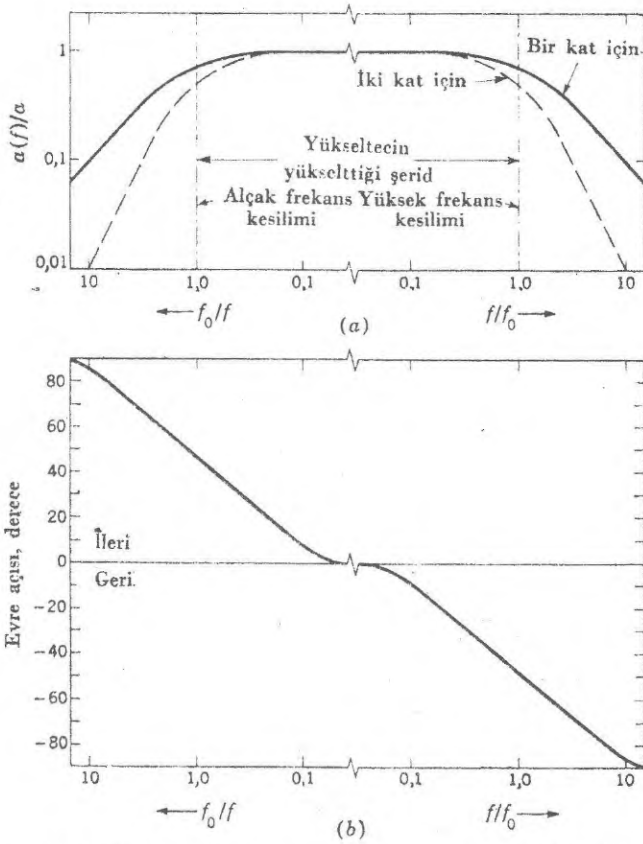


Şekil 7-6.

dir. Burada f_o yarı-güç frekansı ve a orta-şerit kazancıdır. Denklem (7-5) e göre yükseltecin kazancı, işaret frekansı yarı-güç frekansını aştığında orta-şerit değerinin altına düşer.

Gerçekten birçok eklem transistörün yüksek-frekansları yükseltmesi taban bölgesine diffüzyonla geçen taşıyıcıların geçiş zamanıyla sınırlanır. Bu etki yüksek frekans kazancı için Denk. (7-5) e özdeş bir ifadeyle verilir, yalnız f_o transistörün fiziksel sabitleriyle, örneğin taban genişliğiyle belirlenir. Bu berlitgen frekans transistör yapımcıları tarafından belirtilir. Özel olarak yapılmış yüksek frekans transistörlerinde *alfa düşme frekansı* yeteri kadar büyüktür ve kazanç yukarıda tartışıldığı gibi devre değişkenleriyle sınırlanır.

Denklem (7-2) ve (7-5) kullanılarak herhangi bir gerilim yükseltecinin bulunup *frekans tepkisi* Şek.7-7a da belirlenene benzer. Her katın *alçak frekans kesilimi* Denk. (7-2) den bulunduğu halde *yüksek frekans kesilimi* Denk.



Şekil 7-7. (a) Bir tek yükselteç katının frekans-tepki belirtgenleri. İki katlı yükseltecin belirtgenleri kesik çizgilerle gösterilmiştir. (b) Bir tek yükselteç katının faz -kayması belirtgenleri.

(7-5) den hesaplanır. Tüm yükseltecin *yükseltme-şeridi*, kazancın orta-şerit kazancının $1/\sqrt{2}$ sine düştüğü yüksek ve alçak-frekans noktaları arasındaki frekans bölgesidir. Kazanç ve frekansların bölgesi çok büyük olduğundan Şek. 7-7a da olduğu gibi kazanç ve *yükseltme-şeridi* belirtgenlerinin her iki ekseninde de logaritmik ölçek kullanmak alışkanlık haline gelmiştir. Telefonun bulucusu olan Alexander Graham Bell'in adını anmak için düşey ölçekte çoğu zaman *bell* birimi kullanılır. Uygulamada bu birimin onda biri olan *desibel* daha çok kullanılır ve kısa gösterimi dB dir. Desibel

$$\text{dB} = 20 \log \frac{a(f)}{a} \quad (7-6)$$

olarak tanımlanır. Çoğu kez orta-şerit kazancı, desibel'in

$$\text{dB} = 20 \log \frac{v_o}{v_i} \quad (7-7)$$

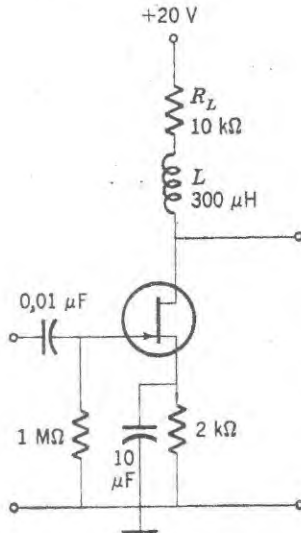
biçimindeki tanımı kullanılarak desibel cinsinden verilir.

Bu birimin yararlı yönü, birçok yükselteç katlarının dB olarak toplam kazancının bireysel kazançların desibel olarak toplamı olmasıdır. Denklem (7-7) ye göre yükseltecin kazancı, üst ve alt yarı-güç noktalarında 3 dB in altındadır.

Bir tek yükseltecin faz-kayma belirtgenleri Şek.7-7b de açıklanmıştır. Çıkış işareti faz bakımından girişe göre alçak-frekans kesiliminin altındaki frekanslarda ileride, yüksek-frekans kesiliminin üstündeki frekanslarda geridedir. Tüm yükseltecin faz-kayma belirtgenleri her kattan gelen katkılar eklenerek belirlenir.

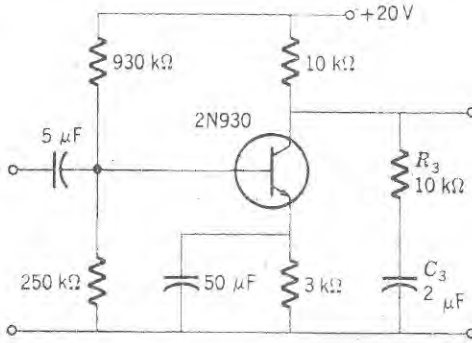
Çoğu kez dalgabıçımı bozulmasını minimuma indirmek için bir yükselteç geniş yükseltme-şeridi aralığına sahip olmalıdır. Bu sonuca ulaşmak için devrede birçok küçük değişiklikler geliştirilmiştir. Örneğin, kaynak ve yayıcı yan-geçit kondansatörleri amaca uygun olarak küçültülür, böylece sığasal reaktans yüksek-frekans kesilimi yakınlarındaki frekanslar dışında önemli kalır. Bu orta-şerit kazancını azaltır, ama sığasal reaktansın küçük olduğu yüksek frekanslarda ise kazancı artırır. Bunun net sonucu tüm yükseltmenin küçük olmasına rağmen genişletilmiş yüksek-frekans tepkisi elde edilmesidir. Eğer gerekli ise kazançtaki kayıp, başka bir katın eklenmesiyle giderilir.

Yüksek-frekans tepkisini genişletmenin yararlı bir yolu Şek.7-8 de görüldüğü gibi yüke küçük bir indüktans eklemekle başılır. Yük impedansı yüksek frekanslarda artar ve Denk.(6-14)e göre yükseltecin kazancı büyür. Frekans-tepki belirtgenlerinin yüksek frekans ucunda tepe yapmasından ötürü bu yönteme *tepe yapma* tekniği denir.



Şekil 7-8. Yük olarak küçük bir indüktans kullanıldığında kazanç büyük yük impedanslarında arttığından yüksek frekans tepkisini artırır.

Geliştirilmiş alçak-frekans tepkisine Şek.7-9 da görüldüğü gibi çıkışa bir seri R_3 ve C_3 direnç-sığa düzenlemesinin yerleştirilmesiyle ulaşılabilir. C_3 ün reaktansının küçük olduğu frekanslarda kazanç a.a. yük direnci R_3 ün etkisini içerir. Alçak frekanslarda sığaın reaktansının artmasıyla kazanç da artar ve çıkış yükünün bir parçası olan R_3 ün etkisini kaldırır. Sonuç olarak orta-şerit kazancında azalma pahasına genişletilmiş alçak frekans tepkisi elde edilir.



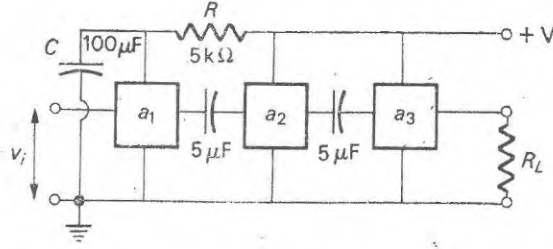
Şekil 7-9. C_3 ün reaktansının büyümesi nedeniyle R_3 C_3 birleşimini yükseltecin alçak frekans tepkisini geliştirir.

Ayırma

Üç ya da daha fazla yükselteç katı peş peşe eklendiğinde çoğu kez giriş katının güç kaynağını, yükseltecin geri kalanından *ayırma* gerekli olur. Bunun nedeni kaynak geriliminin güç kaynağının etkin iç impedansı yüzünden akımla değişmesidir. Güç kaynağındaki herhangi bir küçük değişim birinci katın öngerilimini değiştirir ve bu değişim bir giriş işareti gibi yükseltilir. Eğer öngerilimdeki değişim birinci kattaki akımı yükseltirse, yükselteç katındaki 180° lik faz kaymasından ötürü ikinci kattaki akım azalır. Bununla birlikte ikinci kattaki ikinci bir 180° lik faz kayması nedeniyle üçüncü katta akım artar. Üçüncü kattaki değişim, yükseltecin kazancı yüzünden başlangıçtaki değişimden çok daha büyüktür. Bu yük, güç kaynağı geriliminde bir düşüşe neden olur. Bu birinci katın öngerilimini daha da değiştirir ve süreç birikir. Değişiklikler bir transistörün kesilime ya da doyuma ulaşmasına dek sürer. Bu ise tüm kazancı sıfıra düşürür. O zaman güç kaynağı gerilimi normale döner ve süreç kendi kendine yinelenir. Çıkıştan girişe olan bu *geri -besleme* sonucu yükselteç kesilimden doyuma devre bileşenlerinin fonksiyonu olan bir hızla titreşim yapar.

Şekil 7-10 daki gibi birinci katı izleyecek biçimde güç kaynağının önüne bir alçak-frekans geçiren RC süzgeci koymakla sözü edilen güçlük giderilir. Bu ayırma süzgecinin zaman sabiti güç kaynağı değişimlerini yeteri kadar za-

yıflatacak ve geribeslemeyi yok edecek biçimde seçilir. Gerçekten, belirtgin süzgeç frekansı, kazancın geribesleme titreşimlerini desteklemeye yetmediği frekans değerinde yani yükseltecin alçak frekans kesiliminin altında seçilir.

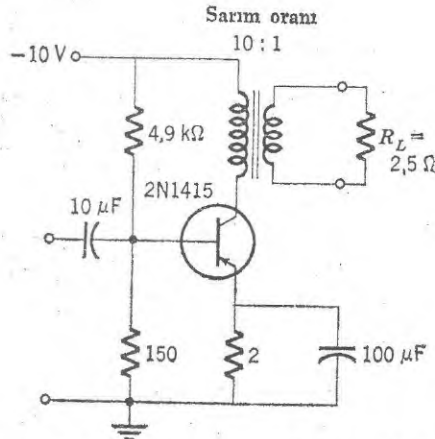


Şekil 7-10. Basit bir RC süzgeci, ortak güç kaynağından gelen geribesleme etkisini azaltarak yükselteci kararsızlığı yok eder.

GÜÇ YÜKSETEÇLERİ

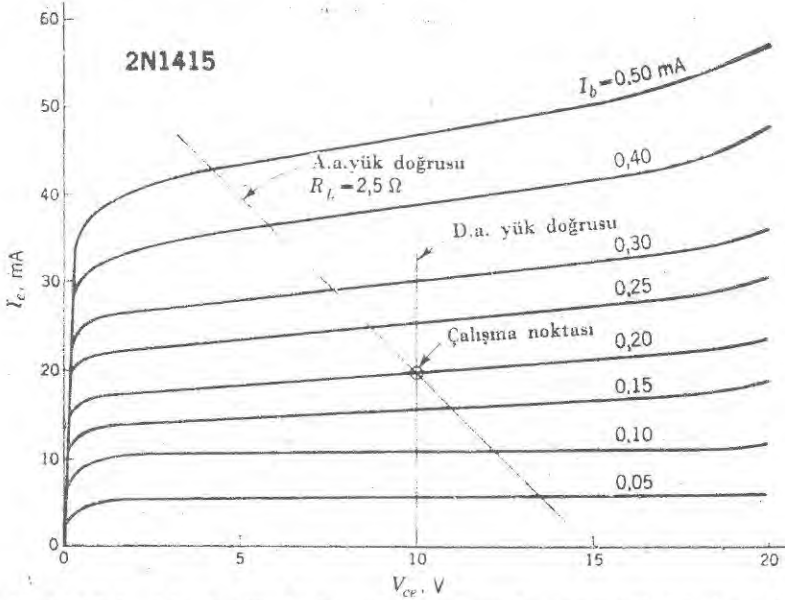
Transformatör Çiftlenimi

Transistörlü yükselteçler önemli ölçüde güç verdiklerinde artık toplayıcı devresinde dirençlerin kullanılması uygun olmaz. Çünkü büyük güçlere karşılık gelen yüksek akımlarda I^2R kaybı büyük değerlere ulaşır. Direnç yerine Şek.7-11 de görüldüğü gibi bir transformatör devreyi yüke bağlar. Sargı tellerindeki d.a. toplayıcı akımı yalnızca küçük bir güç kaybına neden olur, bunun yanında R_L direncinin birinci devreye yansımaları yükselteçte uygun a.a. yük direnci oluşturur. Bundan başka yükseltecin çıkış impedansı transformatörle yük direncine uyuşturulur ve gerçek yük direnci kullanışlı herhangi bir değerde olabilir.



Şekil 7-11. Güç yükselteçlerinde yük direncindeki d.a. güç kaybını azaltmak için transistöre yük olarak bir transformatör bağlanır.

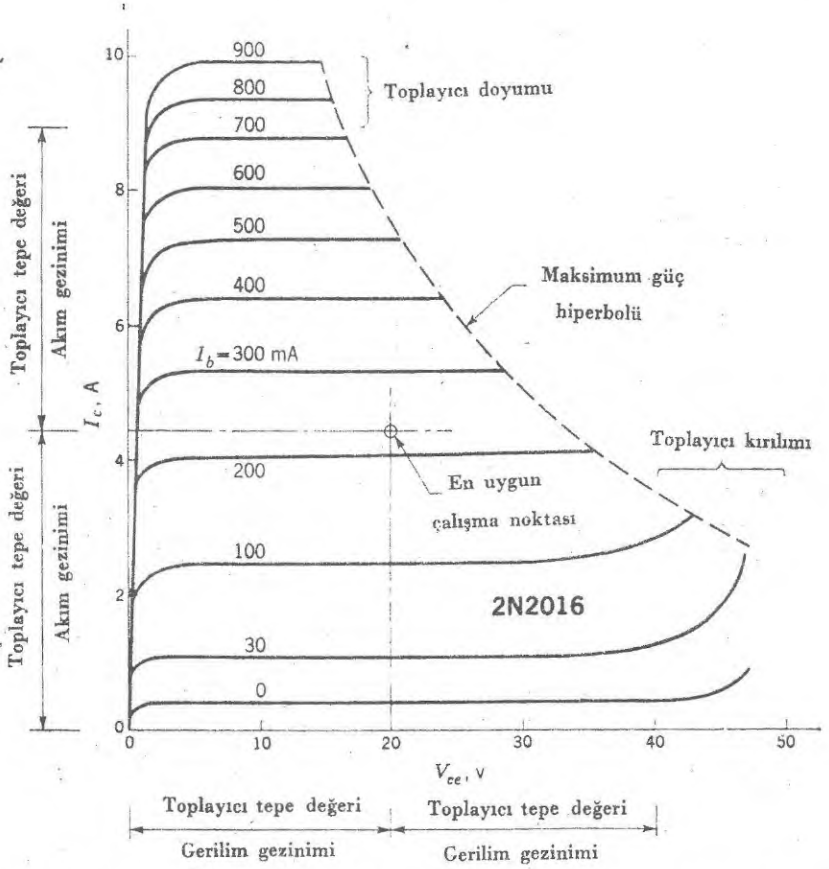
D.a. yük doğrusu temel olarak Şek.7-12 de görüldüğü gibi toplayıcı belirtgen eğrileri üzerinde düşey durumdadır. Çünkü transformatörün birinci sargı dirençleri küçüktür. Durgun çalışma noktası Böl. 6 da özetlendiği gibi belirlenir. Çıkış transformatörünün birinci tarafından görünen yansımış yük direnci R'_L ye karşılık gelen a.a. yük doğrusu çalışma noktasından geçer. Her zaman olduğu gibi a.a. yük doğrusunun eğimi $-1/R'_L$ dir, Şek.7-12.



Şekil 7-12. Şekil 7-11. deki güç yükseltecinin çalışma noktası d.a. ve a.a. yük doğrularının konumu.

Bir güç yükseltecinin çalışma noktası yükseltecin verimini maksimuma çıkaracak ve sıcaklıktan ötürü kaymaları indirecek biçimde seçilir. Toplayıcı akımının transistörde neden olduğu güç tüketimi toplayıcı eklemının dayanacağı sıcaklıkla sınırlanır. Çalışma bölgesi transistöre verilebilecek toplayıcı akımı ve geriliminin oluşturduğu maksimum-güç hiperbolünün solunda kalır, Şek.7-13. Güç transistörü çoğu kez iyi bir ısı iletkenine sıkıca tutturulur. Bu, maksimum-güç hiperbolünü başlangıç noktasından daha da öteye kaydırır ve mümkün alan çalışma akımı ve gerilimi bölgesini genişletir. Bundan başka ısıyı transistörden ortama maksimum biçimde dağıtmak için çoğu kez soğutma kanatları da kullanılır.

Çalışma noktası, bozulmamış güç çıkışını maksimum yapmak için mümkün olan en büyük a.a. işaretleri oluşturabilecek konuma yerleştirilir. Ani maksimum toplayıcı gerilimi, toplayıcı eklemінде ters kırılma gerilimiyle sınırlanır. Aynı biçimde ani maksimum transistör akımı toplayıcı akımının yarı-eklem akımıyla daha fazla artmadığı akıma, yani toplayıcı doyumuna



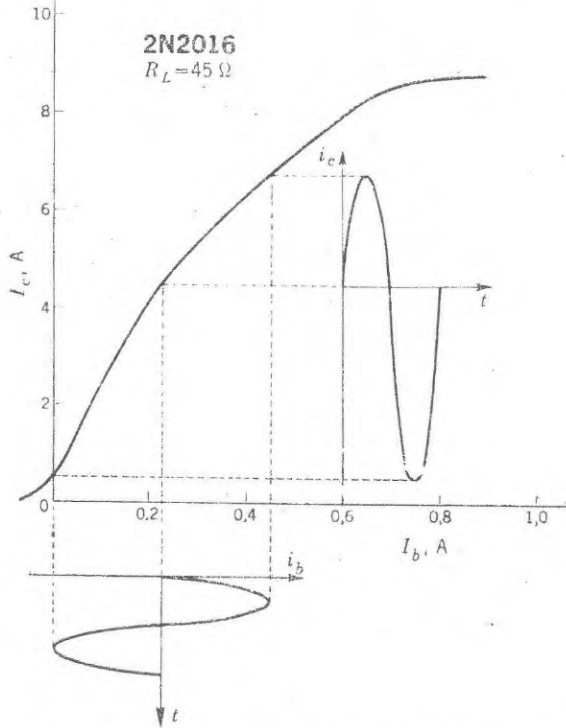
Şekil 7-13. Güç yükseltici için çalışma noktasının en iyi konumu toplayıcı doyumu ve toplayıcı kırılmasıyla belirlenir.

karşılık gelir. Bunlardan birisi sınırı aştığında dalgabıçımı kötü bir biçimde bozulur ve işaret dalgasının tepeleri kesilir. Bundan ötürü çalışma noktasının en iyi konumu, toplayıcı kırılması, toplayıcı doyumu, sıfır toplayıcı akımı ve sıfır toplayıcı gerilimleriyle sınırlanan dikdörtgenin merkezidir, Şek.7-13. Burada toplayıcı akımı ve geriliminin çalışma noktasının her iki tarafındaki değişimleri bozulmaksızın maksimum duruma getirilir.

Bir güç yükselticinin verimi, a.a. işaret gücünün güç kaynağından gelen ortalama güce oranına eşittir. Ortalama güç basit olarak durgun akımla durgun toplayıcı geriliminin çarpımı yani $I_c V_c$ dir. Eğer çalışma noktası en iyi konuma yerleştirilirse çıkış akımının tepe değeri I_c ye ve çıkış geriliminin tepe değeri V_c ye eşittir. Sonuç olarak güç yükselticinin maksimum verimi yüzde 50 dir. Minimum bozulma için işaret değişimleri maksimum değerden biraz küçük seçilmesine rağmen uygulamada transistörlü yükselteçler ideal

durumlara oldukça yaklaşırlar. Yani, uygulamada yüzde 48 mertebesinde verimlere ulaşırlar.

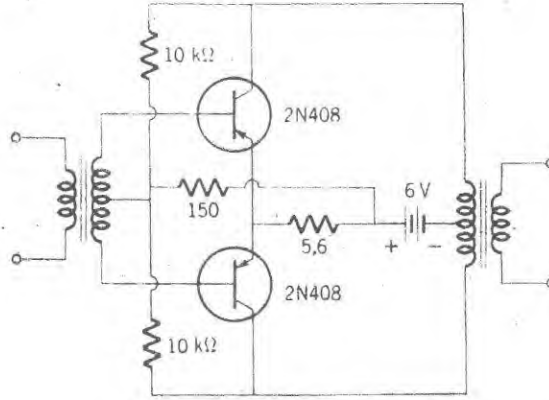
Güç yükselteçlerinin eşdeğer devre gösterimi işaret geriliminin büyük değişimleri yüzünden kullanışlı değildir. Bundan ötürü tüm çözümlemeler grafik yöntemle yapılır. Şekil 7-14 de görüldüğü gibi toplayıcı çıkış akımını taban giriş akımının fonksiyonu olarak çizmek yani yükseltecin dinamik aktarım belirtgenlerini belirlemek en kullanışlı bir yoldur. Aktarım belirtgenleri Şek.7-13 deki toplayıcı belirtgen eğrileri ile dinamik yük doğrusunun kesişme noktasından bulunur. Herhangi bir eğrilik, çıkış dalgabıçımında bozukluğa neden olacağından minimum bozulma olması için aktarım belirtgenleri doğru bir çizgi olmalıdır.



Şekil 7-14. 2N 2016 güç yükseltecinin yükseltilmiş dalgabıçımını belirlemek için dinamik aktarım belirtgenleri kullanılır. Doğrusal olmayan aktarım belirtgenlerinin çıkış akımında neden olduğu bozulmaya dikkat ediniz.

İt-çek Yükselteci

Şekil 7-15 de görülen iki-transistörlü *it-çek* (*push-pull*) yükseltecinin çıkış gücü ve verimi tek transistörlü bir devreden daha fazla, çıkış dalgabıçımının bozulması ise daha azdır. Ortadan uçlu giriş transformatörü, transistörleri 180° faz

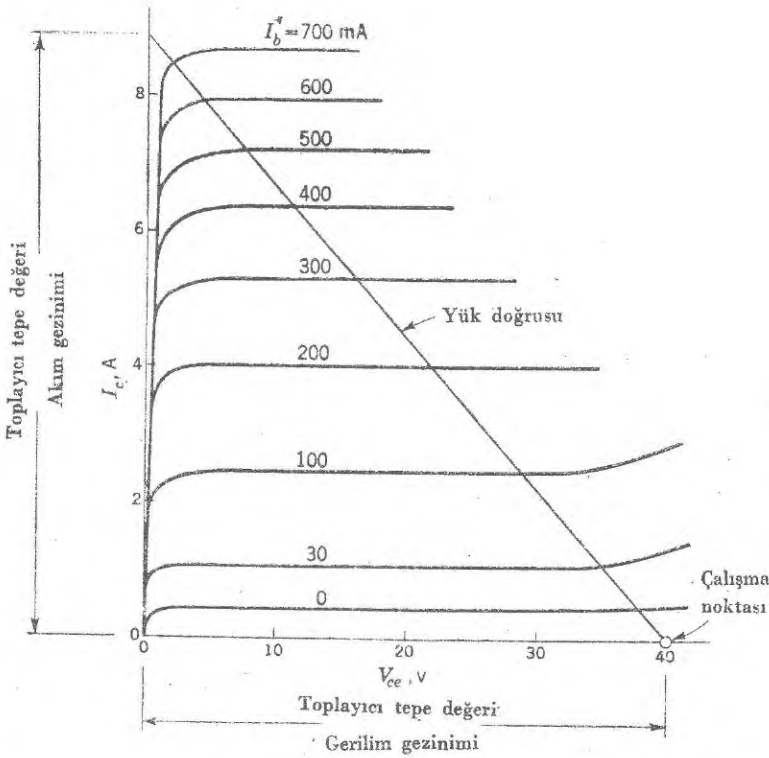


Şekil 7-15. İt-çek güç yükseltici.

farkı ile çalıştırır ve bu devre it-çek adını bu nedenle almıştır. Yükseltilmiş toplayıcı akımları orta uçlu çıkış transformatöründe birleşir ve giriş işareti ile aynı biçimde olan bir yük akımı oluştururlar. Giriş transformatörü aynı zamanda sürücü katı yükseltecin giriş impedansına uyusturur.

İt-çek yükselteci kesilime yakın gerilimle ön beslendiğinde verim artar. Giriş-işaretinin tüm devri boyunca transistör içinde akımın var olduğu bilinen ve daha önce belirlenen devrelerin çalışmasından bunu ayırmak için bu devreye *B sınıfı* çalışan yükselteç denir. Çünkü her transistör kesilime yakın gerilimle beslenmekte, durgun akım çok küçük, işaret-gerilimi ve akımı uygun maksimum toplayıcı gerilimi ve akımına eşit olacak biçimde değişebilir, Şek.7-16. Her transistör sinüs-dalgı işaretinin bir-yarısını çıkış transformatörüne verir ve her transistördeki akım giriş-işaretinin bir-yarısı olduğu halde çıkışta dalgabiçimi korunur. Bu çalışma biçimi Böl.6 da tartışılan tamamlayıcı simetrlı yükselteçlerde açıklanmıştır. İt-çek sürecinde çıkış geriliminin tepe değeri d.a. önbesleme gerilimiyle aynı olan maksimum toplayıcı gerilimine eşit olabilir, Şek.7-16. Bunun sonucu işaret akımının tepe değeri maksimum toplayıcı akımına eşittir. Belli bir zaman aralığında yalnızca bir transistör çalıştığından bu yükselteç katının ortalama gücü yarım-sinüs dalgasının gücüne eşittir. Bu bizi B sınıfı it-çek yükseltecinin maksimum veriminin yüzde 78 olduğu sonucuna götürür ve bu sonuç tek-transistörlü yükseltecin düşünülebililen verimini aşmaktadır.

Küçük akımların yükseltilmesi durumunda her transistörün aktarım belirtgenlerindeki doğrusallıktan ayrılmanın neden olduğu aktarım bozulması tabana verilen küçük bir durgun akımla minimuma indirilir. Bu durum Şek. 7-17 de açıklanmaktadır. Burada iki transistörün aktarım belirtgenleri, birbirlerinin ters işaretli kutuplarına karşılık gelecek biçimde zıt bölgelerde çizilmiştir. Tüm yükseltecin birleştirilmiş aktarım belirtgeni her eğrinin orta-

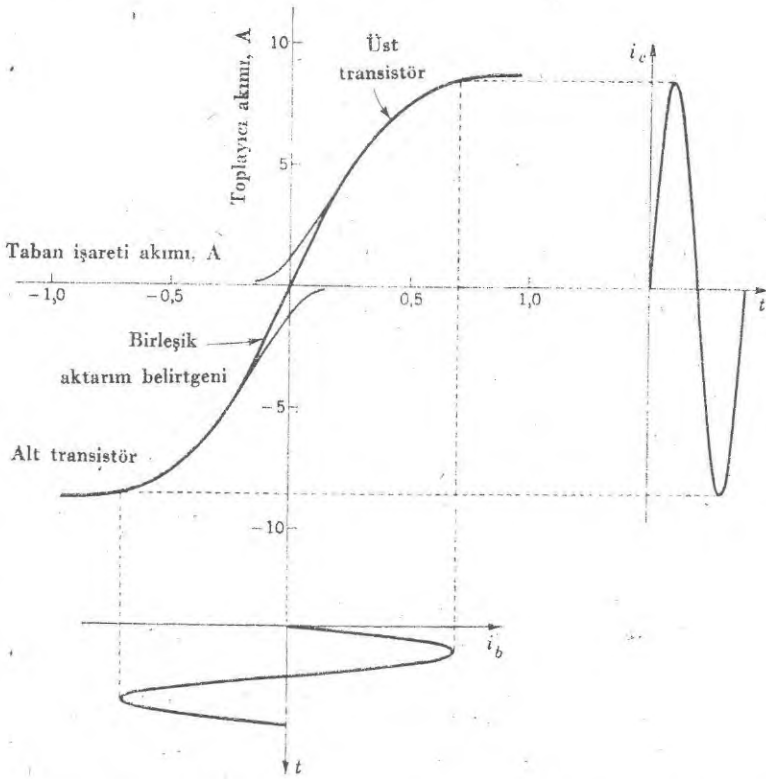


Şekil 7-16. Toplayıcı belirtgenlerinin maksimum bölgesi üzerinde sahman gerilimleri alabilen B sınıfı it-çek yükseltecin çalışma noktası.

lamasıdır ve bu iki belirtgenin her birinden daha çok doğrusaldır. Doğrusal olmayan kısımlar özellikle transistörlerin her ikisinin de çalıştığı başlangıç noktası yakınlarında birbirlerini yok ederler. Bu yok etme olayı it-çek devresinin tek kattan oluşan bir yükselteçten daha az bozulmuş çıkış vereceği anlamını taşır.

Özel Devreler

Güç yükselteçlerinin frekans tepkisi transformatör belirtgenleriyle önemli bir biçimde sınırlanır. Özellikle alçak-frekans tepkisi iyi bir biçimde elde edilmek istenirse büyük (ve pahalı) transformatörlere gerek duyulur. Bu ise saptırıcı-sıgılardan kaçınılamadığından yüksek-frekansta zayıf çalışmaya neden olur. Çıkış transformatörünü kaldırarak bunun yerine küçük çıkış impedanslı yayıcı izleyici kurgu biçimi kullanılabilir ve geniş bir frekans bölgesinde doyurucu çalışmaya ulaşılabilir. Şekil 7-18 deki seçkin devre transistörlü kurgularda değişen şartlara uyabilirliği belirtilmektedir.

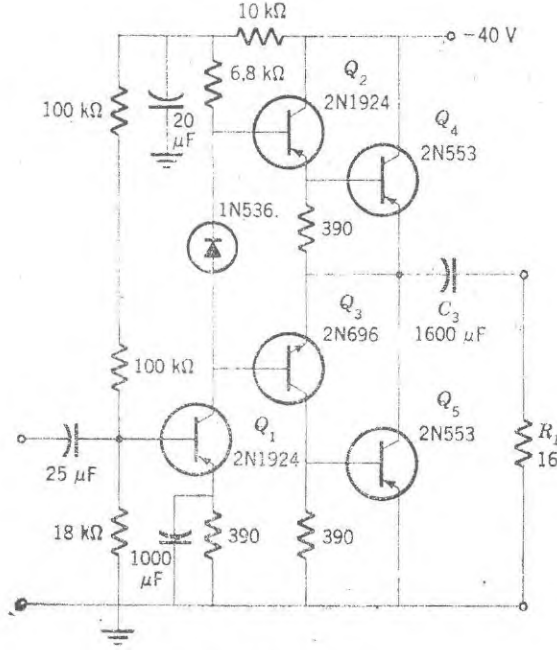


Şekil 7-17. İt-çek güç yükselticinin birleştirilmiş aktarım belirtgeni bileşen transistörlerinin her birinden daha doğrusaldır. Bunu Şek. 7-14. de görülen tek transistör durumundaki çıkış-ışaret akımının genliği ve dalgabıçımını ile karşılaştırınız.

Giriş katında yayıcıyı topraklı Q_1 transistörü tamamlayıcı-simetrili Q_2 ve Q_3 transistör çiftine doğrudan bağlıdır. Bu çift, B sınıfı çalışma için önbeslenmektedir ve daha önce Şek.6-24 deki tartışmayla ilgili olarak her transistör giriş dalgasının bir yarısı için işaret oluşturur.

Aktarım bozulmasını minimuma indirmek için Q_2 ve Q_3 e küçük bir öngerilim verilir. Bu öngerilim, doğru öngerilimdeki 1N536 silisyumlu diyodun uçları arasındaki gerilimle sağlanır. Transistörün yayıcı direnci artan sıcaklıkla açık olarak azalır. Aynı biçimde diyodun doğru yön direnci de sıcaklıkla azalır ve bu nedenle de Q_2 ve Q_3 taban öngerilimi küçülür. Bundan ötürü Q_3 ve Q_2 deki durgun akım sıcaklığa karşı dengelenir.

Tamamlayıcı simetri çifti, çıkıştaki Q_4 ve Q_5 transistörlerine göre Darlington bağlantısındadır. Önceki bölümde belirtildiği gibi bu bağlantı büyük akım kazancı oluşturur. Aktarımdaki bozulmayı minimuma indirmek için üzerindeki gerilimle küçük bir öngerilim veren 390-Ω luk direnç dışında Q_4 ve Q_5 in ikisi de B sınıfı olarak çalışır. Q_2 ve Q_3 ün geliştirdiği it-çek işaretlerinin giriş

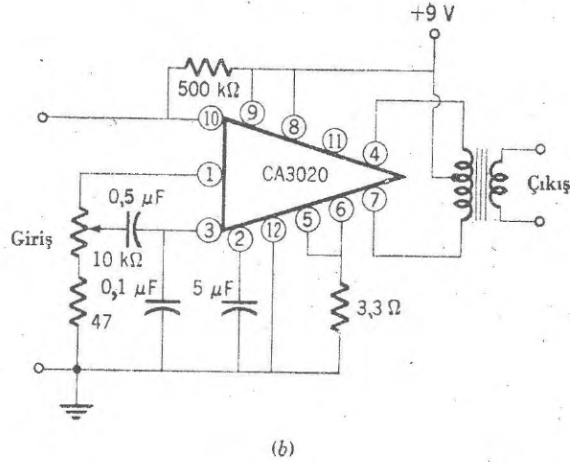
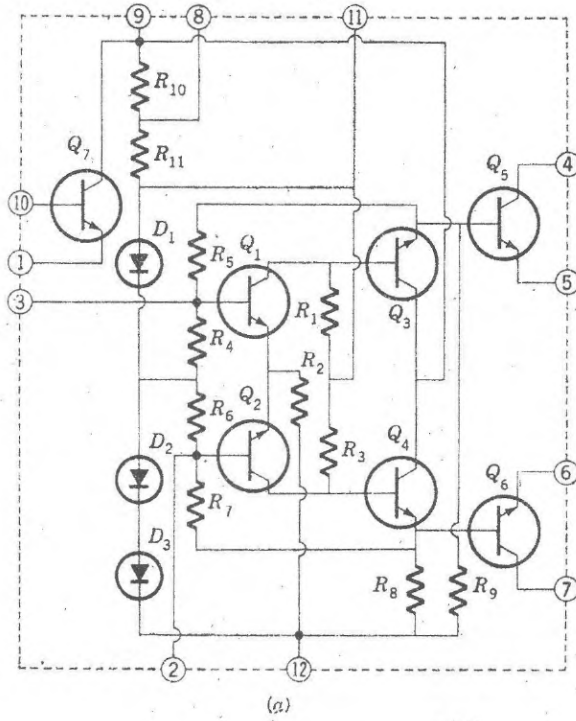


Şekil 7-18. Tek kath it-çek yükseltici.

dalgabiçiminin değişen yarı-devirlerde Q_4 ve Q_5 i çalıştırdığına dikkat ediniz. Bu durum giriş işaretinin kare dalga olduğu varsayımıyla daha açıkça görülebilir. Girişteki kare dalganın pozitif yarısında olduğunu varsayınız. Bu durumda Q_1 hemen hemen kesilimdedir. Öyleyse Q_3 ve Q_5 kesilimdeyken Q_2 ve Q_4 iletimdedir, çıkış işareti negatiftir ve C_3 sığası R_L üzerinden yüklenir. Değişen öteki yarı-devirde Q_2 ve Q_4 kesilimde iken Q_3 ve Q_5 yük üzerinden C_3 ü boşaltır. Her çıkış transistörü birbirinden bağımsız olarak davrandığı için devre, gerçekten tek çıkışlı B sınıfı bir it-çek kurgusudur.

Şekil 7-19 da bir integre devre güç yükseltici belirtilmektedir. Devre, 58 dB lik bir kazanç ve $\frac{1}{2}$ W lık bir çıkış gücü oluşturmaktadır. Bölüm 5 de belirtildiği gibi tüm yükselteç küçük bir silisyum blok içine sığdırılmıştır.

Şekil 7-19a daki yükselteç devresi Q_1 ve Q_2 den oluşan bir giriş fark yükseltcinden oluşmaktadır. Q_2 ve Q_1 den çıkan işaretler Q_3 ve Q_4 ü it-çek olarak beslemek için uygun fazdadırlar. Q_3 ve Q_4 transistörleri Q_5 ve Q_6 çıkış transistörlerine doğrudan bağlıdırlar. Q_7 transistörü ayrı bir elemandır ve istenirse yükseltecin geri kalan kısmına bağlanır ya da atılır.



Şekil 7-19. (a) CA 3020 integre yükselteç devresinin çizimi, (b) pratik bir güç yükselteci.

R_{10} ve R_{11} in birleşimi üç diyod ile birlikte giriş devresi için sıcaklıkça dengelenmiş gerilim düzenleyici oluşturmaktadır. Doğru-öngerilimdeki silisyum diyod üzerinde düşen gerilim 0,6 V olduğundan Q_1 ve Q_2 için taban önge-

rilimi 1,2 V ve toplayıcı öngerilimi 1,8 V tur. Bundan başka bu gerilim kaynaklarında sıcaklıkla oluşan gerilim değişimleri bu sıcaklıklarda transistör özelliklerindeki değişimleri karşılayacak niteliktedir. R_5 ve R_7 dirençlerinin Q_5 ve Q_6 nin taban gerilimleri üzerinden Q_1 ve Q_2 ye öngerilim sağladıklarına dikkat ediniz. Bundan ötürü, Q_5 in taban öngerilimi diyelim sıcaklık değişimi nedeniyle artarsa Q_1 in öngerilimi de artar. Bu ise Q_3 ün tabanında bir gerilim düşmesi ve dolaylı olarak Q_5 in öngeriliminde bir düşme oluşturur. Gerçekten gerçek değişim kısmen dengelenir. Bu tür *geri-besleme*, sıcaklık değişimlerinin ve bileşenlerin belirtgenlerindeki yavaş değişimlerin neden olduğu kaymalara karşı transistörlerin çalışma noktalarını kararlı kılar.

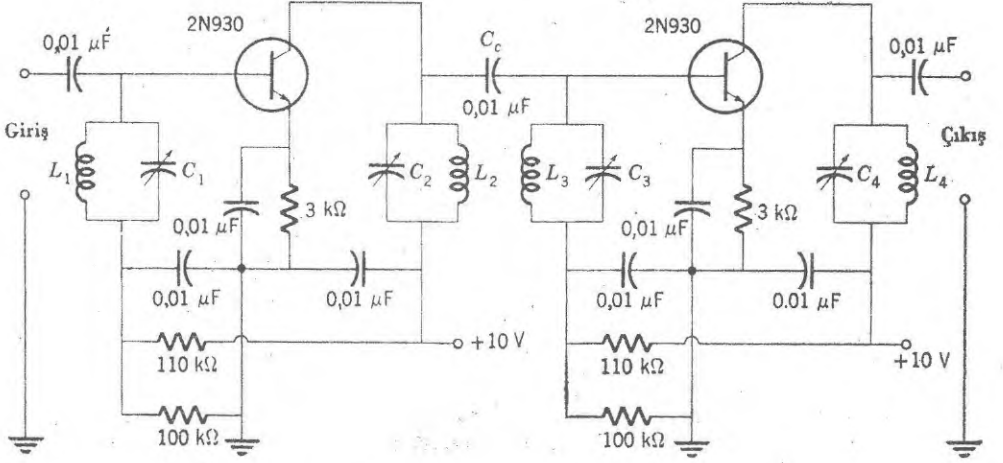
Bu integre devreyi kullanarak yapılan pratik bir güç yükselteci Şek.7-19b de görülmektedir. Bu bağlamada Q_7 transistörü yüksek impedans girişi için bir yayıcı izleyici olarak düzenlenmiştir ve 10-k Ω luk gerilim bölücü değişken kazanç kontrolü yapar. Q_2 nin tabanı 5- μ F lik kondansatör üzerinden a.a. işaretleri için topraklanmıştır ve standard it-çek çıkış transformatörü Q_5 ve Q_6 yı yüke bağlar. Eğer tüm devre ayrı bileşenlerden yapılsaydı ne kadar sayıda bileşene gerek duyulacağına ve integre devre yükselteç durumunda bu sayının ne kadar azalacağına dikkat ediniz.

AKORTLU YÜKSELTEÇLER

Akortlu Çiftlenim

Bir tek frekanstaki ya da yalnızca bir dar şeritteki frekans işaretlerinin yükseltilmesine gerek duyulduğu zaman rezonans devreleri bir katın çıkışını ondan sonraki katın girişine bağlar. Bölüm 3 de tartışıldığı gibi paralel rezonans devrelerinin impedansı rezonans durumunda çok büyüktür. Bundan ötürü bir *akortlu devre* bir transistörlü yükseltecin yük impedansı olduğu zaman rezonans frekansında oldukça büyük bir kazanç elde edilir. Gene akortlu bir yükselteç rezonans frekansından uzak frekanstaki işaretleri dışarlar. Bu oldukça büyük bir üstünlüktür. Buna ek olarak devredeki saptırıcı sığalar rezonans devresine katılırlar ve yüksek frekanslı işaretleri şöntlemezler.

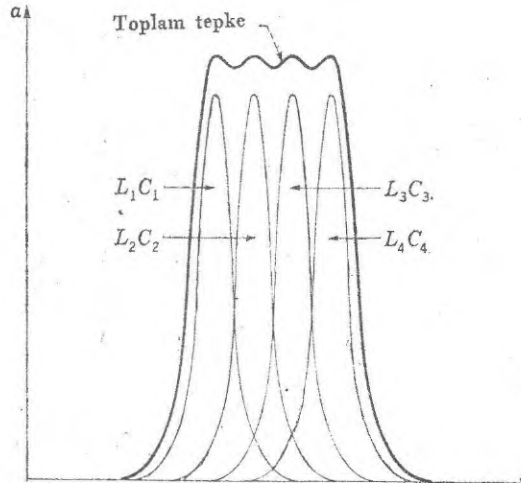
Şekil 7-20 deki basit iki-katlı transistörlü akortlu yükselteşte her transistörün çıkış yükü ve giriş devresinde paralel rezonans devreleri kullanılmaktadır. Çiftlenim sığacı C_c bir kattan sonrakine işaret taşır. Her transistörün çalışma noktası standard yoldan belirlenir. C_1 , C_2 , C_3 ve C_4 akort kondansatörleri uygulamada ayarlanabilir biçimde yapılır böylece devre her kattaki tüm saptırıcı sığaların etkisini de içeren aynı rezonans frekansına getirilebilir. Akortlu devreler rezonansta direnç gibi davranırlar ve bundan ötürü yükselteç daha önce geliştirilen yöntemlerle çözümlenebilir. Saptırıcı kondansatörler önemsiz olur fakat bu durumda ilgilenilen frekans için uygun h parametreleri kullanılmalıdır. Rezonans frekansından başka frekanslarda devre



Şekil 7-20. İki-kath akortlu yükselteç.

çözümlemesi yapmak reaktans etkileri yüzünden daha karışık duruma gelir ama a.a. eşdeğer devre yöntemi kullanılarak kısa yoldan incelenebilirler.

Eğer tüm dört rezonans frekansı aynı frekansa akortlanırsa belirtgen tepki rezonans frekansında daha keskin bir rezonans tepkisi oluşturur. İşaretlerden özel bir frekans yükseltmek istendiğinde böyle bir belirtgen daha kullanışlıdır. Bundan başka her devre az farklı frekanslara akortlanabilir, bu durumda tepki belirtgeni tepesinde Şek.7-21 deki gibi bir düzlük oluşur. Bu Böl.4 de tartışılan modüleri sinüs dalgaya benzer bir frekans şeridinin yüksel-



Şekil 7-21. Farklı frekanslara akortlu yükselteç bir ölçüde düz tepeli tepki belirtgenine sahiptir.

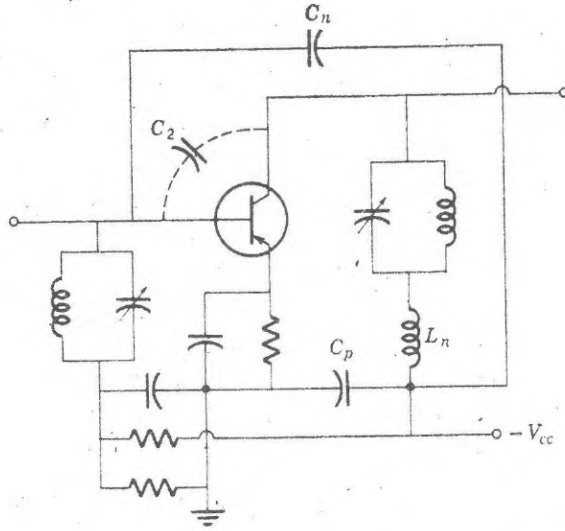
tilmesi mümkün olur. Böyle *biraz farklı frekanslara akortlu* yükseltecin orta şerit kazancı, her katın maksimum yükseltmesi farklı frekanslarda olduğundan tek-frekanslı devreninkinden daha küçüktür.

L_2 ve L_3 aynı çekirdek üzerine sarılırsa tepki belirtgeni iki-tepeli olabilir ve birinci ve ikinci sargıların merkez frekansına akortlanması durumunda bile Şek.7-21'deki düz-tepeli yaklaşık tepkiyi oluşturabilir. Bu durum, sarımlar arasındaki karşılıklı etkileşme nedeniyle oluşur ve bu duruma *aşırı çiftlenim* denir. Karşılıklı indüktans iki kargal arasındaki uzaklığı ayarlayarak değiştirilir ve bu yolla frekans-tepki eğrisi ya keskin tepeli ya da bağıl olarak düz-tepeli yapılabilir. Aşırı çiftlenim durumu biraz farklı frekanslara akortlu yükselteçten daha büyük orta-şerit kazancına sahip olduğundan özellikle kullanışlıdır ve tepki eğrisinin kenarları daha dik olarak yükselir. Bu nedenle devre yükseltme şeridinin hemen dışındaki frekanslardaki işaretleri dışarlar. İşaret bir kattan yanındakine karşılıklı etkileşme yoluyla geçtiğinden artık çiftlenim kondansatörüne gerek kalmaz. Gerçekten L_2C_2 ve L_3C_3 birleşimine akortlu transformatör olarak bakılabilir.

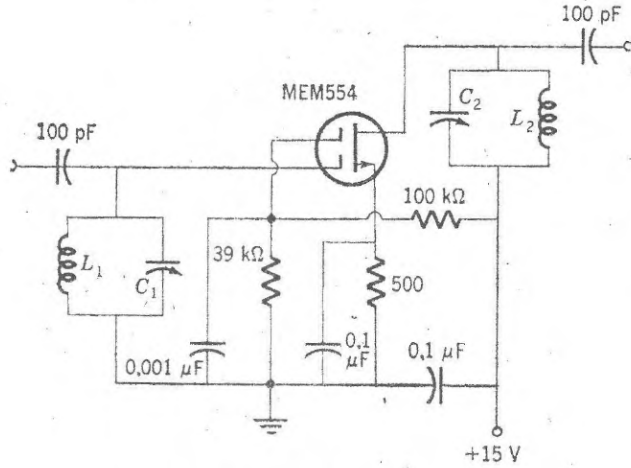
Nötürleştirme

Birçok transistörlerde toplayıcı-eklem sığası toplayıcı ve taban arasında istenmeyen bir geri-beslemeye neden olacak kadar büyük olur. Yüksek frekanslarda sığasal reaktans küçülür ve yükselteç titreşime geçer. Çünkü yükseltilmiş toplayıcı işareti girişe geri döner ve burada yeniden yükseltilir ve durum böylece tekrarlanır. Bu olay olduğu zaman devre kullanışsız bir yükselteç olur. Toplayıcı sığasının etkisi geribesleme sığasıyla oluşturulan büyüklükte bir işareti tabana vererek *nötürleştirebilir* ama bunlar 180° faz dışı olmalıdır ancak bu durumda iki geribesleme işareti birbirini yok eder. Bunu başarılı yapan bir teknik Şek.7-22'de belirtilmektedir. Burada çıkış işaretinin bir kısmı C_n nötürleştirme kondansatörü aracılığıyla girişe geri verilir. Geri dönen işaretin genişliği C_n değeriyle olduğu kadar C_p sığası ve seri bağlı küçük L_n indüktanslarının bağıl değerleriyle belirlenir. Geri dönen işaret toplayıcı sığası yüzünden 180° faz dışıdır, çünkü seri indüktans ile devreye indüktel bir faz kayması sokulmuştur. Başka devre düzenlenişleri de kullanılabilir. Transistör yapımında toplayıcı sığasını minimuma indirmek için her çeşit çaba gösterilir, bu yüzden nötürleştirme gereksiz olabilir.

Akıtıcı-geçit sığası yüzünden alan-etkili transistörlerde de buna benzer etkiler oluşur. MOYAET ün akıtıcı-geçit sığasının büyüklüğü, kontrol geçidi ve akıtıcı arasına ikinci bir geçit yerleştirmekle istenilen biçimde azaltılabilir, Şek.7-23, böylece nötürleştirme gereksiz olur. A.a. işaretleri için perdeleme oluşturma bakımından ikinci geçit topraklanır.

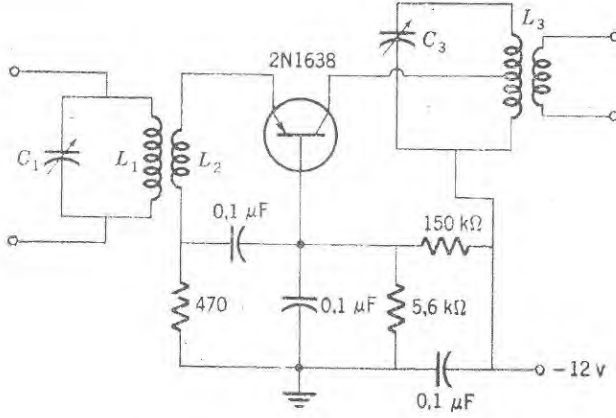


Şekil 7-22. Çıkış devresinden gelerek C_n üzerinden geri dönen işaret aracılığıyla toplayıcı-taban sığasının etkisi nőtürleştirilir.



Şekil 7-23. İki geçitli MOYAET yükseltici.

Transistörlü yükselteçlerde tabanı topraklı, düzenleme ile de geribesleme etkisi ortadan kaldırılabilir, Şek.7-24. Bu devrede toplayıcı-yayıcı sığası çok küçük olduğundan nötürleştirme gereksizdir. Bundan başka tabanı topraklı kurgunun h parametreleri bağıl olarak frekanstan bağımsızdır, bu yüzden α -kesilim frekansına yakın frekanslarda transistör kullanışlı bir yükselteçtir. Tabanı topraklı katın alçak giriş-impedansı, akortlu transformator kullan-



Şekil 7-24. Tabanı topraklı akortlu yükselteç.

makla uyumlu duruma getirilebilir. L_2 yalnızca birkaç sarımlıdır ve genellikle transformatorün ikinci sargılarında rezonans sağlamanın bir üstünlüğü yoktur.

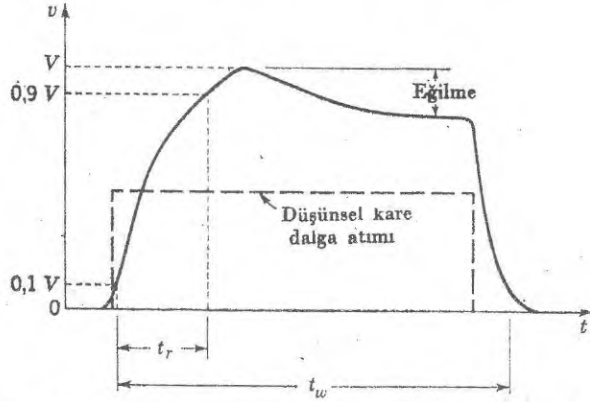
Şekil 7-24 deki devrede toplayıcı, L_3C_3 rezonans devresine indüktansın ortasından bağlanmıştır. Bu rezonans devresi üzerindeki transistör çıkış impedansının rezonans devresi üzerine yüklenmesini azalttığından Q yü artırır ve rezonans eğrisini daha keskin yapar. Bundan başka rezonans sığasını belirlemede toplayıcı sığası çok daha az etkin olur. Toplayıcı sığası sıcaklıkla değiştiğinden bu olay önemlidir. Eğer toplayıcı tüm rezonans devresi üzerine bağlanırsa toplayıcı sığası akort sığası C_3 ile paralel duruma girer ve rezonans frekansı sıcaklıkla değişir.

PULS YÜKSELTEÇLERİ

Kare dalga gibi bir gerilim düzeyinden başka bir düzeye çabukça değişen bir seriden oluşan işaretler de sinüsel dalgabiçimleri kadar önemlidir. Böyle pulslu dalgabiçimleri Fourier çözümleme yöntemi kullanarak sinüsel harmonik bileşenlerine çevrilebilmekle birlikte onları kendi durumlarında incelemek daha uygundur. İdeal puls yükselteçleri puls biçiminde hiç bir değişiklik yapmadan yalnızca genliği yükseltir. pratik devrelerle bu çalışma biçimine yaklaşılabilir.

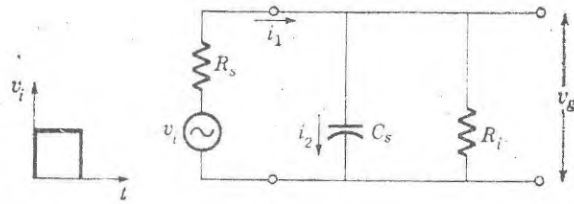
Yükselme Süresi

Puls yükselteçlerinin önemli belirtgenleri kazanç, frekans tepkisi, kararlılık ve bozulma daha önce tartışılan alışılmış yükselteçlerinkine benzer. Özellikle frekans tepkisinin önemini belirlemek için Şek.7-25 de görülen ideal karesel pulsları ve bunun pratik bir yükselteçten geçmesiyle sonuçlanan ideal olma-



Şekil 7-25. İdeal karesel gerilim pulsuyla yükseltilmiş ve ideal olmayan pulsun karşılaştırılması.

yan puls biçimini düşünün. Yükseltilmiş pulsların aniden maksimum değerine yükselemediğine dikkat edin. Bu durum yükseltecin yüksek-frekans kesiliminde şönt sığasının neden olduğu bir sonuçtur. Transistörlü ya da vakum tüplü tek katlı bir yükselteç durumunu düşününüz. Bu durum Şek.7-26 daki giriş devresiyle temsil edilebilir, burada C_s toplam şönt sığasını (Şek.7-6 ile karşılaştır), R_i giriş impedansını ve R_s önceki katın impedansını göstermektedir. $t = 0$ anında başlayan karesel gerilim pulsı v_i nin neden olduğu v_o çıkış geriliminin dalga biçimi Böl.2de belirlenen geçici akımların devre çözülmesi tekniğiyle bulunur.



Şekil 7-26.

Denklem (2-59) a göre çıkış işaretini,

$$\tau = \frac{C_s}{1/R_s + 1/R_i} \quad (7-8)$$

ile verilen devre zaman sabitiyle üstel olarak artar. Pulsun yükselen kenarında bozulmayı minimuma indirmek için zaman sabitinin mümkün olduğu kadar küçük yapılması istenir.

Giriş atımının sonunda, çıkış işaretinin sıfıra doğru üstel olarak bozulması da devrenin zaman sabitiyle belirlenir. Bununla birlikte pulsun sonunda bundan önceki katın tamamıyla kesilime uğradığını bu yüzden R_s nin yeterince

büyümesi sonucu Denk.(7-8) de R_s ile ilgili terimin atılabileceğine dikkat ediniz. Bu, puls dalgabıçımının yükselen kenarı ile alçalan kenarının farklı zaman sabitlerine sahip olduğu anlamını taşır ve yükselme süresi genellikle daha çabuk geçer. Bu farklılık eklem transistörlü puls yükselteçlerinde minimuma indirilir çünkü bu transistörlerin alçak giriş impedansı Denk.(7-8) de önemli olmaktadır.

Şekil 7-25 de belirtildiği gibi bir pulsun tepe değerinin yüzde 10 undan yüzde 90'ına kadar yükselmesi için gereken zamanı *yükselme süresi* t_r olarak tanımlamak kolaylıklar sağlar, t_r için kullanışlı olan yaklaşık bir ifade Denk. (2-59) dan

$$0,9 = 1 - e^{-t_r/\tau} \quad (7-9)$$

ifadesiyle elde edilir. Buradan t_r yi çözer ve Denk. (2-46) dan yükseltecin yüksek frekans kesilim şartını, $2\pi f_0 = 1/\tau$, araya sokarak

$$t_r = \frac{\ln 10}{2 \pi f_0} \approx \frac{1}{3 f_0} \quad (7-10)$$

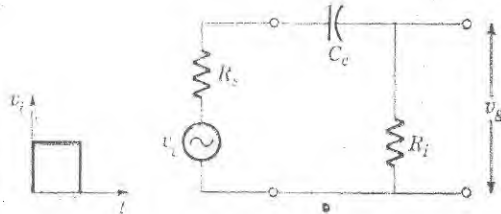
bulunur. Denklem (7-10) a göre eğer pulsun yükselme süresi kısa ise bu pulsı yükseltmek için iyi yüksek frekans tepkisi olan bir yükseltece gerek duyulur. Örneğin, eğer pulsun yükselme süresi $1 \mu s$ ise yükseltecin şerit-genişliği 370 kHz'e kadar uzanmalıdır. Sırası gelmişken çok katlı yükselteçlerin şerit-genişliğinin herhangi bir tek katnkinden daha dar olduğunun hatırlanması yerinde olur.

Eğilme

Pulsun bozulmasının ikinci bir çeşidi de Şek. 7-25 de görüldüğü gibi pulsun-sabit tepe değerinden ayrılmasıdır, sabit değerden ayrılmayı gösterdiği için buna *eğilme* denir. Eğilme yükseltecin alçak-frekans kesiliminin bir sonucudur. Gereğkten puls uzunluğu kısa süreli bir d.a. işaretini gösterir. Bundan ötürü Şek. 7-27 deki tek-katlı uygun eşdeğer devre Şek. 7-3 de olduğu gibi C_c katlar-arası çiftlenim sığasını içermektedir. Bu yüksek frekansları geçiren bir süzgeçtir ve geçici gerilim, zaman sabiti

$$\tau = (R_i + R_s) C_c \quad (7-11)$$

olan üstel bir dalga biçimidir. Açıkça anlaşıldığı üzere puls sürecince çıkış geriliminin minimum bozulması için devrenin, zaman sabiti uzun olmalıdır. Bu da büyük değerli bir C_c nin gerekli olduğu anlamına gelir.



Şekil 2-27.

Birçok uygulamalarda eğilme küçüktür, bu yüzden üstel terim seri açılımının ilk iki terimiyle,

$$v_g = v_i \left(1 - \frac{t}{\tau} \right) \quad (7-12)$$

yazılabilir. Böylece t_w puls süresinin sonunda $P = \Delta v_g / v_i$ olan eğilme yüzdesi

$$P = \frac{\Delta v_g}{v_i} = \frac{t_w}{\tau} \quad (7-13)$$

olur. $2 \pi f_o = 1/\tau$ alçak-frekans kesiliminin tanımıyla Denk. (7-13) de

$$t_w = \frac{P}{2 \pi f_o} \quad (7-14)$$

bulunur. Uzun bir pulsun alçak-frekans tepkisi için en iyi olan bir yükseltecin gerekli olduğuna dikkat ediniz. Örneğin, eğilme bozulmasının yüzde 1 den az olması gerektiğini varsayınız. O zaman 1 ms lik pulsarı yükseltecek bir yükseltecin alçak kesilim frekansı 1,6 Hz e kadar aşağı frekanslara inmelidir.

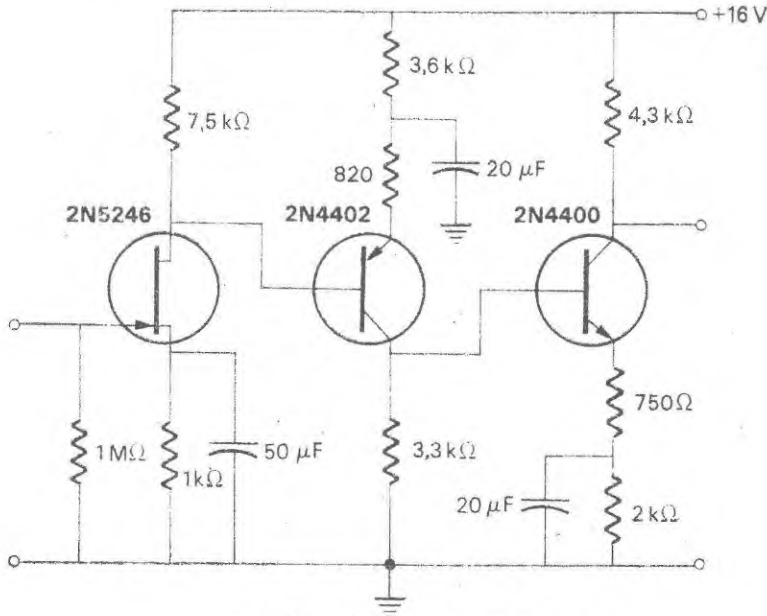
Bu iki bölümün sonuçları, yükletçilerin tepki belirgenlerini belirlemek için kolay bir teknik getirmektedir. Girişe bir kare dalga uygulanır ve çıkış dalgabıçımı osiloskopta gözlenir. Kare-dalgaının frekansı, çıkış dalgabıçımından ölçülebilir bir eğilme elde edilinceye dek küçültülür ve Denk. (7-14) kullanılarak alçak frekans kesilimi belirlenir. Buna benzer biçimde yükseltilmiş pulsun yükselme süresi osiloskopta gözleninceye dek kare-dalgaının frekansı yükseltilir ve Denk. (7-10) yardımıyla yükseltecin yüksek-frekans kesilimi bulunur. Şüphesiz kare-dalga işaret üreticinin ve osiloskobun tepki belirgenlerinin oldukça iyi olduklarını varsayıyoruz, yani bunların pulsa getireceği bozulmaları önemsemiyoruz.

Böyle bir *kare-dalga sınaması* varsayılan en iyi tepkiyi elde edecek biçimde yüksetçeleri ayarlamada özel yararlar sağlar. Çünkü herhangi bir değişim çıkıştaki pulsun dalgabıçımında hemen gözükür. Bu teknik yorucu biçimde yinelenmelerle sinüs-dalga frekans-tepki belirtgenlerinin hesaplarını gereksiz kılar. Kare-dalga frekansı ve yükseltecin kesilim frekansının bağıl değerlerine bağlı olarak Şek. 2-28 ve 2-30 daki dalgabıçımlarına sık sık rastlanır.

D.A. YÜKSELTEÇLERİ

Frekans sıfır olduğunda birleştirici kondansatörlerin reaktanslarının sonsuz olmaları yüzünden buraya kadar tartışılan yüksetç devrelerinin d.a. işaretleri için kazançları sıfırdır. d.a. ya da çok yavaş değişen işaretlerin yükseltilmesi birleştirici kondansatörlerin tüm olarak kaldırılmasıyla yapılır. Böyle bir *doğrudan bağlı* yükseteci d.a. tepkisine ek olarak yüksek frekansta çalışması da geliştirilir. Bu olgu çiftlenim devrelerine eşlik eden saptırıcı sığalar yok edilmiş olduğundan kendiliğinden ortaya çıkar.

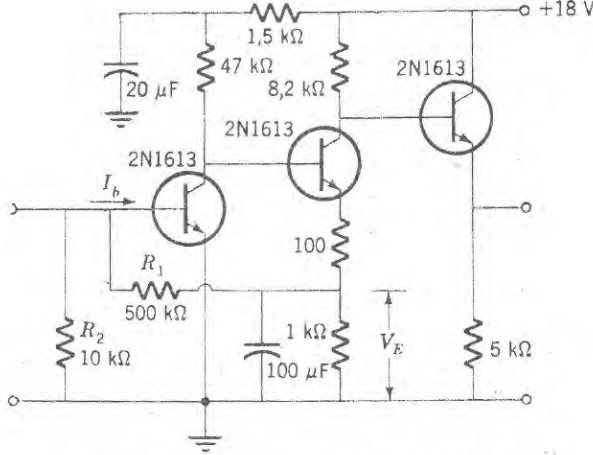
Daha önce tartışılan Darlington bağlantısı iki-katlı temel bir d.a. yükseltecidir. Fakat büyük gerilim kazancı değerlerine ulaşmak için daha dikkatli hazırlanmış devrelere ihtiyaç vardır. Örneğin, Şek. 7-28 deki üç-katlı direk bağlı yükselteci düşünün. Bu devre, bir AET lü giriş katıyla birlikte yayıcısı-topraklı iki transistör içermektedir. Yayıcısı-topraklı iki katta tamamlayıcı simetri kullanıldığına ve bunun her kattaki d.a. gerilim düzeylerini uygun değerlerde tuttuğuna dikkat ediniz. Böyle peş peşe ekli d.a. yükselteçlerindeki büyük güçlük, zaman ya da sıcaklıkla transistör belirtgenlerindeki küçük değişimlerin



Şekil 7-28. Üç katlı d.a. yükselteci.

ve besleme gerilimlerindeki değişimlerin neden olduğu *kaymadır*. Çünkü girişteki herhangi bir küçük değişim yükselteçteki peş peşe katlarda yükseltilmektedir.

Doğrudan bağlı yükselteçlerin durgun çalışma noktasını kararlı kılmak genellikle izlenen kullanışlı bir yoldur. Bu iş, çıkış geriliminin bir kısmını girişe, kaymayı yerine getirecek biçimde geri veren bir yöntemle yapılır. Bu kararlılık Şek. 7-29 da giriş transistörüne öngerilim sağlayan R_1 direncinin konulmasıyla başarılmıştır. İkinci kattaki V_E yayıcı gerilimi herhangi bir nedenle artarsa buna bağlı olarak birinci katın taban akımının da artacağına dikkat ediniz. Bu durum ise ikinci transistörün taban akımında bir azalmaya neden olur. Bu azalma da V_E yi ilk değerine döndürme eğilimindedir. R_1 in kararlı kılma etkisi Şek. 6-13b ye benzeyen biçimde, giriş katının ta-



Şekil 7-29. Doğrudan bağlı a.a. yükselteci.

ban devresinin eşdeğer devresiyle en iyi biçimde incelenebilir. Eşdeğer devre etrafındaki gerilim düşmeleri

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} V_E - I_b \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} - V_{be} = 0$$

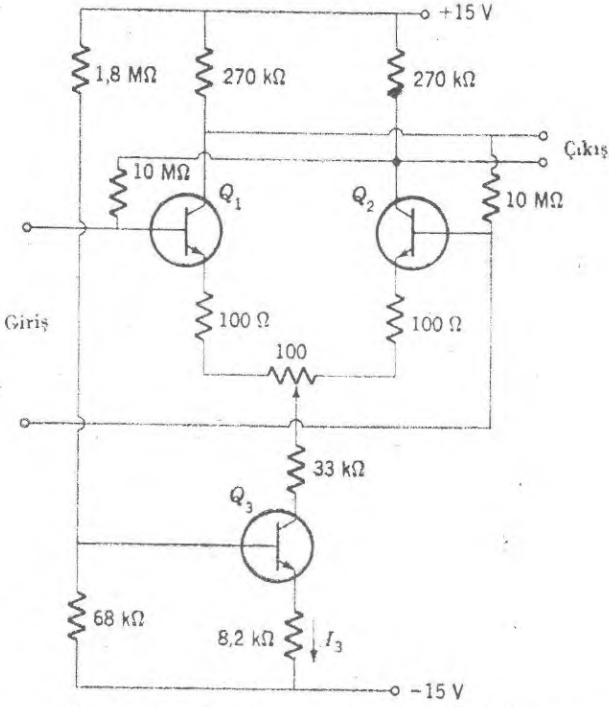
dir, burada V_{be} yayıcı-taban gerilimidir. Bunun V_E için çözümü

$$V_E = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{be} + R_1 I_b \quad (7-15)$$

olur. Şimdi V_{be} bir ölçüde sabit bir niceliktir. Eğer devre, Denk. (7-15) deki birinci terim ikinciden çok daha büyük olacak biçimde düzenlenirse V_E sabit olur ve yükselteç kararlı duruma getirilmiş olur. Denklem (7-15) ye göre V_E nin hesaplanmasından sonra her transistördeki akımlar transistörlerin belirtgenlerinden hesaplanabilir ve yükseltecin durgun çalışma noktası tam olarak belirlenebilir.

Bununla birlikte kaymaya karşı kararlı duruma getirilen yükseltecin d.a. işaretlerine cevap vermeyeceğine dikkat ediniz. Eğer Denk. (7-15) deki ikinci terim atılırsa bir I_b giriş işareti V_E de herhangi bir değişime neden olmaz, böylece çıkış işareti sıfır olur. Fakat $100 \mu F$ lık kondansatör V_E yi kısa devre yaptığı için a.a. işaretleri için hiçbir işaret girişi dönmez, bundan ötürü devre etkin bir a.a. yükselteci olur.

Aygıt belirtgenlerindeki ve öngerilimlerindeki değişimlerin neden olduğu kaymalar. Şek. 7-30 da görülen dengelenmiş fark yükselteciyle minimuma indirilir. Devrenin bir yanında oluşan değişimler öteki yandaki benzer değişimlerle giderilir. Bundan başka, giriş işareti sıfır olduğunda çıkış uçları aynı gerilimde olurlar. Şekil 7-30 un Şek. 5-29a ve Şek. 6-22 ye benzerliğine dikkat ediniz.



Şekil 7-30. Fark yükseltici dengeli bir d.a. yükselticidir.

Q_3 transistörü, kayma yatkınlığını daha da azaltmak için fark-yükseltici-ne sabit akımlı kaynak sağlamak amacıyla kullanılır. Bundan başka Q_3 ün temel olarak $1/h_{oe}$ ye eşit olan a.a. toplayıcı impedansı çok büyüktür ve bu Denk. (6-56) ya göre devrenin simetrisizlik etkisini oldukça azaltır. Bu durum büyük yayıcı direncinden daha uygundur, çünkü Q_1 üzerinde düşen gerilim $1/h_{oe}$ direnci üzerinde düşenden çok daha küçüktür. Q_1 ve Q_3 nin taban öngerilimleri için kullanılan dirençlerin birbirlerinin toplayıcılarına bağlandığına dikkat ediniz. Bu bağlantı biçimi, kazancı azaltmaksızın çalışma noktasının kararlılığını sağlamaya yöneliktir, çünkü herhangi bir giriş işaretine cevap olarak toplayıcı gerilimleri zıt yönde değişir.

Fark yükseltcinin çıkış işareti, Denk. (6-51) in kullanılmasıyla

$$v_o = g_m R_L (v_2 - v_1) \quad (7-16)$$

olarak bulunur. Doğrultucu eşitliği olan Denk. (5-4) ü kullanarak transistörün aktarım-iletkenliğini elde etmek öğreticilik bakımından uygun olur.

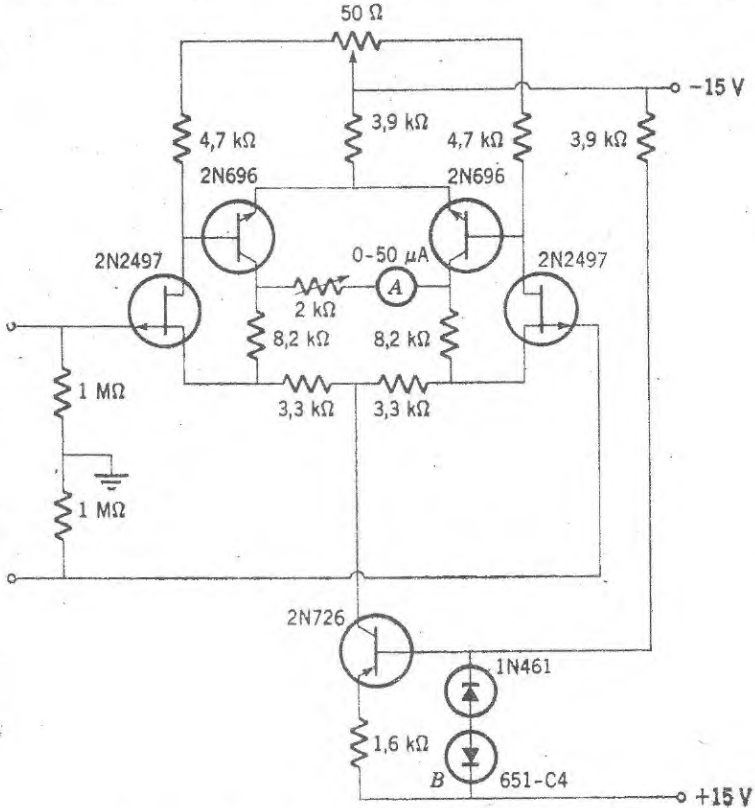
$$g_m = \frac{dI_c}{dV_e} = \alpha \frac{dI_e}{dV_e} = \frac{\alpha e}{kT} I_{oe^{eV_e/kT}} = \frac{\alpha e}{kT} I_e \quad (7-17)$$

Bu devre dengelenmiştir ve $2I_e = I_3$ tür. Buna göre çıkış işareti

$$v_o = \frac{\alpha \phi}{2 k T} I_3 R_L (v_2 - v_1) \quad (7-18)$$

olarak bulunur. Denklem (7-18) e göre yükseltecin kazancı Q_3 deki akımla belirlenir. Bu akım da Q_3 üzerindeki taban öngerilimiyle belirlenir ve gerekirse kazanç ihtiyacına göre uygun biçimde ayarlanabilir.

Fark yükseltecinin dengesi ve kararlılığı büyük değerinde yükseltme yapmak için birçok katların peş peşe eklenmesiyle bozulmaz. Bu durum gelecek bölümde işlenecektir. Yararlı bir d.a. milivoltmetre oluşturan iki-katlı pratik bir yükselteç Şek. 7-31 de gösterilmiştir. AET katını, yayıcısı-topraklı bir transistör katı izlemektedir. AET lü yükselteç büyük giriş impedansı oluşturur ve 2N726 yayıcı transistörü ve 651-C4 zener diyodu ile gerilim değişmelerine karşı ve aynı zamanda taban öngerilim devresindeki 1N461 diyodu ile de sıcaklık değişimlerine karşı kararlıdır. Tüm yükseltecin kazancı 50×10^{-3} V luk giriş işareti için ölçek üzerinde tam sapma olacak biçimdedir. Buna göre eşdeğer duyarlılığı $40 \text{ M}\Omega / \text{V}$ dur. Bunun yanında bu devre $(50 \times 10^{-3}) / (2 \times 10^6) = 25 \text{ nA}$ tam-ölçek sapmalı bir miliampermetre olarak da düşünülebilir.

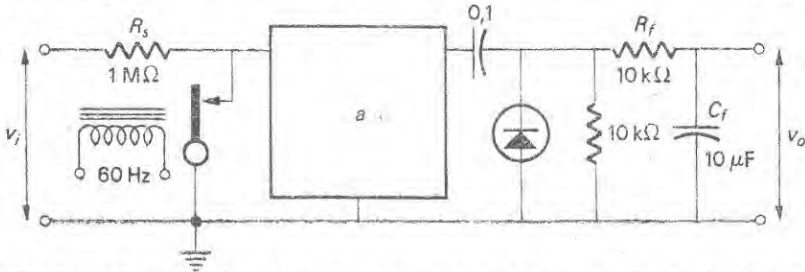


Şekil 7-31. Dengeli AET'li milivoltmetre

Kesici Yükselteçler

Doğrudan bağlı yükselteçlerin yapısında var olan kayma ve kararsızlığı ortadan kaldırmak için d.a. giriş işaretini a.a. gerilimine çevirerek a.a. çiftlenimli standard bir devre ile yükseltmek yararlı olur. Bundan sonra, yükseltilen d.a. giriş işaretini yeniden elde etmek için yükseltecin çıkış işareti doğrultulur a.a. çiftlenimli yükletmelerin oldukça iyi olan kararlılık özellikleri d.a. yükselteçlerinden daha büyük kazançlar sağlar.

Bir d.a. gerilimini a.a. işaretine çevirmenin kolay yolu mekanik kesici kullanmaktır. Bu iş Şek. 7-32 de görülen elektromagnet aracılığıyla çalışan çabukça titreştirilen anahtarla yapılır. Anahtar alternatif olarak açılıp kapa-



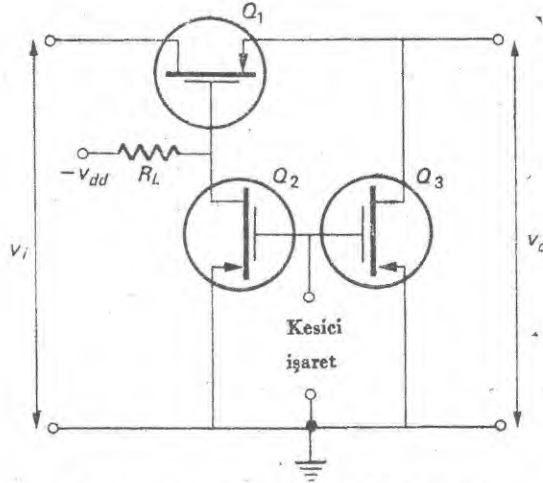
Şekil 7-32. d.a. giriş gerilimini a.a. işaretine çevirmek için elektromagnetik olarak çalıştırılan bir anahtar kullanarak yapılan kesici yükselteç.

nırken genliği d.a. işaretinkine eşit olan bir kare dalga oluşturulur. Kare dalga'nın frekansı kesme frekansına karşılık gelir, bu frekans çoğu kez kesicinin şehir gerilimiyle çalıştırılması uygun olduğu için 60 Hz dir. Yükseltilmiş a.a. çıkış işareti Şek. 4-31 dekine benzer bir tepe-okuyucu voltmetre devresiyle d.a. işaretine çevrilir.

Çok alçak düzeydeki d.a. işaretleri için kesici yükselteçlerin duyarlı anahtarların iletim durumlarındaki gürültü etkisiyle sınırlanır. Mekanik kesici, anahtar kapalı iken çok küçük ve açık iken çok büyük dirence sahip olması nedeniyle oldukça etkin bir kesicidir. Gerçekten Şek. 7-32 deki R_s direnciyle seri bağlı olan kesici direnci, gerilimi alternatif olarak bölen bir cihazı temsil etmektedir. Anahtarın açılma ve kapanmasının neden olduğu bölme oranında büyük bir değişim, giriş işareti çok zayıf olsa bile dokunmadan ileri gelen gürültü etkilerini aşabileceği anlamını taşımaktadır.

Birçok uygulamalarda, kesici yükselteçlerin girişteki işaret değişikliklerini doğru olarak yansıtması istenir. Temel kural olarak bir kesici yükseltecin üst frekans limiti, kesme frekansının dörtte-biri kadardır. Ara sıra 400-Hz lik birimler kullanılmasına rağmen mekanik kesiciler 60-Hz de sınırlanmıştır. Yüksek kesme frekansı mekanik kesiciler elde etmek için çeşitli devrelerde diyodlar, transistörler ve ışığa duyarlı iletkenlerden v.b.'den oluşan ve mekanik olmayan kesiciler kullanılır.

Örneğin bir kare-dalga aracılığıyla alternatif olarak kesilim ve doyuma sürülen bir MOYAET lü kesiciyi Şek. 7-32 ye yerleştirmek mümkündür. Daha doyurucu bir yaklaşım Şek. 7-33 de görülen integre-devre MOYAET lü kesicidir. Burada Q_1 ve Q_2 giriş gerilimi bölücüsünün iki elemanıdır. Q_3 , Q_1 e uygulanan kesici işaretin fazını 180° kaydırma görevini üstlenir, böylece Q_2 iletimde iken Q_1 kesilimde olur ve hemen sonra bu durumun tersi oluşur. Giriş gerilimi bölücüsünün her iki kolu da aynı anda değiştiğinden kesme işlemi artar.

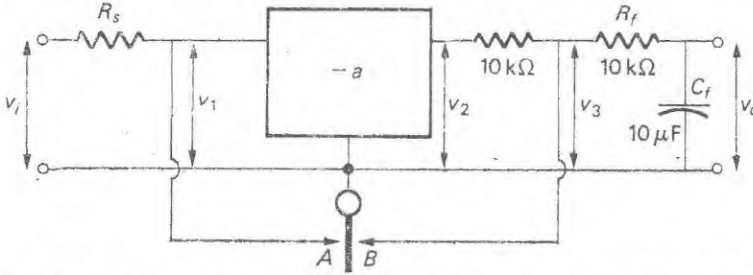


Şekil 7-33, İntegre devre MOYAET kesici.

Kesici yükselteçlerin en büyük üstünlüğü, bunlarda iç gürültünün çok alçak olması ve böylece çok küçük de olsa giriş işaretlerinin yükseltelebilmeleridir. Böl. 10 da tartışılacağı gibi rastgele gürültü etkilerinin neden olduğu girişim, yükseltecin şerit genişliği ile orantılıdır, bundan ötürü mümkün olan en dar şerit genişliğinde yükselteçler kullanmak yarar sağlar. Kesici yükselteç durumunda etkin şerit genişliğini tepe okuyucu voltmetrenin RC çıkış süzgecinin frekans belirgeni belirtir. Gerçekten tüm şerit genişliği, d.a. (sıfır Hz) dan $1/2\pi RC$ ye kadar olan frekans aralığına eşittir. Eğer, örneğin RC zaman sabiti 10s ise etkin şerit genişliği 0,016 Hz gibi gerçekten çok küçük bir değerdir. RC zaman sabiti 10s olduğunda çıkış işaretinin son değerine ulaşması için kuşkusuz yaklaşık olarak 30s lik bir zaman aralığına ihtiyaç vardır. Bundan ötürü yükselteç, giriş işaretinin yalnızca değişimlerine çok yavaş cevap verir. Şerit genişliğiyle tepki arasındaki bu terslik bütün ölçüm sistemlerinin genel bir özelliğidir.

Basit bir kesici yükselteç çalışırken karşılaşılan güçlük, çıkış işaretinin giriş işaretinin kutupluluğundan bağımsız olmasıdır. Bu bir a.a. yükseltecinin giriş geriliminin her iki kutupluluğu için de bir a.a. çıkış işareti oluşturması

nedeninden ileri gelmektedir. Kesici yükselteçlerdeki bu kusur ikinci bir değmeyle çıkış doğrultarak giderilir, Şek. 7-34. Mekanik kesici A ve B değme noktalarını alternatif olarak kapatırken giriş işareti kare dalgaya çevrilir (bak Şek. 7-35a ve b) ve sonra yükseltilmiş a.a. işareti, Şek. 7-25c d.a. işaretine çevrilir Şek. 7-35 d ve e.



Şekil 7-34. Eşzamanlı bir kesici yükselteç giriş işaretinin kutupluluğunu korur.

Şekil 7-35 deki dalgabiçimlerinin karşılaştırılması v_i pozitif ise v_o ın da pozitif olduğunu göstermektedir. Buna benzer olarak eğer giriş işareti negatif ise çıkış da negatif olacaktır. Bu eşzamanlı doğrultucunun elektronik bir biçimi gelecek kesimde incelenecektir.

İç-Kenetli Yükselteç

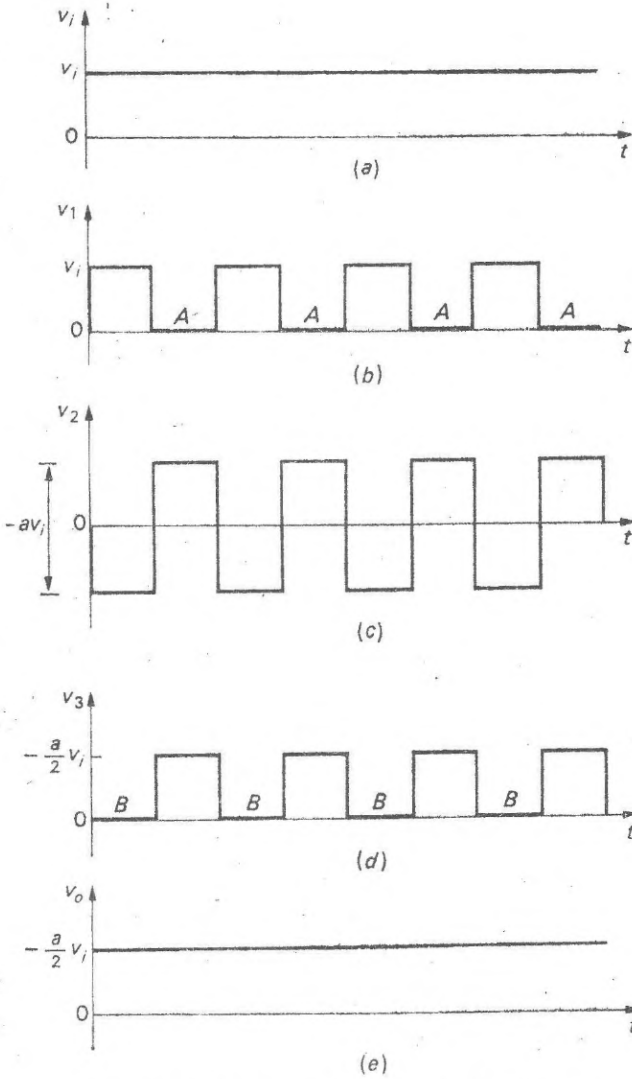
Eşzamanlı kesici yükseltecin ilkeleri cihazlı sistemlerde çok rastlanan bir elektronik devrede kullanılmaktadır. Şekil 7-36 de belirlenen böyle bir devrede giriş işaretini yükseltece uygun bir biçime çevirmek için bir modülatör diyodu ve giriş işaretinin yükseltilmiş biçimini ayırmak için de bir demodülatör diyodu kullanılmaktadır. Genel olsun diye giriş işaretinin çok yavaş değişen bir işaret olduğunu düşünelim; eğer d.a. işareti önemli ise giriş transformatörünün yerine ortası-uçlu bir direnç kullanılabilir.

Giriş devresi Böl. 4 de tartışılan teknikler kullanılarak çözümlenebilir. Diyod belirtgenlerinin ikinci dereceden bir ifadeyle gösterilebileceği varsayılırsa Denk. (4-16) dan D_1 diyodu içindeki akım

$$i_1 = a_1 v(t) + a_1 V_2 \sin \omega_2 t + a_2 v^2(t) + a_2 V_2^2 \sin^2 \omega_2 t + 2 a_2 v(t) V_2 \sin \omega_2 t \quad (7-19)$$

olarak bulunur. Burada a_1 ve a_2 diyod belirtgenleriyle ilgili sabitlerdir. $v_2 = V_2 \sin \omega_2 t$ kesme işaretine karşılık gelir ve $v(t)$ ise giriş işaretidir. Eşdeğer bir ifade D_2 diyodu için yazılır, yalnız bu durumda $v(t)$ nin kutupluluğu v_2 ye göre terstir. Yükseltece uygulanan gerilim işareti

$$v_a = R (i_1 - i_2) \quad (7-20)$$

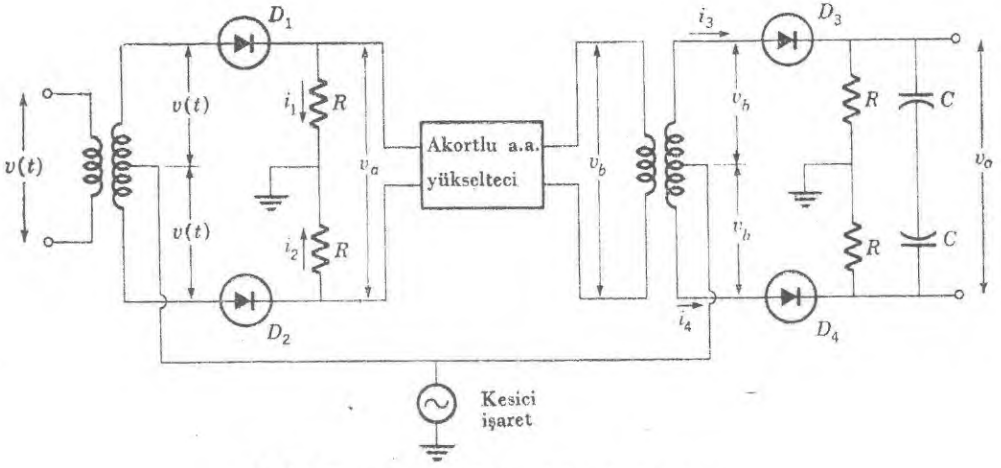


Şekil 7-35. Eşzamanlı kesici yükselteçte dalga biçimleri.

dir. D_2 içindeki $v(t)$ nin ters kutuplu olması nedeniyle i_1 ve i_2 nin birbirinden çıkarılması işleminde birçok terim birbirini götürür. Sonuç olarak

$$v_a = 2Ra_1 v(t) + 4Ra_2 v(t) V_2 \sin \omega_2 t \quad (7-21)$$

bulunur. Denklem (7-21) deki birinci terim yükselteç tarafından geçirilmez çünkü ω_2 , $v(t)$ ile ilgili frekans bileşenlerinin her birinden çok daha büyük varsayılmaktadır. İkinci terimin ω_2 frekanslı modüle edilmiş bir sinüs dalgası olduğuna dikkat ediniz. Bu dalganın genliğindeki değişimler giriş işaretine karşılık gelmektedir.



Şekil 7-36. Eşzamanlı elektronik kesici yükselteç.

Bir an için C kondansatörlerini görmezlikten gelip Denk. (4-16) yı kullanarak D_3 içindeki akımı yeniden hesaplarsak

$$i_3 = a_1 v_b + a_1 V_2 \sin \omega_2 t + a_2 v_b^2 + a_2 V_2^2 \sin^2 \omega_2 t + 2a_2 v_b V_2 \sin \omega_2 t \quad (7-22)$$

buluruz. D_4 içindeki akım da, v_2 ye göre v_b nin kutupluluğunun ters çevrilmesi dışında benzer biçimde olacaktır. Sonuç olarak çıkış gerilimi,

$$v_o = R(i_3 - i_4) = 2a_1 R v_b + 16a_2^2 k R^2 v(t) V_2^2 \sin^2 \omega_2 t \quad (7-23)$$

olur. Burada standard $2 \sin^2 \omega t = 1 - \cos 2\omega t$ özdeşliği kullanılırsa

$$v_o = 2a_1 R v_b + 8a_2^2 k R^2 V_2^2 v(t) (1 - \cos 2\omega_2 t) \quad (7-24)$$

bulunur. Süzgeç kondansatörleri yüksek-frekanslı terimleri, ω_2 ve $2\omega_2$ yi yok eder. Bundan ötürü süzölmüş çıkış işareti basit olarak

$$v_o = 8a_2^2 k R^2 V_2^2 v(t) \quad (7-25)$$

olur. Denklem (7-25)e göre çıkış gerilimi, giriş geriliminin yükseltilmiş bir tekrarıdır.

Yükseltecin yükseltme şeridi, gürültü etkilerini minimuma indirmek için ω_2 de rahatlıkla tepeleştirilir. Aşında çıkış süzgeç devresi, etkin şerit genişliğini kesici yükselteçte olduğu gibi belirler ve böylece çok alçak-gürültülü çalışma mümkün olur.

Cihazlı uygulamalarda ilk modülasyonu, ölçülen fiziksel niceliğe eşlik edecek biçimde oluşturma çoğu kez mümkündür. Örneğin, bir kırmızı ötesi spektrometresinin kırmızı ötesi ışını, kırmızı ötesi detektöre varmadan önce dönen bir kapayıcı aracılığıyla kesilir. Detektörden gelen yükseltilmiş işaret Şek.7-36 ya benzer bir devre ile demodüle edilir. Burada, dönen kapayıcının

milinden alınan v_2 gerilimi kullanılır. Devrenin alçak gürültülü çalışması oldukça zayıf kırmızı ötesi işaretlerinin detekte edilmesi mümkündür. Bu biçimdeki devreye alışıldığı üzere *iç-kenetli yükselteç* denir. Çünkü detektör, giriş işareti adımıyla kilitlenir. Devrenin, giriş işaretinin fazını da detekte edebilmesi nedeniyle sisteme aynı zamanda *faz duyarlı detektör* de denir.

KAYNAKLAR

E.J.Angelo, Jr: "Electronic Circuits", McGraw-Hill Book Company, New York, 1964.

Edwin R.Jones: "Solid-State Electronics," Intext Educational Publishers Scranton, Penn., 1974.

Jack J.Studer: "Electronics Circuits and Instrumentation Systems," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1963.

ALIŞTIRMALAR

7-1. Şekil 7-1 deki iki-katlı transistörlü yükseltecin frekans-tepki belirtgenlerini çizin. Çıkış direncinin 5000Ω olduğunu varsayın. Q_1 için ortak-tabanlı h parametreleri $h_{ib}=50 \Omega$, $h_{rb}=300 \times 10^{-6}$, $h_{fb}=-0,99$, $h_{ob}=0,2 \times 10^{-6} \text{ mho}$; Q_2 için ise: $h_{ib}=11 \Omega$, $h_{rb}=600 \times 10^{-6}$, $h_{fb}=-0,99$, $h_{ob}=0,72 \times 10^{-6} \text{ mho}$ dur. $C_1+C_3=50 \text{ pF}$ ve $C_2=8 \text{ pF}$ varsayın.

7-2. Şekil 7-8 deki AET lü yükseltecin orta-şerit ve yüksek-frekans tepkilerini çizin. Bunları indüktansı olmayan yükseltecin tepkileriyle karşılaştırın. $C_1+C_3=10 \text{ pF}$ ve $g_m=8 \times 10^{-3} \text{ mho}$ olduğunu varsayın.

7-3. Şekil 7-9 daki transistörlü yükseltecin alçak-frekans tepkisini çizin. Bunu, R_3 ve C_3 ü çıkarılmış yükseltecin tepkisiyle karşılaştırın. Alıştırma 6-6 da verilen h parametrelerinin değerlerini kullanın.

7-4. Şekil 7-11 deki güç yükseltecini düşünüp, Şekil 7-12 deki belirtgen eğrileri kullanarak 5, 10, 20 ve 40Ω luk yük dirençleri için maksimum çıkış gücünü hesaplayın. Her yük için güç verimini hesaplayın.

Cev : 0,08, 0,05, 0,025, 0,013 W; 0,41, 0,25, 0,13, 0,06.

7-5. Alıştırma 7-4 de çalışılan güç yükseltecinin dinamik aktarım belirtgenini her yük direnci için çizin. Minimum bozulma hangi yük için olur?

Cev : 5Ω .

7-6. 2N1415 tipi transistör kullanılarak yapılan B sınıfı it-çek güç yükseltecinde çıkış gücü $0,3 \text{ W}$ ve $V_{CC} = 6 \text{ V}$ ise gerekli olan yansımış yük impedansı R'_L yi hesaplayın.

Cev : 60Ω .

7-7. Alıştırma 7-6 daki yükseltecin birleşik aktarım belirtgenini çizin. Eğer her transistör 0,2 mA lik durgun taban akımıyla besleniyorsa aynı çizimi yeniden yapın.

7-8. Şekil 7-20 deki transistörlü akortlu yükseltecin eşdeğer devresini çizin. Akortlu devrenin reaktansının rezonansta sonsuz olduğunu varsayarak tepe kazancını hesaplayın. Alıştırma 6-6 da verilen h parametrelerini kullanın.

Cev : $3,7 \times 10^5$.

7-9. Şekil 7-23 deki MOYAET lü akortlu yükseltecin eşdeğer devresini çizin. Akortlu devrelerin reaktanslarının rezonansta sonsuz olduğunu varsayarak tepe kazancını hesaplayın. $g_m = 9500 \mu \text{ mho}$, $r_d = 5 \times 10^5 \Omega$ alın.

Cev : $4,75 \times 10^3$.

7-10. Bir yükseltecin 20 den 20 000 Hz e kadar uzanan yükseltme şeridine sahip olduğunu doğrulamak için uygun kare-dalgaların deneme frekanslarını seçin. Seçtiğiniz iki frekansta beklenen dalgabiçimlerini çizin.

Cev : 312 Hz, 3 kHz.

İşlemsel Yükselteçler

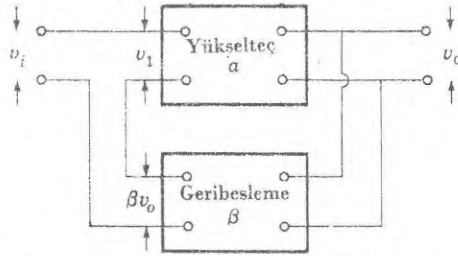
Çıkış işaretinin bir kesrinin giriş uçlarına geri verilmesi ile transistörlü yükselteçlerin çalışması birçok yönlerden artırılır. Bu yöntem geribesleme denir. Geribesleme işareti ya giriş işaretini artırabilir ya da onu azaltma eğilimi gösterebilir. Bu bölümün temel amacı negatif geribesleme adı verilen bu son durumdur. Negatif geribesleme ile geliştirilmiş frekans tepkisi belirtgenleri ve azaltılmış dalga biçimi bozulmaları elde edilir. Ayrıca yükseltecin çalışması, eskimesi ya da sıcaklık etkileri nedeniyle transistör değişkenlerinde görülen değişimlere, oldukça az bağlıdır.

Negatif geribeslemenin özel bir biçimi olarak bilinen işlemsel geribesleme, bir giriş işareti üzerinde toplama ya da integral gibi matematik işlemler yapan yükselteçlerde kullanılır. Ticari olarak bulunabilen ve oldukça iyi çalışma yeteneği olan d.a.-çiftlenimli sistemlere işlemsel yükselteçler denir. İşlemsel yükselteçler, elektronik analog bilgisayarlarında olduğu kadar ölçüm ve kontrollu uygulamalarında da oldukça fazla kullanılırlar.

NEGATİF GERİBESLEME

Gerilimle Geribesleme

Çıkış işaretinin bir kesrini girişe geri veren standard bir yükseltecin devresindeki değişiklikler, önceki bölümlerde geliştirilen yöntemlerle incelenebilir. Bununla birlikte, devrenin geribesleme kesimini yalıtırmak ve onu ayrıca incelemek daha kolaydır. β işaretli kutu ile belirtilen bir geribesleme devresi ve kazancı a alan standard bir yükselteçten oluşan Şek.8-1 deki geribeslemeli yükselteci düşününüz. Bu devreye göre, βv_o değerinde bir gerilim, v_i giriş işaretine eklenir, böylece yükseltece gelen toplam giriş işareti



Şekil 8-1. Geribeslemeli yükseltecin blok çizimi.

$$v_1 = v_i + \beta v_o \quad (8-1)$$

olur. $v_o = av_1$ eşitliği kullanılarak,

$$v_o = av_i + a\beta v_o \quad (8-2)$$

dolayısıyla

$$v_o = \frac{a}{1 - a\beta} v_i \quad (8-3)$$

elde edilir. Denklem (8-3)e göre, geribesleme ile birlikte yükseltecin tüm

$$a' = \frac{a}{1 - a\beta} \quad (8-4)$$

kazancı olur; bu değer, $a\beta$ nın cebirsel işaretine bağlı olarak geribeslemesiz yükseltecin kazancından büyük ya da küçük olabilir.

Bu bölümdeki en büyük amaç *negatif geribeslemedir* ve bunun şartı da $a\beta$ nın negatif bir nicelik olmasıdır. Bu durumda, Denk.(8-4) tüm kazancın azaltıldığını gösterir çünkü, etkin olarak, geribesleme gerilimi giriş işaretinin bir kısmını yok eder. Eğer yükselteç kazancı çok büyük ise, yani $-a\beta \gg 1$ ise tüm kazanç,

$$a' = -\frac{1}{\beta} \quad (8-5)$$

ya indirgenir. Bu ifade kazancın yalnız geribesleme devresinin özelliklerine bağlı olduğunu göstermektedir. Çoğu kez, geribesleme devresi dirençlerin ya da sığaların basit bir birleşimidir. Bu nedenle kazanç, yükseltecin transistör değişkenlerindeki değişimlerden bağımsızdır. Kararlılıktaki istenen bu gelişmelere ek olarak, kazanç yalnız geribesleme devresinin devre verilerinden hesaplanabilir. Öyleyse, örneğin devredeki tüm transistörlerin h parametrelerinin bilinmesine gerek yoktur.

Negatif geribesleme, aynı zamanda, yükselteçteki dalgabıçımı bozulmalarını azaltmada da etkindir. Dalgabıçımı bozulması doğrusal olmayan bir aktarım belirtgeninden ileri gelir; bu, aktarım belirtgenin eğiminin az olduğu yerlerde daha küçük bir kazanç ve aktarım belirtgenin eğiminin büyük olduğu yerlerde daha büyük bir kazanç elde edilmesinin bir sonucudur. Bununla birlikte, Denk.(8-5) e göre, negatif geribeslemeli bir yükseltecin kazancı, tüp ya da transistör belirtgenlerindeki doğrusal olmama durumunun neden olduğu değişimlerden gerçekten bağımsızdır. Bu nedenle, aktarım belirtgeni, daha doğrusaldır ve bozulma azaltılmıştır.

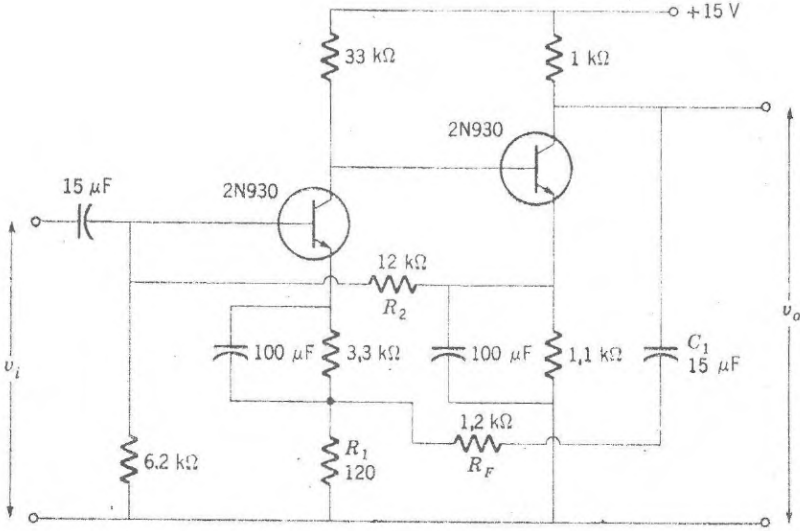
Denklem (8-4) gereğince, azaltılan kazanç pahasına, negatif geribeslemenin yararlı yanları bulunmaktadır. Kazançtaki azalma önemli bir kayıp değildir; çünkü transistör yükselteçlerinde yeterince büyük yükseltmeler kolaylıkla elde edilebilmektedir. Bölüm 10 da tartışılacağı üzere kullanılabilir maksimum kazanç, rastgele gürültü etkileri ile sınırlandırılır ve geribeslemenin varlığında bile, etkin bir şekilde kullanılabilen maksimum yükseltmeyi başarmak güç değildir.

Yukardaki durumlarda, çıkış geriliminin bir kısmı giriş uçlarına geri verilmiştir, bu duruma *gerilim geribesleme* denir. Şekil 8-2 deki iki-katlı transistörlü yükselteç, birinci katın giriş devresi ile çıkış ucunu birleştiren R_F direncinin verdiği geribesleme gerilimini kullanır. Geribesleme gerilimi birinci katın yayıcı devresine verilir, çünkü herhangi bir iki-katlı yükseltecin çıkış gerilimi giriş işareti ile aynı fazdadır. Geribesleme çarpanı R_F ve R_1 den oluşan direnç bölücünün bir sonucudur, yani

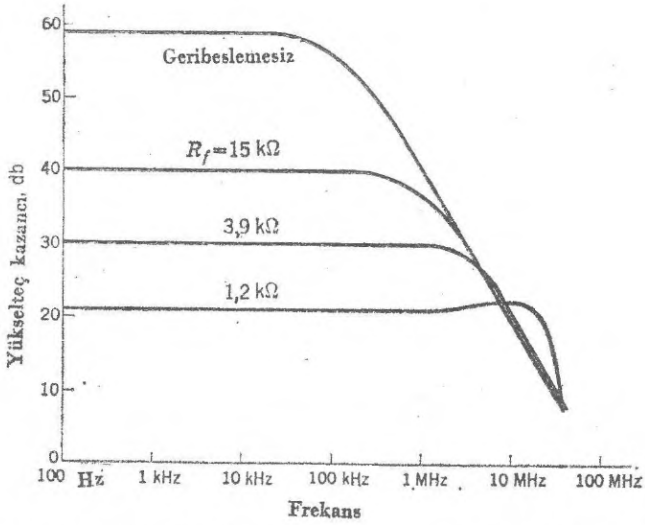
$$\beta = \frac{R_1}{R_F + R_1} \approx \frac{R_1}{R_F} \quad (8-6)$$

dir. C_1 sığası iki katın d.a. bileşenlerini yalıtır. Aynı zamanda, bu yükselteçte katlar arasında d.a. bağlantısı kullanıldığına dikkat ediniz, bu bağlantı negatif-geribesleme düşüncelerinden tümünden bağımsızdır. R_2 direnci, birinci katıki öngerilimi belirler ve d.a. geribesleme sağlar ve bu da Böl. 7 de tartışıldığı üzere, doğrudan bağlı yükseltecin yavaş tavaş kaymalara karşı kararlı kalmasına yardım eder. Bu, a.a. geribesleme devresinin bir parçası değildir.

Frekans tepkisi belirtgeni üzerinde geribesleme oranının etkisi Şek. 8-3 de görülmektedir. Geribesleme yokken (R_F direnci çıkarılmış) yükseltecin orta-



Şekil 8-2. İki-kath geribeslemeli yükselteç. Geribesleme R_1/R_F oranı ile belirlenir.



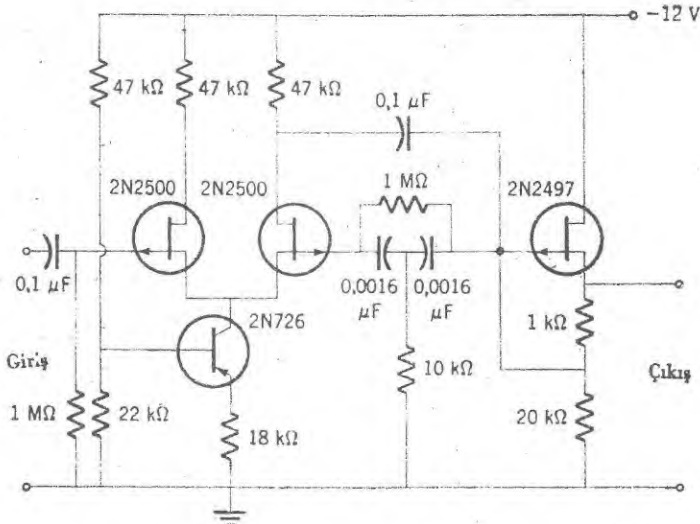
Şekil 8-3. Şek. 8-2'deki yükseltecin tepki belirtgeni üzerinde geribeslemenin etkisi.

şerit kazancı 1000 ve yüksek frekans kesilim noktası 100 kHz dir. R_F nin daha küçük değerlerini kullanarak geribesleme artırıldığı zaman orta-şerit kazancı azaltılır ve frekans tepkisi daha alçak ve daha yüksek frekanslara doğru genişletilir. 1200 Ohm luk bir geribesleme direnci kullanıldığı zaman kazanç 10 dur ve üst frekans kesilim noktası 15 MHz e çıkarılır. Bu durumda $\beta = 120 / 1200 = 0,1$ ve böylece, $a\beta = 100$ olur. Denklem (8-5) e göre ortaşerit kazancı

$1/\beta$ dır ve bu değer Şek. (8-3) deki deneysel tepki eğrileri ile uyuşmaktadır. Öyleyse, geribeslemenin kullanılması ile oldukça kararlı ve geniş-şeritli bir yükselteç yapımı mümkündür.

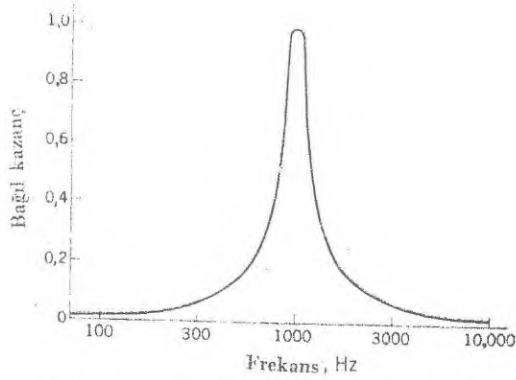
Devrede büyük bir geribesleme oranı kullanıldığı zaman Şek. 8-3 deki tepki eğrisinin son kesiminde kazancın arttığına dikkat ediniz. Bu durum, bu frekanslarda yükselteçteki faz kaymasının bir sonucudur. Etkin olarak, negatif geribesleme azaltılır çünkü geribesleme gerilimi artık giriş işaretine göre tam 180° lik faz farkında değildir. Geribeslemeli yükselteçlerin faz belirtgeni, yükseltme-şeridi dışındaki frekanslarda oldukça önemlidir. Özellikle büyük geribesleme oranları kullanıldığı zaman, tepki eğrisindeki bu tür düzensizlikler küçük olmalıdır. Eğrinin son kesimindeki yüksek frekanslarda, pozitif geribeslemeye neden olacak biçimde faz kaymalarının yeter ölçüde büyüme ihtimali vardır. Eğer yükseltecin kararlı kalması isteniyorsa bu şart önlenmelidir. Bu durum, sonraki bir kesimde daha ayrıntılı bir biçimde incelenecektir.

Eğer geribesleme devresi frekans seçici ise, yükselteç için özel bir frekans tepkisi belirtgeni geliştirmek mümkündür. Örneğin Şek. 8-4 de görüldüğü gibi, katın birinde T-köprülü geribesleme devresi bulunan bir yükselteç düşününüz. Bu devrede, yüksek bir giriş impedansı ve alçak bir çıkış impedansı sağlamak için kaynak izleyicileri kullanılmış. Böylece frekans seçici kat, giriş ve çıkış yüklerinin bozucu etkilerinden yalıtılmıştır. Geribesleme devresinin varlığında, katlar arasındaki çiftlenimi basit kılmak amacıyla ilk iki katta bir fark yükselteci kullanılmıştır.



Şekil 8-4. T-köprülü süzgeçten oluşan bir frekans seçici geribesleme devresi kullanılan akortlu yükselteç.

T-köprülü süzgeç akıttıcıdan geçite bağlantısından negatif geribesleme için gerekli ise, geribesleme gerilimi giriş işaretine göre 180° lik faz farkı gösterir. T-köprülü süzgecin tepki eğrisine göre, geribesleme gerilimi süzgecin belirtgin frekansında bir minimumdan geçer. Bu nedenle, yükselteç kazancı bu frekansta bir maksimuma erişir ve sonuç akortlu bir yükselteçtir. T-köprülü süzgecin belirtgenleri nedeniyle geribesleme oranı β frekansın bir fonksiyonudur ve Şek. 8-5 de gösterildiği gibi geribesleme etkisi süzgecin seçiciliğini büyük ölçüde artırır.



Şekil 8-5. Şek. 8-4' deki T-köprülü yükseltecin frekans-tepkisi belirtgeni.

Yüksek- Q indüktanslarının yerleştirilmelerinin zor olduğu ses frekanslarında çoğu kez geribeslemeli akordlu yükselteçler kullanılır, yoksa büyük indüktans değerlerine ihtiyaç duyulur. Ayrıca, dirençleri değişken yapmak suretiyle yükselteci akord etmek oldukça kolay bir iştir. Aynı zamanda bu yaklaşım indüktansların üretiminin zor olduğu integre-devrelerde de kullanışlıdır. Akordlu geribeslemeli yükselteçlerde, ikiz-T ya da Wien köprüsü gibi başka frekans seçici geribesleme devreleride kullanılmaktadır,

Negatif geribesleme bir yükseltecin giriş ve çıkış impedansını değiştirir. Bunun nasıl olduğunu görmek için, Şek. 8-6 da olduğu gibi, yükselteç yerine Thévenin eşdeğerini göz önüne alınız. Bu durumda çıkış gerilimi ve giriş işareti

$$v_o = av_1 - i_o r_o \quad (8-7)$$

ve

$$v_1 = v_i + \beta v_o \quad (8-8)$$

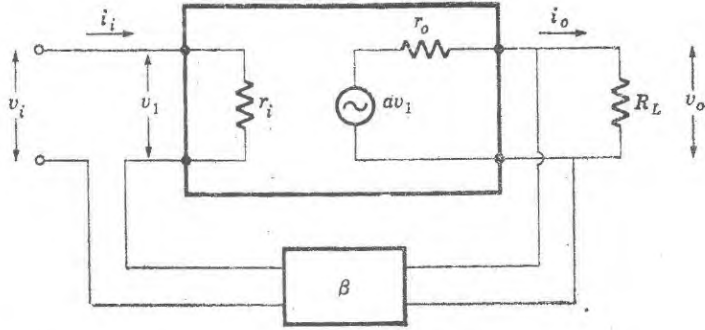
olur. Denklem (8-8) Denk. (8-7) de yerine konulursa,

$$v_o = av_1 + a\beta v_o - i_o r_o$$

elde edilir. Buradan v_o n çözümü,

$$v_o = \frac{a}{1-a\beta} v_i = \frac{r_o}{1-\beta a} i_o \quad (8-9)$$

olur.



Şekil 8-6. Gerilim geribesleme kullanıldığında zaman, yükseltecin etkin giriş ve çıkış impedanslarını bulmaya yarayan devre.

Denklem (8-9) negatif geribeslemeli bir yükselteç için Thévenin bağıntısıdır. Burada v_i nin katsayısının kazanç olduğuna dikkat ediniz, bu ise Denk. (8-3) ile uyushmaktadır. i_o nın katsayısı etkin çıkış impedansıdır. Denklem (8-9) a göre çıkış impedansı azalmaktadır ve eğer $-a\beta$ büyükse oldukça küçülebilir. Etkin giriş impedansı, Denk. (8-7) ve (8-8) de v_o yerine $R_L i_o$ ve v_1 yerine $r_i i_i$ koyarak bulunur. Elde edilen bağıntılar v_i/i_i yi yani, giriş impedansını bulmak üzere çözülürse,

$$R_i = r_i \left(1 - \frac{a\beta}{1 + r_o/R_L} \right) \quad (8-10)$$

bulunur. Denklem (8-10) a göre, giriş impedansı negatif geribesleme etkisi ile artırılır. Önceki bölümlerde tartışıldığı üzere hem çıkış impedansının azalması hem de giriş impedansının artması yükselteçlerde istenen özelliklerdir.

Akımla Geribesleme

Çıkış geriliminden çok çıkış akımı ile orantılı bir geribesleme işareti oluşturma da mümkündür ve buna *akımla geribesleme* denir. Şekil 8-7 de gösterildiği üzere gerilim ve akımla geribeslemenin her ikisi de aynı yükselteçte kullanılabilir. Şekil 8-7 nin çıkış devresi için gerilim bağıntısı,

$$v_o = av_1 - i_o (r_o + R_F) \quad (8-11)$$

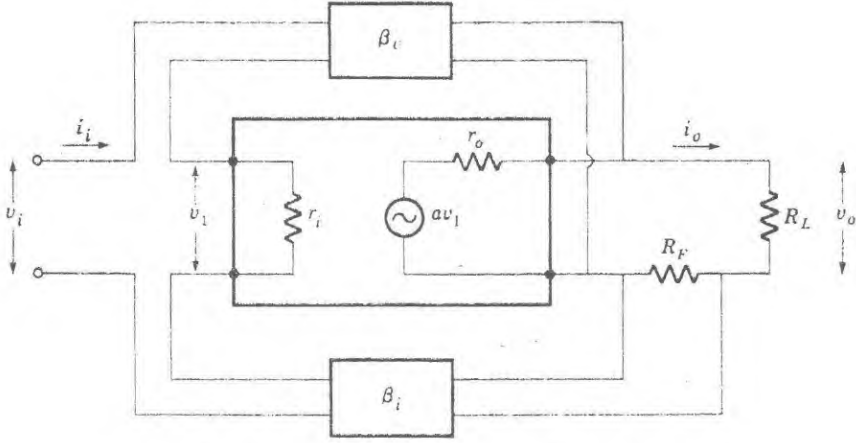
dir. Benzer biçimde giriş devresi için, Kirchhoff gerilim denklemi

$$v_1 = v_i + \beta v_o + \beta i_o R_F \quad (8-12)$$

verir. Denklem (8-12), Denk. (8-11) de yerine konur ve çıkış gerilimi çözülürse,

$$v_o = \frac{a}{1 - a\beta_v} v_i - i_o \frac{r_o + (1 - a\beta_i) R_F}{1 - a\beta_v} \quad (8-13)$$

elde edilir.



Şekil 8-7. Gerilim ve akımla geribeslemenin birarada kullanılması.

Bu bağıntının, yalnız gerilim geribesleme ($\beta_i=0$) için verilen Denk. (8-9) ifadesini de bulundurduğuna dikkat ediniz.

Akım ve gerilimle geribeslemenin bir arada kullanılması, yükseltecin çıkış impedansının istenen biçimde ayarlanması mümkün olur. Çıkış impedansı Denk. (8-13) deki i_o in katsayısıdır ve eğer

$$r_o + (1-a\beta_i) R_F = 0 \quad (8-14)$$

ya da

$$a\beta_i = 1 + \frac{r_o}{R_F} \quad (8-15)$$

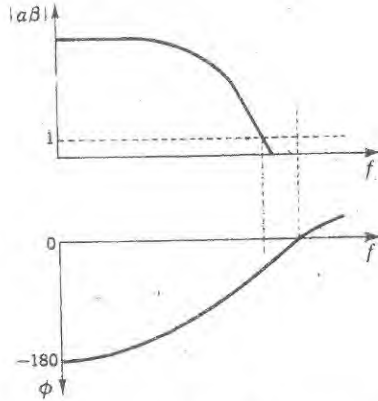
ise sıfır yapılabilir. Eğer Denk. (8-15) sağlanırsa, yükseltecin iç impedansı sıfır olur ve bu nedenle herhangi bir yük impedansına maksimum güç verilebilir. Bunun, Denk. (8-15) e göre, pozitif akım geribeslemeyi gerektirdiğine dikkat ediniz. Devrede bulunan negatif gerilim geribeslemenin kararlılık sağlayıcı etkisi nedeniyle, bu durumda pozitif akım geribeslemeye imkân sağlanır.

Kararlılık

Yükselteç kazancı a ve geribesleme çarpanı β , aslında kompleks sayılardır. Başka bir deyimle, özellikle yükseltecin yükseltme şeridinin dışında kalan frekanslarda çiftlenim sızgıları ve saptırıcı sızgıların etkileriyle ilgili faz kaymaları vardır. Bu faz kaymaları, geribesleme geriliminin yıkıcı bir biçimde giriş işareti ile girişim yapması için gerekli 180° lik faz kaymasından bir ayrılmaya neden olurlar. $a\beta$ yı pozitif yapacak biçimde, faz kaymasının tamamen sıfır (yani, 360°) olma durumu doğabilir ve bu nedenle geribesleme gerilimi giriş işaretini destekler. Buna *pozitif geribesleme* denir ve geribeslemeli yüklerle ciddi kararsızlık etkileri doğurur.

Özellikle, eğer $a\beta = 1$ ise Denk. (8-3) le verilen çıkış geriliminin, herhangi bir giriş işaretini yokken bile, oldukça büyük değere ulaştığına dikkat ediniz. Bu demektir ki, daha önce transistörlerde toplayıcı sığasının geribesleme etkileri ile ilgili tartışmada görüldüğü üzere, pozitif geribesleme bir yükseltecin salınım yapmasına neden olabilir. Salınım yükselteçlerde zararlıdır, çünkü, çıkış gerilimi giriş işaretinin bir kopyası olamaz. Bununla birlikte, gelecek bölümde tartışılacağı üzere, pozitif geribesleme titreşken devrelerinde yararlı bir durumdur.

Yükseltecin yükseltme şeridinin alçak ve yüksek frekanslı kesimlerinde pozitif geribeslemeye götüren faz kaymalarına karşı geribeslemeli yükselteçleri kararlı yapmak amacıyla onların yapımlarında oldukça titizlik gösterilir. Şans eseri, geribeslemeli yükselteçlerin kararlılığını hesaplamak için uygulanabilen kolay bir kural vardır. Denklem 8-4 e gör, eğer $a\beta$ pozitif ve bire eşit ise kararsızlık doğar. Bundan şu sonucu çıkarabiliriz; eğer faz kayması -360° ye ulaşmadan önce $a\beta$ nın mutlak değeri birin altına düşerse, yükselteç kararlı olacaktır. $a\beta = 1$ ve faz kaymasının sıfır olduğu bağıl konumları bulmak için Şek. 8-8 de verildiği gibi $a\beta$ nın büyüklüğünü ve fazını frekansın bir fonksiyonu biçiminde çizmek yararlıdır. Bu standarda göre, belirtgenleri Şek. 8-8 ile verilen yükselteç kararlıdır.



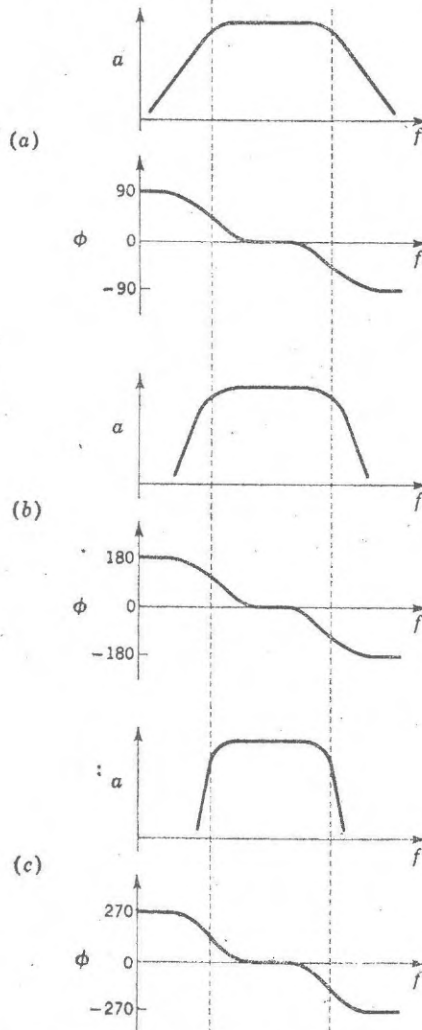
Şekil 8-8. Kararlı bir yükseltecin geribesleme genliğinin ve fazının belirtgenleri.

Kararlılık için kullanılan bu kuralı uygulayabilmek için, geribesleme yokken yükseltecin kararlı olması gerekir. Aynı zamanda, geribeslemeli bir yükseltecin şartlı olarak kararlı olabildiği belli durumlar vardır; örneğin, bazı yükleme şartları altında kararlı ve diğeri için kararsızdır. Bununla birlikte, bir devreyi en kolay bir biçimde incelemek için yukarıda verilen şart yeterlidir.

Bu kararlılık ihtiyacının ışığı altında birçok yükselteç çeşidinin $a\beta$ belirtgenlerini düşünmek yararlıdır. Çoğu durumlarda geribesleme oranı fre-

kanstan bağımsız olduğundan, yükselteç kazancının genlik ve faz belirtgenlerinin ayrı ayrı incelenmesi yeterlidir. RC -çiftlenimli bir tek yükselteç katı durumunda, Şek. 8-9a, faz kayması hiçbir zaman 90° yi geçmez. Bu, $a\beta$ nın fazı her zaman $90+180 = 270^\circ$ den az olacak demektir. Bu değer 360° den az olduğundan, tek-katlı bir negatif geribeslemeli yükselteç kararsız olamaz.

Ardarda eklenmiş RC -çiftlenimli iki özdeş kat, Şek. 8-9b da kabaca çizimi verilen ideal belirtgenine sahiptir. Faz kayması, çok alçak ve çok yüksek frekanslarda 180° ye ulaşır, buna karşılık bu frekanslardaki kazanç oldukça küçüktür. Bu nedenle, toplam faz kaymasının $180+180 = 360^\circ$ olduğu yer-



Şekil 8-9. a) Bir-katlı-yükseltecin b) iki-katlı yükseltecin c) Üç-katlı yükseltecin kazanç ve faz belirtgenleri.

lerde $a\beta$ nın bire eşit olabilme imkanı yoktur. Bununla birlikte, kullanılan yükselteçlerde her zaman saptırıcı sığaların etkileri olduğundan bu etkiler yüksek frekanslarda ek faz kayması meydana getirebilirler. Eğer kazanç büyükse, saptırıcı sığaların neden olduğu ek faz kayması, yüksek frekanslarda, kararlı olmayan durumlar ortaya çıkarabilir.

RC-çiftlenimli üç özdeş katın Şek. 8-9c de verilen belirtgenleri en büyük faz kaymasının 270° ye yaklaşacak biçimde olduğunu gösteriyor. Bu yüzden, alçak ve yüksek frekansların her ikisinde de 180° lik faz kayması ile karşılaşılır ve eğer orta-şerit kazancı yeter derecede büyükse, üç-katlı bir geribeslemeli yükselteç kesinlikle kararsızdır. Bu durum için orta şeritte $a\beta$ nın mümkün olan maksimum değerinin 8 e eşit olduğu gösterilebilir, gerçekte bu değer bile yükselteci salınımın eşiğine getirir.

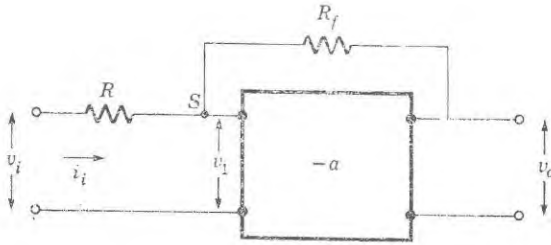
Bu istenmeyen zorluğu ortadan kaldırmak için kazancı minimuma indirmekten başka birçok imkânlar vardır. Örneğin üç-katlı bir yükseltecin iki katının şerit genişliği geri kalan katın şerit genişliğinden çok büyük yapılabilir. Bunun anlamı: Faz belirtgenleri etkin bir biçimde tek kat tarafından hesaplanır, tek kat ise şartsız olarak karardır. Değişik bir yol ise, katlar arasındaki bağlayıcı devrelerden biri ile ilgili faz kaymasını yok etmek için herhangi iki kat arasına d.a. bağlantısı yapmaktır. Özellikle yüksek frekanslarda kararlılığı artıracak biçimde faz ve kazanç belirtgenlerini değiştirmek amacıyla küçük sığalar kullanarak geribesleme ve kazanç belirtgenlerinin değiştirilmesi herkesce bilinen bir yöntemdir. Ortadan kaldırılması güç olan ve daha kötüsü bilinmeyen saptırıcı sığaları nedeniyle bu çeşit değişiklikler çoğu kez deneye dayanarak gerçek yükselteç üzerinde yapılmalıdır.

İŞLEMSEL GERİBESLEME

Sözde Toprak

Pek çok işi başarıyla yapabilen özel bir negatif-geribesleme bağlantısına *işlemsel geribesleme* denir, çünkü devrenin giriş işareti üzerinde birçok matematik işlemleri yapabilme yeteneği vardır. Bu uygulama için çoğu kez yüksek-kazançlı d.a. bağlantılı yükselteçler kullanılmaktadır. Bu çeşit *işlemsel yükselteçler* yüksek giriş impedansı ve alçak çıkış impedansı gösterirler ve alışıldığı üzere giriş işareti ve çıkış gerilimi arasında 180° lik bir faz kayması oluştururlar.

İşlemsel bir yükseltecin özelliklerini incelemek için Şek. 8-10 daki geribesleme devresini düşününüz, burada negatif geribesleme gerilimi çıkış ve giriş arasına bağlanan R_f direnci ile sağlanmaktadır. Yükselteçteki faz değişimi nedeniyle geribeslemenin negatif olduğuna dikkat ediniz. İşlemsel geribeslemede geribesleme oranı, yüksek-impedanslı bir kaynak için belirlenen 1 değerinden alçak-impedanslı bir kaynak için belirlenen $R/(R+R_{ff})$ değerine kadar değişebilir, çünkü geribesleme gerilimi, etki bakımından, giriş



Şekil 8-10. İşlemsel yükseltecin blok çizimi.

işareti kaynağı ile paralel bağlıdır. İşlemsel geribesleme devresini, S dallanma noktasına Kirchhoff akım kuralını uygulayarak incelemek daha kolaydır. Yükseltecin giriş impedansı büyük olduğundan, bu koldaki akım önemsizdir, bunun anlamı R deki akımın R_f deki akıma eşit yani,

$$\frac{v_i - v_1}{R} = \frac{v_1 - v_o}{R_f} \quad (8-16)$$

olmasıdır. $v_1 = -v_o / a$ bağıntısı kullanılıp yeniden düzene sokulursa,

$$v_o \left(1 + \frac{1}{a} + \frac{R_f}{aR} \right) = - \frac{R_f}{R} v_i \quad (8-17)$$

elde edilir. Kazanç oldukça büyük olduğundan

$$v_o = - \frac{R_f}{R} v_i \quad (8-18)$$

bulunur, bu demektir ki çıkış gerilimi, giriş işaretinin sabit olan $-R_f / R$ çarpımı ile çarpılmasından oluşmaktadır. Eğer R_f ve R için değerleri sağlıklı olarak bilinen dirençler kullanılırsa bu çarpma işleminin doğruluğu oldukça iyi olur.

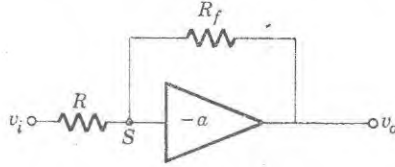
İşlemsel yükselteçlerde S dallanma noktasının özel bir önemi vardır. Bu önem S ve toprak arasındaki etkin impedans bulunarak gösterilebilir. Bu etkin impedans v_1 in giriş akımına oranı ile verilir.

$$Z_s = \frac{v_1}{i_i} = \frac{v_1 R_f}{v_1 - v_o} = \frac{R_f}{1 - v_o/v_1} = \frac{R_f}{1 + a} \quad (8-19)$$

burada, giriş akımının yerine Denk. (8-16) nın sağ tarafındaki değer kullanılmıştır. Denklem (8-19) a göre, eğer kazanç çok büyükse S ile yer arasındaki impedans oldukça küçüktür. En çok karşılaşılan değer $R_f = 10^5 \Omega$ ve $a = 10^4$ olduğundan söz konusu impedans 10Ω olur. Küçük impedans negatif geribesleme geriliminden ileri gelir. negatif geribesleme gerilimi giriş işaretini S de yok eder ve S dallanma noktasını yer geriliminde tutmaya çalışır. Bu nedenle, S noktasına *sözde - toprak* denir. Geri beslemenin etkisiyle S toprak geriliminde tutulduğu için bu noktadan toprağa doğru hiçbir akım geçmez. S noktasındaki sözde toprak, giriş uçlarından görülen impedansı R ye eşit olduğunu gösterir.

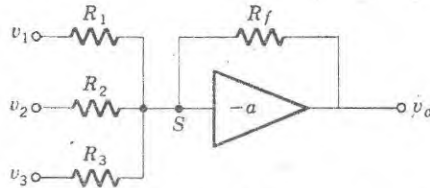
Matematik İşlemler

Şekil 8-10'daki işlemsel geribesleme devresi, giriş işaretini $-R_f / R$ sabiti ile çarpar. Toprak bağlantı noktalarını açık şekilde göstermeyerek devre çizimini Şek. 8-11'de olduğu gibi basitleştirmek alışlagelmiştir. İşlemsel yükselteç, tepesi çıkış bağlantı noktasına doğru yönelmiş bir ikizkenar üçgenle gösterilir. Şekil 8-11'de verilen basitleştirilmiş devre çizimi ile, aslında Şek. 8-10'da verilen devrenin gösterilmek istendiği anlaşılır. Eğer çarpma yapan devrede $R = R_f$ ise, giriş işareti yalnız -1 ile çarpılır. Bu, pozitif bir sabitle çarpılmış bir işareti elde etmekte çoğu kez işe yarar. Bu uygulamada bu işlemsel yükselteç çarpanı belirleyen işlemsel yükselteçten önce gelir. $-0,1$ den -10 a kadar değişen çarpanlar oluşturmak mümkündür ve çarpanların doğruluk derecesi esas olarak R ve R_f dirençlerinin doğruluğu ile belirlenir.



Şekil 8-11. İşlemsel yükselteci belirtmek için kullanılan devre gösterimi.

Ayrıca, işlemsel yükselteç, Şekil 8-12'de gösterildiği gibi, S dallanma noktasına tek tek dirençleri bağlayarak birçok işareti toplamak amacıyla da kullanılabilir. Bu devrede, R_1, R_2 ve R_3 deki akımların toplamı R_f deki akıma eşittir, çünkü S noktasından toprağa akan hiçbir akım yoktur. Ayrıca, S toprak gerilimindedir, böylece



Şekil 8-12. İşlemsel yükselteç kullanan toplama devresi.

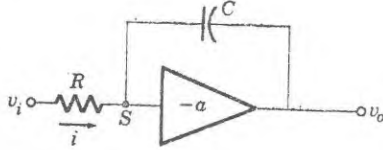
$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} = - \frac{v_o}{R_f} \quad (8-20)$$

$$v_o = - R_f \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} \right) \quad (8-21)$$

dir (Denk. 8-16 ile karşılaştırınız). Bu şekilde birçok işaret toplanabilir. S sözde toprak noktası olduğu için toplanacak işaret kaynakları arasında hiçbir etkileşme yoktur. Toplamanın bu noktasından ötürü, S çoğu kez *toplama noktası*

adını alır. Eğer $R_1 = R_2 = R_3$, v.b. ise her bir işaret aynı çarpanla (ya da -1 ile) çarpılır, yahut istenildiği biçimde çarpanlar seçilebilir.

Şekil 8-13 de gösterildiği gibi, eğer geribesleme direnci yerine bir kondansatör kullanılırsa, devre integral işlemi yapar. S nin toprak geriliminde olması düşünülerek,

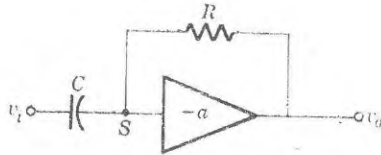


Şekil 8-13. İntegre edici devre.

$$v_o = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int_0^t i \, dt = - \frac{1}{RC} \int_0^t v_i \, dt \quad (8-22)$$

yazılabilir. Denklem (8-22) ye göre, çıkış gerilimi giriş işaretinin integraline eşittir. Bölüm 2 de tartışılan basit RC integre edici durumunda olduğu gibi burada da giriş işaretinin frekans bileşenleri üzerinde hiçbir sınırlama yapılmadığına dikkat ediniz. Ancak tüm işaret frekanslarını kullanmak için şeritgenişliğinin yeter derecede büyük olması gerekmektedir. Birçok işaretin toplamının integrali, Şek. 8-12 de görüldüğü gibi birçok giriş direnci kullanarak elde edilir.

Şekil 8-14 de gösterildiği gibi, R ve C nin yerleri değiştirilirse, giriş işaretinin zamana göre türevini veren bir türev alma devresi oluşturulur. Yine toplama noktasındaki akımları eşitleyerek,



Şekil 8-14. Türev alıcı devre.

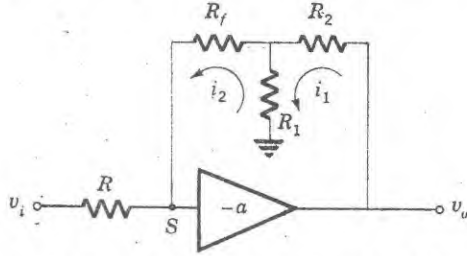
$$- \frac{v_o}{R} = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt} C v_i = C \frac{dv_i}{dt} \quad (8-23)$$

$$v_o = -RC \frac{dv_i}{dt} \quad (8-24)$$

bağıntısı elde edilir. Tüm işaret frekanslarında yükseltecin kazancının yeterli kadar büyük olduğu varsayımı altında türev alıcı devrede aynı biçimde bütün işaret frekanslarında frekans sınırlamalarından bağımsızdır.

Basit Yükselteç

İşlemsel bir yükselteç, küçük işaretleri kullanabilen etkin bir yüksek-kazanç yükselteci oluşturur. Eğer, bununla birlikte Şekil (8-10) da giriş impedansı $R = 10^5 \Omega$ ise ve 10^3 lük bir kazanç isteniyorsa, geribesleme direncinin $10^8 \Omega$ olması gerekmektedir. Bu büyüklükte kararlı dirençlerin bulunması pek kolay değildir, bu nedenle Şek. 8-15 de gösterilen değişik bir bağlantı kullanılır. İşlemsel geribesleme bağlantısını ayakta tutmanın yanı sıra R_1 ve R_2 nin gerilim bölücü etkisi çıkış işaretinin yalnız bir kesimini girişe geri verir. Devre, S nin toprak geriliminde olduğunu hatırlayarak geribesleme ilmekleri çevresinde gerilim düşmelerini yazmak surtiyle incelenir:



Şekil 8-15. Yüksek kazançlı işlemsel yükselteç

$$v_o - (R_2 + R_1) i_1 + R_1 i_2 = 0 \quad (8-25a)$$

$$(R_f + R_1) i_2 - R_1 i_1 = 0 \quad (8-25b)$$

S noktasından toprağa hiç akım akmadığı için $v_i / R = -i_2$ dir. Bu değer, Denk. (8-25a) ve (8-25b) de kullanılır ve sonuçta elde edilen bağıntıdan v_o/v_i oranı çözümlerse,

$$\frac{v_o}{v_i} = - \frac{R_f}{R} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_f} \right) \right] \quad (8-26)$$

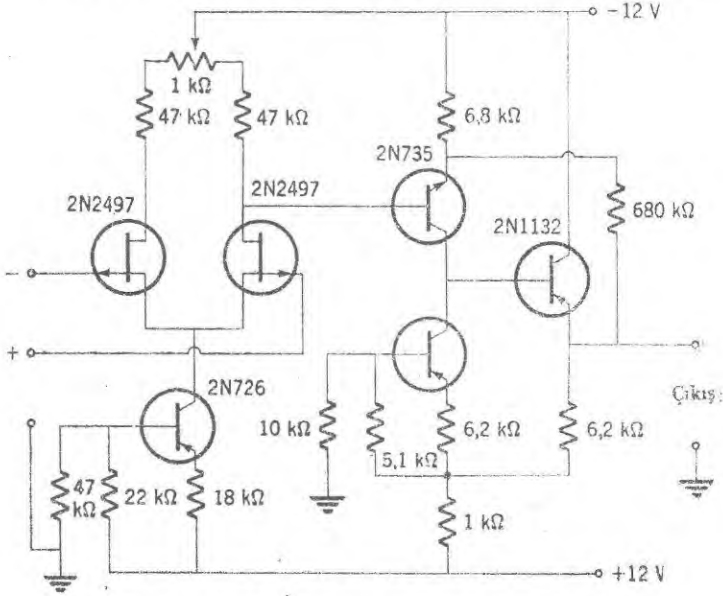
elde edilir. Çoğu kez, $R_f \gg R_1$ ve $R_2 \gg R_1$ olduğundan Denk. (8-26), işlemsel bir yükseltecin daha önce Denk. (8-18) ile verilen kazanç bağıntısının R_2/R_1 oranı ile çarpımına indirgenir. Eğer, örneğin $R_2 = 10^4$ ve $R_1 = 10^2 \Omega$ ise, $10^5 \Omega$ luk bir giriş impedansı ve $R_f = 10^6 \Omega$ luk bir geribesleme direnci ile 10^3 değerinde bir kazançla ulaşılabilir.

İŞLEMSEL YÜKSELTEÇ DEVRELERİ

Pratik Yükselteçler

Pratik fakat oldukça basit bir işlemsel yükselteç devresi, Şek. 8-16, önceki bölümde tartışıldığı üzere dengeyi geliştirmek amacıyla sabit bir akım kaynağı transistörü kullanan bir AET fark-yükseltecini giriş katı olarak kullanılmaktadır. İkinci kat, bir *pnp* transistörünü toplayıcı yük direnci olarak

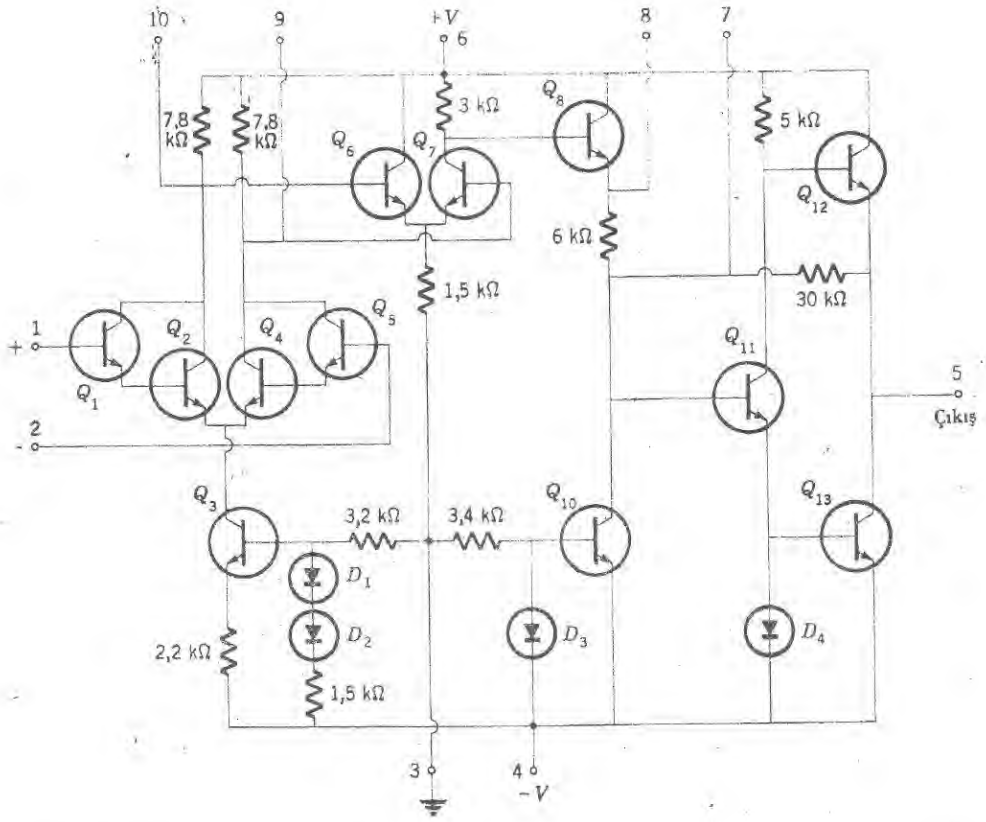
kullanan bir *npn* yayıcısı-topraklanmış yükselteçtir. Bu, doğrudan doğruya bir yayıcı-izleyicisinin çıkış katına bağlıdır. Negatif geribesleme gerilimi, çıkış ile ikinci katın yayıcısı arasına bağlanan 680 $\text{k}\Omega$ luk direnç ile oluşturulur. Ayrıca, pozitif akım geribesleme ise çıkıştaki yayıcı direncini toplayıcı üzerindeki yük tranistörünün yayıcı direncinin bir kesimine bağlayarak elde edilir.



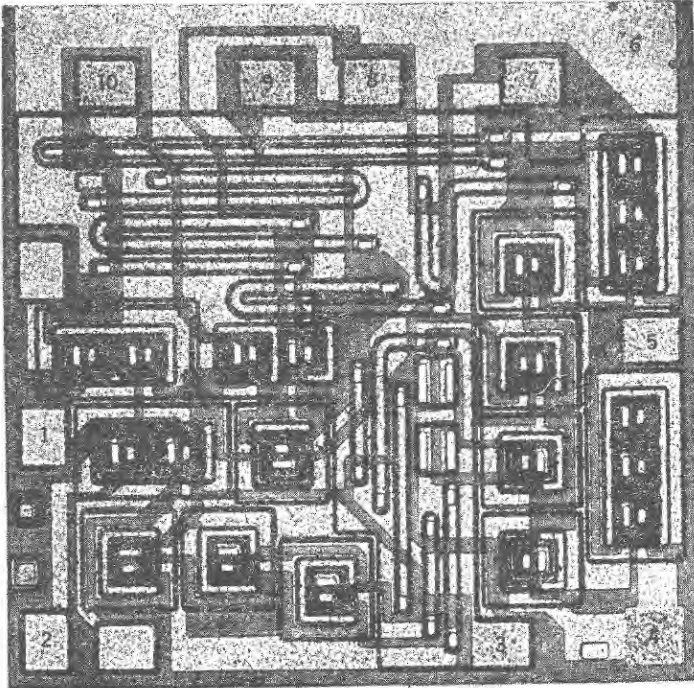
Şekil 8-16. AET giriş katlı işlemsel yükselteç.

Bu devrenin, AET giriş katı nedeniyle, 10^5 gibi büyük bir kazanç ve yaklaşık olarak 5 $\text{M}\Omega$ değerinde büyük bir giriş impedansı vardır. Öte yandan, yayıcı-izleyici çıkışı ve negatif geribesleme etkisi nedeniyle, çıkış impedansı küçüktür. Pozitif geribesleme akımı üçüncü katta biraz kazanç sağlamak ve bozulma olmaksızın izin verilebilen maksimum çıkış-gerilimini artırmak amacıyla kullanılmıştır. Fark alıcı giriş uçlarının kutup işaretleri ile belirlendiğine dikkat ediniz. Negatif uç, giriş işaretiyle zıt işaretli bir çıkış işaretine neden olduğundan ötürü *işaret değiştiren* giriş adını alır. Öte yandan, *işaret değiştirmeyen* giriş adı verilen pozitif uç ise giriş işareti ile aynı fazda bir çıkış işareti oluşturur. İşaret değiştiren giriş, işlemsel geribeslemede 180° lik faz kayması gerektiğinden, normal giriş ucudur.

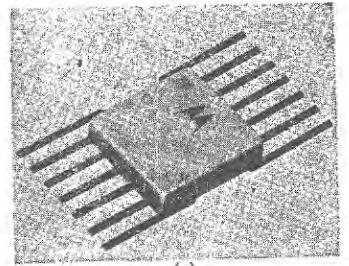
İntegre-devre işlemsel yükselteçleri, hacim bakımından küçük oluşları ve yararlı özellikleri nedeniyle oldukça kullanışlıdır. Şekil 8-17 a da verilen seçkin bir yükselteç devresi Şek. 8-17b de gösterilen gerçek silisyum levha ile karşılaştırılabilir. Yükselteç devresinin tamamı, Şek.8-17c ya da Şek. 5-29 da gösterildiği gibi küçük bir paket içerisine yerleştirilir. Beş-katlı devre, sıcaklık etkisi yok edilmiş bir yayıcı transistör ile Darlington-bağlantılı bir fark yük-



(a)



(b)



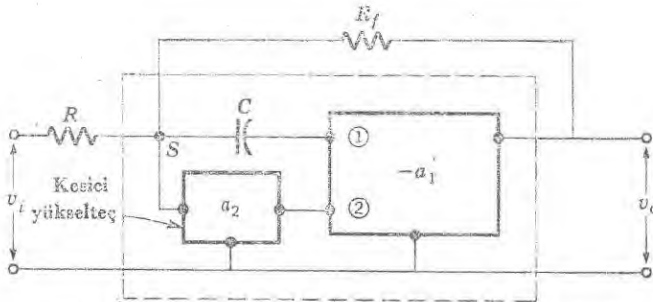
(c)

Şekil 8-17. (a) İntegre-devre işlemsel yükselteç. (b) Gerçek silisyum levha ve (c) Yassı-paket biçimli kılıfı (Motorola Semiconductor Products Inc.)

seltecinden oluşmaktadır. Bunu, yayıcı direnci olarak başka bir transistör oluşmaktadır. Bunu, yayıcı direnci olarak başka bir transistör kullanan bir yayıcı-izleyicisi yükselteciye bağlanan ikinci bir fark-yükselteci katı izlemektedir. Yayıcısı topraklanmış bir yükselteç, çıkış yayıcı izleyicisini beslemektedir. Aynı zamanda, yayıcı izleyicisinde de yayıcı direnci olarak bir transistör kullanılmaktadır. Giriş, ara ve çıkış katlarında sıcaklık dengelenmesinin, yayıcı direnci olarak davranan transistörlerin taban öngerilim devrelerinde bulunan diyodlarla sağlandığına dikkatinizi çekelim.

Şekil 8-17 de gösterildiği üzere, giriş, çıkış ve güç-kaynağı bağlantı noktalarından ayrı olarak giriş- katı transistörünün toplayıcısına ve üçüncü kat-taki iç negatif geribesleme devresine de giriş uçları bırakılmıştır. 7, 8 ve 9, 10 bağlantı noktası çiftleri yükseltecin yükseltme-şeridinin yüksek ve alçak frekanslı kesimlerindeki pozitif geribeslemeyi önlemek amacıyla dışardan faz dengeleyici devrelerin bağlanmasına imkân sağlar. Dengeleme ihtiyacı işlemsel yükseltecin kullanılma amacına bağlıdır ve bu nedenle faz dengeleyici devre integre devrenin bir parçası olarak yapılmaktadır. Faz dengeleyici devre örnekleri, daha sonraki bir kesimde ele alınacaktır.

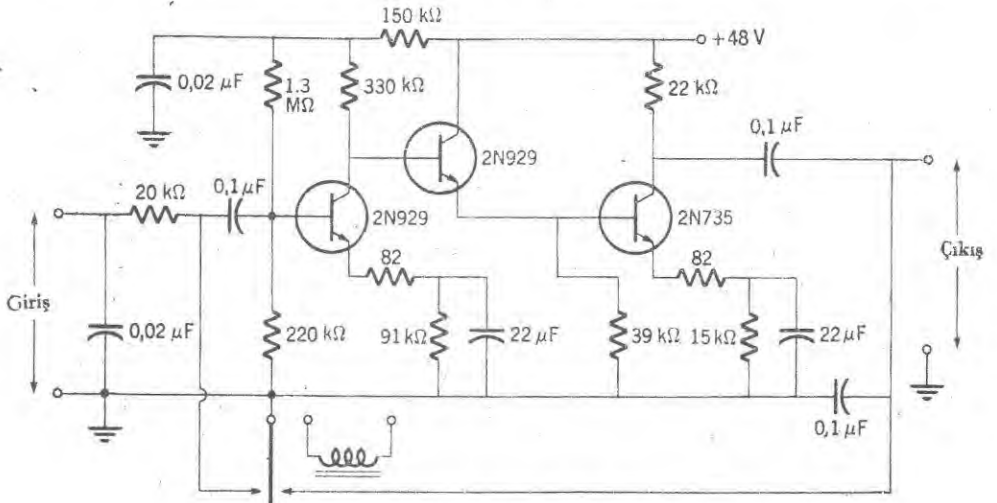
Oldukça iyi doğrultulmuş kaynak gerilimleri kullanılsa ve özenle yapılsa bile d.a. yükselteçlerinde kaymaları önlemek pek güçtür. Yükselteç çıkışında kayan gerilimlerin olması demek işlemsel yükseltecin, S dallanma noktasını sözde toprak geriliminde tutamaması demektir. Sözde topraktaki hata *offset* olarak bilinir. Seçkin offset gerilimleri 1 mV mertebesinde; bu büyüklük kritik uygulamalarda dikkate değer olabilir. Sözde toprak gerilimini kararlı kılmak için Şek. 8-18'deki gibi bir kesici yükselteç kullanarak daha iyi çalışan yükselteçler elde edilmektedir. Burada kesici yükselteç a.a. çiftlenimli olduğu için offset gerilimlerinden arınmıştır. Böylece S deki offset gerilimini ölçer ve işlemsel yükseltecin pozitif girişine yükseltilmiş bir hata işareti verir. Bu işaret, işlemsel yükselteçteki offseti yok edecek biçimde etkisini gösterir ve böylece, uygulamada, offset gerilimleri yaklaşık olarak 10 μ V a indirgenbilir.



Şekil 8-18. Kesici yükselteçle kararlı olan bir işlemsel yükselteç.

S noktası ile işlemsel yükselteç arasına bir kondansatör yerleştirildiğine ve böylece ofset geriliminin yalnız kesici yükselteç ile kontrol edildiğine dikkat ediniz. Bu kondansatör işlemsel yükseltecin d.a. işaretlerine tepki göstermesini önler, fakat kesici yükselteç gerekli tepkide bulunur ve çıkış işaretini işlemsel yükseltece vermekle işlemsel geribesleme devresinin bir parçasını oluşturur. Etki bakımından, işlemsel yükselteç d.a. çiftlenimli değildir ve yüksek frekanslı işaretleri işler, öte yandan kesici yükselteç ise d.a. ve oldukça düşük frekanslı işaretleri işler. D.a. kazancı oldukça büyüktür, çünkü kazanç, her iki yükseltecin kazançlarının çarpımına eşittir. Bu demektir ki, tepki eğrisinin tamamı düzenli değildir, yani düşük frekanslı bölgedeki kazanç yüksek frekanslı bölgedeki kazançtan daha büyüktür. Denklem (8-18) gereğince, bu durum pek önemli değildir çünkü ilgilenilen bütün frekanslarda kazanç büyük kaldığı sürece, geribesleme etkisi nedeniyle kazanç, çıkış işaretini veren bağıntıda kendini göstermez.

Bir işlemsel yükseltecin kararsızlığını ortadan kaldıran kesici yükselteçle birleşimine de, çoğu kez işlemsel yükselteç denir. Böylece Şek. 8-18'deki kesikli çizgiler içindeki cihaz bir kesici ile kararlı duruma getirilmiş bir işlemsel yükselteci göstermektedir. İşlemsel yükselteçlerin kararsızlığını ortadan kaldırmak amacıyla özel olarak yapılan kesici yükselteçler ayrı birimler biçiminde de bulunabilirler. Şekil 8-19'da gösterilen tipik devre, oldukça alışıl-gelen bir a.a. çiftlenimli yükselteçtir ve d.a. işaretini yeniden elde etmek amacıyla eşzamanlı bir kesici kullanmaktadır. Kondansatörlü olmayan yayıcı ve katod dirençleri faz belirtgenlerini geliştirebilecek geribesleme akımı sağlarlar, böylece eş zamanlı olarak kesikli kılınan çıkışlar kesikli giriş işaretleri ile aynı fazda olurlar. Gerçekte, d.a. çiftlenimi aynı sebepten ötürü kolaylık için kul-



Şekil 8-19. Tipik bir kesici yükselteç.

lanılır. Giriş ve çıkış sğaları bulunduğu için yükselteç gerçekte a.a. çiftlenimli dir. Şekil 7-33 e benzeyen MOYAET kesicileri kullanan kesici ile kararlı duruma getirilmiş işlemsel yükselteç integre-devreleri de ticari olarak bulunabilir.

İşlemsel bir yükselteçte ihtiyaç duyulan özellikler düşünülen uygulama yerine bağlıdır. Bununla birlikte, bazı değişkenler birçok uygulamada belirgindir ve bunlar farklı sistemler arasında karşılaştırma yapabilmek için bir bir temel ödevini görürler. Birçok çeşit işlemsel yükseltecin Çizelge 8-1 de özetlenen belirtgenlerini düşününüz. Bu çizelge, kesikli bileşenlerden oluşan iki tipik transistör yükseltecini (birinin Şek. 8-16 dakine benzeyen bir AET girişi vardır); Şek. 8-17 ye benzeyen iki integre-devre birimini ve kesici ile kararlı duruma getirilmiş bir yükselteci karşılaştırmaktadır. Bu temel çeşitlerin birçok değişik türleri de, farklı amaçlar için bulunabilir, fakat çizelgede verilen değişkenlerin büyüklükleri bu yükselteçler için de geçerli sayılabilir.

Çizelge 8-1. İşlemsel Yükselteçlerin özellikleri

Çeşit	Açık-ilmek gerilim kazancı	Açık-ilmek şerit-genişliği kazanç bir, MHz	Giriş impedansı Ω	Giriş ofset gerilimi, mV	Ofset kayması $\mu V/^{\circ}C$
Transistör kesikli bileşen	3×10^4	1	2×10^3	Ayarlanır.	25
AET, kesikli bileşen	10^6	10	10^{12}	Ayarlanır.	2
MC 1431. integre-devre	3500	20	6×10^5	5	10
$\mu A702$ A. integre-devre	3600	30	4×10^4	0,5	2,5
Kesici ile kararlı duruma getirilmiş yükselteç	3×10^7	15	5×10^5	0,01	0,2

İşlemsel bir yükseltecin en önemli belirtgeni kuşkusuz kazancıdır. Bu değişken, çoğu kez açık-ilmek gerilim kazancı olarak belirlenir ve bunun en basit anlamı, herhangi bir işlemsel geribesleme bağlantısı olmaksızın yükseltecin kendi kazancıdır. Denklem (8-18) in geçerli olması için kazancın büyük olması istenir. Çizelge 8-1 deki ikinci sütuna göre kazanç, 1000 den büyüktür ve 10 milyonu aşan değerler de almaktadır.

Şerit-genişliği de aynı ölçüde önem taşır, çünkü bu genişlik yeterince büyük kazancın elde edilebileceği işaret frekansları bölgesini belirler. Düzgün bir frekans tepkisi gerekli değil çünkü, işlemsel geribesleme ifadesinde kazancın gerçek değeri gözükmemektedir. Bu nedenle, Bölüm 7 de kullanıldığı gibi, yarı-güç frekansındaki şerit-genişliğini belirtmek uygun değildir. Karşılaştırma için yararlı bir ölçüt, kazancın bir olduğu durumdaki açık-ilmek şerit-

genişliğidir, bu ise kazancın doğru akımdan bire düştüğü frekansa kadarki aralıktır. Bu değişken karşılaştırma amaçları için yararlı olmakla birlikte, işlemsel bir yükselteç bu şerit genişliğinin tamamında kullanışlı değildir, çünkü alçak ve yüksek frekans uçlarına yakın yerlerdeki kazanç doyurucu bir sonuç vermeye yetmez. Bununla birlikte üçüncü sütun çok yüksek işaret frekanslarının kullanılabildiğini göstermektedir.

Denklem 8-18 ile sonuçlanan analize göre, giriş akımının önemsiz olması için işlemsel bir yükseltecin giriş impedansının yeteri kadar büyük olması gerekmektedir. Bu, bir AET katı ile kolaylıkla başarılabilir ve çoğu kez aynı amaç için Darlington bağlantısı da kullanılır. Yayıcısı topraklanmış basit bir fark yükseltecinin giriş impedansı bu seçeneklerden (dördüncü sütun) küçük olmakla birlikte, pek çok uygulamalar için yeterlidir.

Eğer giriş fark yükselteci tam olarak dengelenmemişse, dışardan bir giriş işareti uygulanmadığı halde bir çıkış gerilimi vardır. İstenmeyen bu işaret, örneğin fark alıcı devrede olduğu gibi, rahatsız edici olabilir. Çünkü, Denk. (8-22) ye göre sabit bir gerilim sürekli olarak artan bir çıkış işaretine neden olmaktadır; bu durum ise sonunda yükselteci doyuma götürür. Daha önce belirtildiği üzere, yayıcı ya da kaynak devresindeki sabit bir akım transistörü, devre dengesizliğinin etkisini minimuma indirirse bile, çoğu kez kesikli bileşenli yükselteçlerde ayarlanabilir bir denge denetiminin bulunmasına ihtiyaç duyulmaktadır (Şek. 8-16) ile karşılaştırmız). Bileşenler yaşlandıkça denge denetimi periyodik ayarlamalar gerektirebilir. İntegre-devre yükselteçleri yeteri kadar iyi dengelenmişlerdir, bu nedenle denge kontrolü ayarlamasına gerek yoktur. Fakat herhangi bir kalıcı simetrisizliğin ölçücünün bilinmesi istenebilir. Sıfır çıkış gerilimi elde etmek için girişe uygulanması gereken gerilim, yani ofset kolay bir ölçüdür. Çizelge 8-1 e göre, ofsetin değerleri, çoğu kez milivolt mertebesinde ya da daha azdır.

Giriş ofset geriliminin özellikle sıcaklık etkisi ile *kayması* önem taşır, çünkü ofset gerilimindeki yavaş bir değişim, yavaşca değişen bir işaretten ayırdedilemez. Çizelge 8-1 deki son sütuna göre, kayma işaretinin ofset işareti ile aynı büyüklüğe erişmeden önce onlarca derecelik sıcaklık değişimlerini imkân verilebilir.

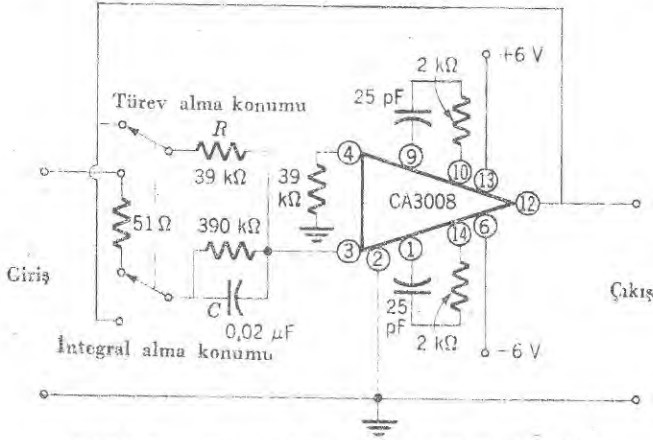
Kesici ile kararlı duruma getirilmiş işlemsel yükselteçlerin üstün özellikleri, Çizelge 8-1 de sıralanan değişkenlerden açıkça görülmektedir. Bazı uygulamalar, AET devresinin oldukça büyük giriş impedansını gerektirebilir, buna karşı başka uygulamalar için integre devrelerin küçük hacmi ve düşük fiatı daha uygun olabilir. Böylece çeşitli tiplerin değişkenleri yükselteçleri birbirleriyle rekabet ettirmekten çok tamamlayıcı yapmaktadır.

Çizelge 8-1 de sıralananlara ek olarak, başka birçok değişkenler işlemsel yükselteçleri belirlemek üzere yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu ek özelliklerin bazıları: çıkış impedansı, giriş önbesleme akımı ve akımın, ofseti,

ortak-kip dışarlama oranı ve iç gürültüdür. Özel bir uygulama için, ötekiler kadar, bunlardan herhangi biri de çizelgede gösterilen ortak değişkenlerden daha önemli olabilir.

İntegre Eden ve Türev Alan Devreler

İntegre eden ve türev alan pratik bir devre Şek. 8-20 de gösterilmektedir. Burada kullanılan integre devre işlemsel yükseltici, Şek. 8-17 dekine benzer. Devre üzerinden izleyerek ve Şek. 8-13 ve 8-14 ile karşılaştırarak görü-



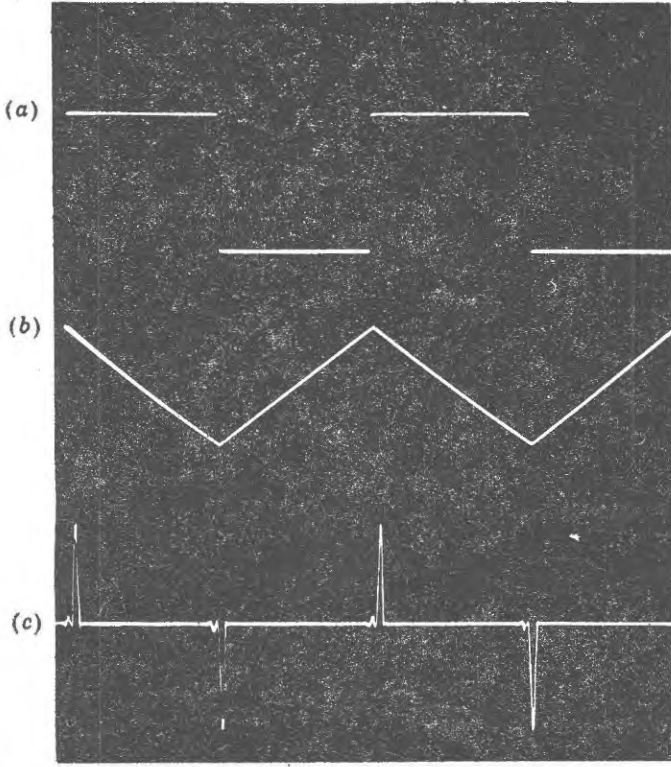
Şekil 8-20. Pratik bir integre eden ve türev alan devre.

leceği üzere, giriş devresindeki anahtar integre edici sığa ve direncin konumlarını yerdeğiştirir. Böylece aynı devre, giriş işaretinin integralini ya da türevini almak amacıyla kullanılabilir. Bir kare-dalga giriş işareti kullanıldığı zaman deneysel tipik çıkış dalga-biçimleri Şek. 8-21 de gösterildiği gibi olabilir.

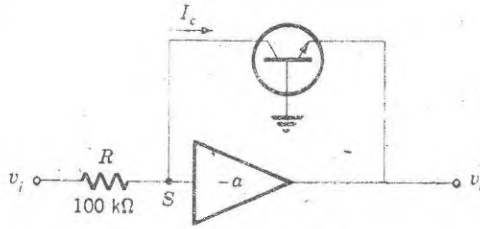
Şekil 8-20 deki integre etmekle kullanılan sığayı şöntleyen 390-kΩ luk direncin amacı, giriş ofset geriliminin uzun zaman integre edilme etkisini yok etmektir. Etki bakımından direnç, işarettaki yavaş değişimler için sığacı yüksüz tutar ve bu nedenle integre eden devre yaklaşık olarak $f = 1/2\pi RC = 20$ Hz in altındaki frekanslarda uygun biçimde integre etmez. Küçük bir sığa ve dirençten oluşan iki seri diziliş, faz dengeleme devreleridir. Daha önce görüldüğü üzere, bu devreler yükseltcin yükseltme-şeridinin yüksek frekans kesiminde toplam faz kaymalarının pozitif geribesleme yapmamasını kesinlikle mümkün kılar.

Logaritmik Yükselteç

Özel giriş-çıkış belirtgenleri oluşturmak amacıyla işlemsel yükselteç devrelerinde doğrusal olmayan geribesleme bileşenleri kullanılır. Örneğin, Şekil 8-22 deki tabanı topraklanmış transistörden oluşan geribesleme elemanını düşü-



Şekil 8-21. (a) Kare-dalga girişinin Şek. 8-20'deki işlemsel-yükselteç devresi ile (b) integre edildikten ve (c) türevi alındıktan sonraki biçimleri.



Şekil 8-22. Basit bir logaritmik yükselteç.

nünüz; bu eleman, çıkış gerilimini giriş işaretinin logaritmasına dönüştüren bir yükseltecin yapımına imkan verir. Böyle bir logaritmik yükselteç doyuma gitmeksizin giriş-ışaret büyüklüklerinin geniş bir bölgesinde çalışır.

Logaritmik giriş-çıkış belirtgeni şöyle ortaya çıkar. Şekil 5-10'a göre, bir transistördeki toplayıcı akımı, yalnız yayıcı akımı ile akım kazancının çarpımından oluşur ve yayıcı akımı doğrultucu denklemi ile verilir. Denklem (5-4) de üstel terim etkili olduğundan 1 atılırsa toplayıcı akımı

$$I_c = \alpha I_o e^{eV/kT} \quad (8-28)$$

olur. Şekil 8-22 ye uygun işlemsel-geribesleme bağlantısında, toplayıcı akımı

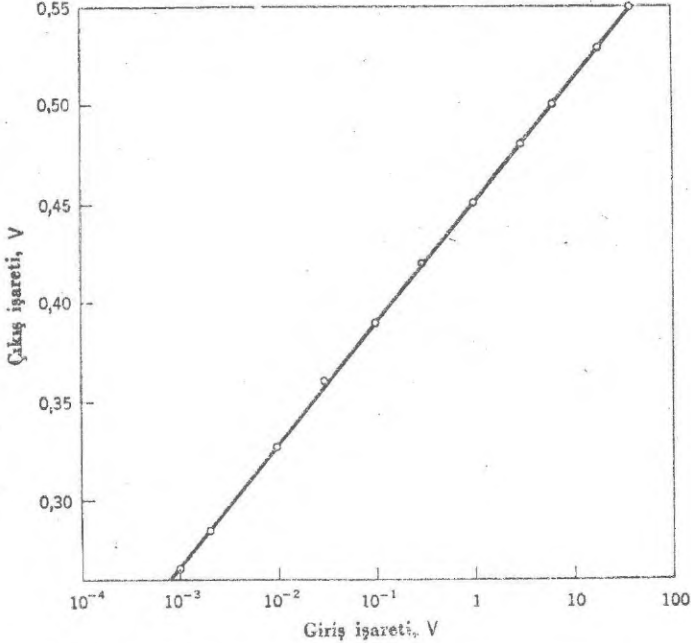
$$\frac{v_i}{R} = \alpha I_o e^{eV/kT} \quad (8-29)$$

ile verilen giriş işareti cinsinden verilebilir, burada çıkış işareti v_o tabanla yayıcı arasındaki gerilimdir. Yeniden düzenleme yapıldıktan sonra her iki tarafın logaritması alınır

$$v_o = \frac{kT}{e} \ln \frac{v_i}{\alpha I_o R} \quad (8-30)$$

bağıntısı elde edilir.

Deneyssel giriş-çıkış belirtgenleri, Şek. 8-23, Denk. (8-30) ile belirlenen logaritmik özellikleri ve yükseltecin çalışabildiği oldukça çeşitli büyüklükte giriş işaretlerini göstermektedir. Giriş geriliminin çeşitli değerlerini içeren bölgede logaritmik belirtgeni elde etmek için kullanılan devrelerde çoğu kez, Şek. 8-22 de verilen basit devreyi bir toplayıcı önbesleme kaynağı ekleyerek desteklemek ve işaret değişikliğine neden olmayan giriş kullanarak offset gerilimlerini yok etmek gerekmektedir.



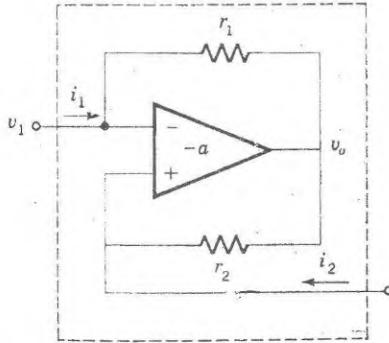
Şekil 8-23. Logaritmik yükseltecin giriş-çıkış belirtgeni.

Tek bir işareti-işleme yeteneğine ek olarak, logaritmik yükselteç iki keyfi giriş işaretini birbiriyle çarpmak içinde kullanılabilir. İki logaritmik yüksel-

tecini çıkışı toplanır ve sonra bileşiminin çıkışı bir ters logaritmik yükselteçten geçirilirse sonuç, iki giriş işaretinin çarpımı ile orantılı bir işaret olur.

Etkin Süzgeç

Şekil 8-24 deki işlemsel yükselteci gözönüne getiriniz, burada işaret değişikliğine neden olan ve olmayan girişin her ikisinde de işlemsel geribesleme vardır. Yükseltecin giriş impedansı büyük olduğundan giriş uçlarından giren akımlar önemsiz olabilir ve,



Şekil 8-24. Negatif impedans dönüştürücü olarak bağlanan işlemsel yükselteç.

$$i_1 = -\frac{v_o}{r_1} \text{ ve } i_2 = -\frac{v_o}{r_2} \quad (8-31)$$

yazılabilir. Bu bağıntılardan

$$i_1 = \frac{r_2}{r_1} i_2 \quad (8-32)$$

elde edilir.

Kirchhoff gerilim kuralı dış ilmek çevresinde yazılırsa,

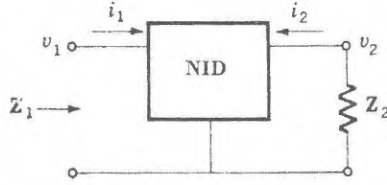
$$v_1 - i_1 r_1 + i_2 r_2 - v_2 = 0 \quad (8-33)$$

bulunur. Denklem (8-32) kullanılırsa, giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bağıntının

$$v_1 = v_2 \quad (8-34)$$

olduğu görülür.

Şimdi, çıkış uçlarına bir Z_2 impedansı bağlandığı zaman devrenin gözükürken giriş impedansını düşününüz. Dikkati impedans dönüşümüne toplamak için, Şek. 8-25 deki çizimi gözönüne getiriniz; burada aşağıda doğrulanan nedenlerden ötürü, Şek. 8-24 kesikli çizgilerle belirlenen dikdörtgenin içinde kalan kesim NID ile gösterilmiştir. Şekil 8-25 e göre, Z_2 impedansı



Şekil 8-25. Negatif impedans dönüştürücü devrenin blok çizimi.

$$Z_2 = \frac{-v_2}{i_2} \quad (8-35)$$

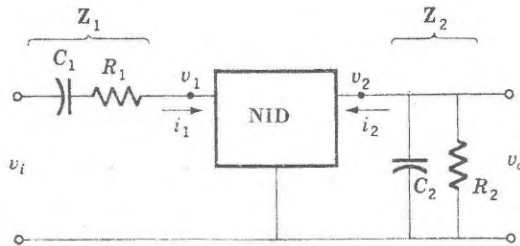
ile verilir. Giriş impedansı ise

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_2}{r_2 r_2 / r_1} \quad (8-36)$$

$$Z_1 = - \frac{r_1}{r_2} Z_2$$

dir; burada Denk. (8-32) ve (8-34) den yararlanılmıştır. Denklem (8-36) dan görüldüğü üzere devrenin ilginç bir özelliği vardır; görülen giriş impedansı, çıkış uçlarına bağlanan impedansın negatiftir. Bu demektir ki, devre bir *negatif impedans dönüştürücüsüdür* (kısaca *NID* ile gösterilebilir). Örneğin, eğer çıkış impedansı sığasal ise, giriş impedansı indükteldir. Ayrıca, indüktansın büyüklüğü r_1 / r_2 çarpanına bağlıdır.

Bu yararlı özelliğin basit bir uygulaması, Şek. 8-26 da gösterilen *etkin süzgeç*, bu süzgeçte çıkış uçlarındaki C_2 sığası, C_1 ile bir rezonans devresi oluşturacak biçimde bir indüktansa bağlanmıştır. Bu devrenin giriş-çıkış belirtgeni, Denk. (8-34) den yararlanarak



Şekil 8-26. Etkin süzgeç.

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_2}{i_1 Z_1 + v_1} = \frac{1}{1 + (i_1 / v_1) Z_1} \quad (8-37)$$

bulunur. Denklem (8-36) yı Denk. (8-37) de kullanırsak,

$$\left(\frac{v_o}{v_i} \right)^{-1} = 1 - \frac{r_2}{r_1} \frac{Z_1}{Z_2} \quad (8-38)$$

elde edilir, Z_1/Z_2 oranı,

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1} \right) \frac{R_2 - j/\omega C_2}{-jR_2/\omega C_2} = \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right) + j\omega \left(R_1 C_2 - \frac{1}{\omega^2 C_1 R_2} \right) \quad (8-39)$$

dir. Sanal kısım sıfır olduğu zaman devre, rezonanstadır ve rezonans frekansı

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \quad (8-40)$$

dir. Denklem (8-39) ve Denk. (8-40), Denk. (8-38) de kullanılırsa elde edilen sonuç

$$\left(\frac{v_o}{v_i} \right)^{-1} = \left[1 - \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2} \right) \right] - j \frac{r_2}{r_1} \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (8-41)$$

dır. Bu bağıntının, RLC devresi için verilen Denk. (3-39) ile karşılaştırılmasında yarar vardır. $R_1 = R_2$ ve $C_1 = C_2$ olması halinde, giriş-çıkış belirtgeni

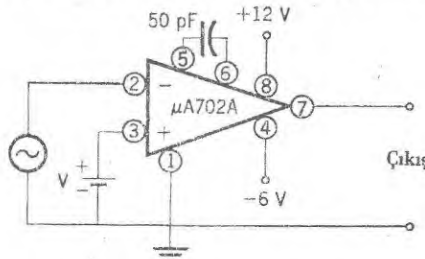
$$\left(\frac{v_o}{v_i} \right)^{-1} = \left(1 - 2 \frac{r_2}{r_1} \right) - j \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (8-42)$$

bağıntısına indirgenir. Devrenin Q eşdeğerinin r_2 / r_1 den oluştuğuna dikkat ediniz, bu demektir ki Q , rezonans frekansından bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Öte yandan rezonans frekansını, Q yu değiştirmeksizin, ya R_1 (ve R_2) yi ya da C_1 (ve C_2) yi değiştirmekle ayarlamak mümkündür. Eğer Denk. (8-42) deki gerçek terim birden küçük ise, rezonans durumunda çıkış işareti giriş gerilimini geçebilir. Bu nedenle etkin süzgecin bir kazancı da olabilir.

Karşılaştırıcı

İşlemsel yükselteçler, iki işaretin büyüklüklerinin karşılaştırılmasında da işe yararlar. Eğer işaretlerden biri işaret değiştirmeye neden olan ve öteki ise olmayan girişe uygulanırsa yükseltecin çıkışı yalnız iki işaret eşit olduğu zaman sıfırdır.

İntegre-devre işlemsel yükselteç kullanan, Şek. 8-27 deki gibi pratik bir karşılaştırıcı devre, her ne zaman ani giriş işareti V ye eşit olursa sıfır çıkış geri-



Şekil 8-27. İşlemsel yükselteç kullanarak yapılmış bir karşılaştırıcı.

limi verir. İşlemsel yükseltcecın büyük ortak kip dışarlama oranı ve mükemmel giriş-katı denge belirtgeni, bu uygulamada oldukça önem taşımaktadır.

ANALOG BİLGİSAYARLAR

Analog

İşlemsel-geribesleme devreleri, *analog bilgisayar* içine yerleştirilebilirler, bu bilgisayarlardaki gerilim işaretleri fiziksel sistemlerdeki değişkenlere benzer. Pek çok fiziksel sistem doğanın yasalarına dayanan matematik denklemlerle belirlenebilir. Analog bilgisayarları, bu denklemleri çözmek ve böylece sistemin davranışını göstermek amacıyla kullanılır.

Bir analog bilgisayarının gerilimleri ve öteki devre değişkenleri gerçek sistemin değişkenlerine ve özelliklerine karşılık gelir. Bilgisayarın değişkenleri kolayca değiştirilebilir ve ayarlanabilir, böylece sistemin davranışı çeşitli şartlar altında incelenebilir. Gerçekten, bilgisayara fiziksel *sistemi taklit* ediyor gözü ile bakılır ve dıştan gelen uyarıya karşı tepkisi matematik belirlenimin doğruluk ölçüsünce gerçek sisteme karşılık gelir.

Sönümlü Harmonik Osilatör

Pek çok fiziksel sistem, örneğin Newton hareket yasalarına uyan mekanik hareketler, diferensiyel denklemlerle belirlenir. *Sönümlü harmonik osilatörü* göz önüne alınız. Bu, keyfi bir $F(t)$ kuvveti ile sürülen ve b sönüm sabiti ile belirlenen viskoz sönümün varlığında, kuvvet sabiti k olan bir ipin ucuna asılı m kütleli bir cismin mekanik titreşimidir. Cismin her an konumunu belirleyen x

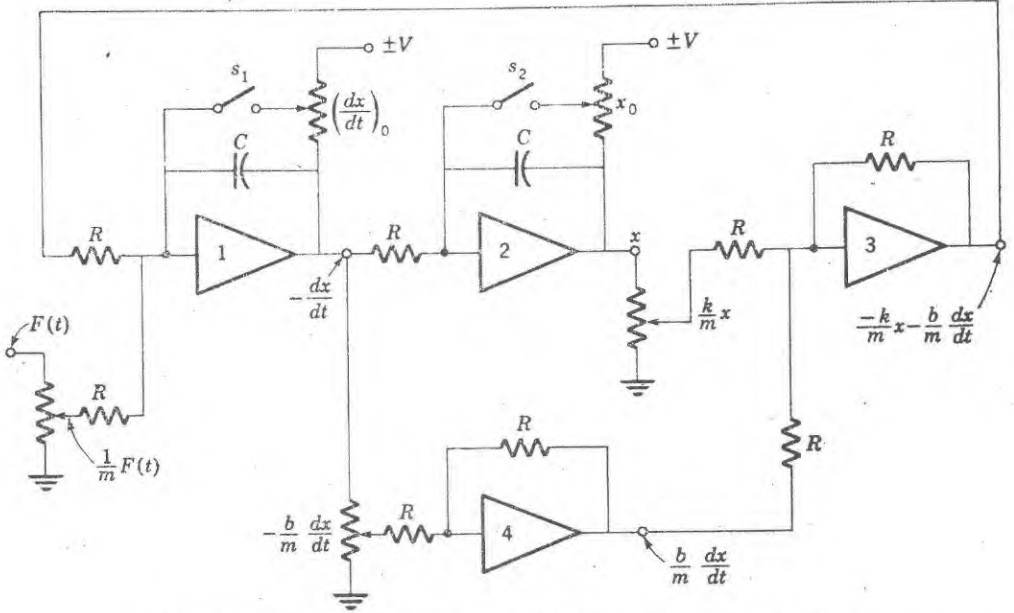
$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = F(t) \quad (8-43)$$

denklemine uyar. Bu denklem yeniden düzene sokularak

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{b}{m} \frac{dx}{dt} - \frac{k}{m} x + \frac{1}{m} F(t) \quad (8-44)$$

yazılır. Bu denklemi çözmek için gerekli bir analog bilgisayarının yapımı, d^2x/dt^2 ye karşılık gelen bir gerilim işaretinin bulunduğunu varsayarak başlar. Bu, $-\frac{dx}{dt}$ yi vermek üzere integre edilir; burada kolaylık olsun diye Denk.

(8-22) deki RC zaman sabiti bire eşit kılınmıştır. Sonra, $-dx/dt$ yeniden integre edilerek x bulunur. $-dx/dt$ nin b/m kesri birinci integre edicinin çıkış uçları arasındaki bir gerilim-bölücüden elde edilir; bunun işareti değiştirilir ve ikinci integre edicinin çıkışındaki x in k/m kesrine ve $(1/m) F(t)$ ye karşılık gelen bir gerilim işaretine eklenir, Şek. 8-28. Denklem (8-44) gereğince toplam, d^2x/dt^2 ye eşittir ve bu toplam başlangıçta ikinci türeve karşılık gelen işaretin bulunduğu varsayılan girişe geri verilir. Böylece, bu bilgi-



Şekil 8-28. Titreşen-kütle problemini çözmekte kullanılan analog bilgisayarı.

sayar, Denk. (8-43) ile verilen ilk deferensiyel denklemini sürekli olarak çözer x e ve eğer istenirse dx/dt ye karşılık gelen gerilimler devredeki uygun noktalarda ölçülebilir.

Herhangi bir diferensiyel denklemin çözümünde olduğu gibi, çözüme başlandığı anda dx/dt ve x e karşılık gelmek üzere başlangıç gerilim değerlerinin uygulanması gereklidir. Bu, $t=0$ anında s_1 ve s_2 anahtarlarını açarak en etkin biçimde başarılabilir. Toplama noktalarının toprak geriliminde olması gerçeğinden görülebileceği üzere, integre edici kondansatörün uçları arasındaki gerilimler her an hız ve yer değiştirmeyi temsil ederler. Bu anahtarlar, $F(t)$ nin uygulanması ile birlikte aynı anda açılmalıdır ve uygulamada bu iş çoğu kez, diyod gibi elektronik anahtarlarla yapılır.

Denklem (8-43) ün herhangi bir RLC devresindeki akım için verilen Denk. (3-20) ile aynı biçimde olduğuna dikkat ediniz. Bu demektir ki, Şek. 8-28 deki analog bilgisayarı, örneğin, bu basit devredeki rezonans etkilerini araştırmak amacıyla da kullanılabilir. Bilgisayar taklidini yaptığı devreden daha karışık olmakla birlikte, devre değişkenlerinin değiştirebilme kolaylığı nedeniyle, devrenin incelenmesini mümkün kılar. Ayrıca, gerek duyuldukça bilgisayar başka devreleri taklit etmek amacıyla yeniden düzenlebilir.

KAYNAKLAR

Jerald Graeme: "Applications of Operational Amplifiers," McGraw-Hill Book Company, New York, 1973.

Brian Jones: "Circuit Electronics for Scientists", Addison-Wesley Publishing Company, Inc., Reading, Mass., 1974.

R.D. Middlebrook: "Differential Amplifiers, " John Wiley and Sons, Inc., New York. 1963.

ALİŞTIRMALAR

8-1. Şekil 8-4 de verilen T -köprülü geribeslemeli yükseltecin eşdeğer devresini çizin. Yalnız başına süzgecin belirtgen eğrisini çizin (yani, β nın frekansa göre değişimini) ve geribeslemeli yükseltecin tepki eğrisini bulun. Bütün AET ler için $g_m = 5 \times 10^{-3}$ mho olduğunu varsayın.

8-2. Şekil 6-8 deki kaynak izleyicisini geribeslemeli bir yükselteç olarak düşünerek kazanç, giriş ve çıkış impedansları için gerekli bağıntıları elde edin.

$$Cev: a/(1+a); (R_g + R_2) (1+a); R_2 / (1+a)$$

8-3. Şekil 8-2 deki transistörlü geribeslemeli yükseltecin giriş ve çıkış impedanslarını bulun. h parametrelerini $h_{ie} = 3600 \Omega$, $h_{fe} = 150$, $h_{re} = 3 \times 10^{-3}$ ve $h_{oe} = 1,4 \times 10^{-4}$ mho alın.

$$Cev: 1,61 \times 10^6 \Omega, 12 \Omega$$

8-4 Şekil 6-18 deki devrede yayıcı direnci ile paralel bağlı olan kondansatörü kaldırın ve kalan devreyi akım geribeslemeli bir yükselteç olarak çözümleyin. β yı ve kazancı hesaplayın.

$$Cev: 1; 3, 3.$$

8-5. Gerilim ve akımla geribeslemenin her ikisinin de bulunması durumunda, geribeslemeli bir yükseltecin giriş impedansını veren bir bağıntı elde edin. Bu bağıntıyı kullanarak akım ve gerilim negatif geribeslemenin her ikisinin de giriş impedansını artırdığını gösterin. Çıkış impedansı sıfır olduğu zaman, Denk. (8-15) i kullanarak, giriş impedansını veren bağıntıyı bulun.

8-6 Şekil 8-16 daki işlemsel geribeslemeli yükseltecin çıkış katlarındaki gerilim ve akımla geribesleme oranları; β_v ve β_i yi hesaplayın.

$$Cev: 10^{-2}, 1$$

8-7. Şekil 8-23 ü kullanarak Denk. 8-30 a karşılık gelen sayısal bir bağıntı geliştirin. Şekil 8-22 deki devrede kullanılan transistör için I_o ın yaklaşık değeri nedir? $e/kT = 38 V^{-1}$ alın.

$$Cev: 3,8 \times 10^{-13} A$$

8-8. Şekil 8-22 de yararlanılan ilkeleri kullanarak, çıkış gerilimi giriş işaretinin ya karesi ya da üçüncü kuvveti olan bir devre taslağı çizin.

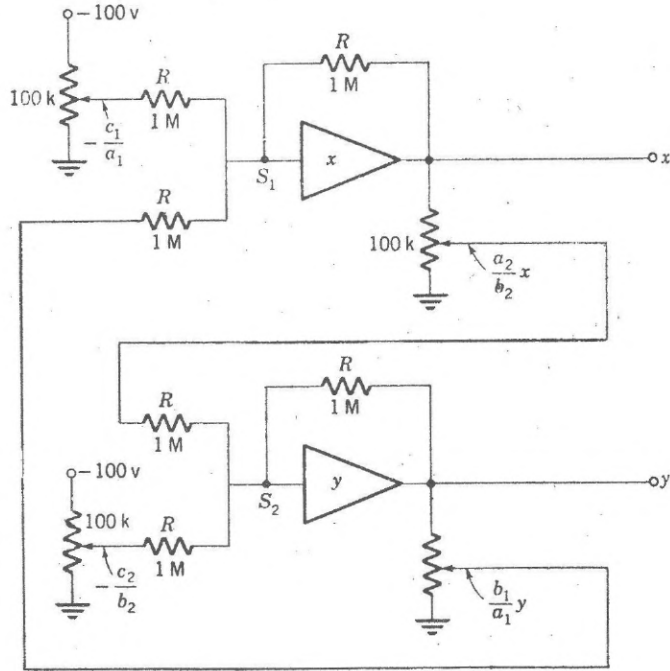
8-9. Serbest düşen cisim problemini çözebilecek bir analog bilgisayarının çizimini yapın. Bunun için gerekli denklem,

$$\frac{d^2x}{dt^2} = g \quad (8-45)$$

dir ve g yerçekimi ivmesidir.

8-10. Şekil 8-29 da çizimi verilen analog-bilgisayarı devresinin x ve y cinsinden çözebileceği, iki bilinmeyenli iki denklem yazınız.

$$\text{Cev: } a_1x + b_1y = c_1 \quad \text{ve} \quad a_2x + b_2y = c_2$$



Şekil 8-29. Doğrusal denklem sistemlerini çözmeye yarayan analog bilgisayar devresi.

Osilatörler

Elektronik devreler, çeşitli frekanslarda çeşitli dalgabıçımerinde a.a. işaretleri üretebilirler. Gerçekten, transistörlü ve vakum-tüplü osilatörler, yüksek-frekanslı gerilimleri üretmenin tek kolay yoludur. Bunlar, radyo ve TV vericilerinde ve alıcılarında, dielektrik ve indüksiyon ısıtmasına karşı ve elektronik cihazlarda zamanlama ve deneme amaçları için oldukça çok kullanılmaktadır. Aslında herhangi bir osilatör, d.a. kaynak gerilimlerinin verdiği gücü istenen belirtgenlere sahip olan a.a. gücüne dönüştürür. Titreşimlerin frekans ve dalgabıçımlerine ek olarak, dönüştürme etkinliği ve frekans kararlılığı da osilatör devrelerinin yapılmasında önem taşır.

POZİTİF GERİBESLEME

Titreşim, herhangi bir giriş işareti olmadığı halde bir çıkış işareti oluşturan pozitif geribesleme yoluyla başarihr. Denklem (8-4) e göre, geribeslemeli bir yükseltecin kazancı,

$$a' = \frac{a}{1-a\beta} \quad (9-1)$$

bağıntısı ile verilir. Eğer, devre şartları

$$a\beta = 1 \quad (9-2)$$

olacak biçimde düzenlenirse, Denk. (9-1), kazancın sonsuz olduğunu gösterir. Bunun fiziksel yorumu, giriş işareti sıfır olduğu zaman bile bir çıkış işaretinin var olduğudur. Sinüsel titreşimler için, geribesleme devresi, *Barkhausen ölçütü* olarak bilinen Denk. (9-2) yalnız bir tek frekansta sağlanacak biçimde yapılır ve devre o frekansta titreşir. Barkhausen ölçütü geribesleme işaretinin faz kaymasının 360° olmasını gerektirir ve bu faktör, titreşimin frekansının bulunmasında önemlidir. Bundan başka titreşimlerin sürekli olması için, yükselteç kazancı $a\beta$ çarpımının bire eşit olmasını sağlayacak kadar büyük olmalıdır.

Titreşimin genliği, dolaylı olarak Denk. (9-2) yardımıyla bulunur. Her yükseltecin kazancı, büyük-ışaret genliklerinde kesilim ve doyum şartlarının ortaya çıkmasıyla azaltılır. Bundan ötürü durgun genlik, kazancın mutlak değeri $1/\beta$ olacak biçimdedir. Geribesleme devresi, çoğu kez pasif bir devre olduğundan, genlik etkin olarak yükselteç belirtgenlerine bağlıdır.

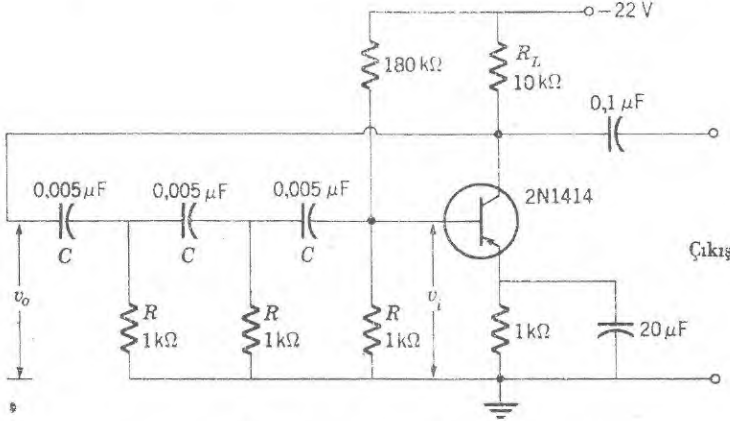
Titreşimleri başlatmak için herhangi bir giriş işaretinin uygulanmasına gerek yoktur. Rastgele gürültü gerilimleri ya da kaynak geriliminin uygulanmasıyla birlikte ortaya çıkan geçici gerilimler geribesleme süresini başlatmak için yeterlidir. Geribesleme işaretinin genliği yükselteç kazancına bağlı olduğundan kazanç büyük olduğu zaman titreşimlerin durgun-durumdaki büyüklüğüne erişme hızı artar. Küçük-ışaret kazancının genellikle Barkhausen ölçütünün gerektirdiğinden oldukça daha büyük olması istenir. Bunun böyle olması devredeki küçük değişikliklerden etkilenmeyen titreşimler oluşturur. Öte yandan eğer kazanç çok büyükse, büyük-ışaret genliklerine eşlik eden doğrusal olmama durumlarından ötürü sinüsel olmayan titreşimler doğar.

RC'Lİ OSİLATÖRLER

Faz Kaymalı Osilatör

Ahşılalagelen bir yükselteç katı ve bir *RC* geribesleme devresinden oluşan basit fakat pratik bir osilatör devresi *faz-kaymalı osilatördür*, Şek. 9-1.

Yayıcısı topraklı katın, 180° lik faz kayması oluşturma özelliği vardır ve peş peşe gelen RC devreleri Barkhausen ölçütünü sağlamak için fazı 180° daha kaydırır. Özel bir frekansta her bir RC kesimindeki faz kayması 60° olur, böylece geribesleme devresindeki toplam faz kayması 180° dir ve yük-



Şekil 9-1. Faz kaymalı osilatör.

seltmenin yeterince büyük olduğu varsayımı altında devre, bu özel frekansta titreşir. Bir RC kesiminde maksimum faz kaymasının 90° den fazla olmadığını hatırlamakta yarar vardır. Bu demektir ki iki-kesimli bir geribesleme devresi mümkün değildir, çünkü toplam 180° lik bir faz kaymasında geribesleme devresindeki zayıflamanın üstesinden gelebilmek için sonsuz bir kazanç ihtiyacı duyulacaktır. Öte yandan, üçten fazla RC kesimli bir geribesleme devresi içeren bir osilatör yapımı mümkün olmakla birlikte, geribesleme devresinde üçten fazla RC kesiminin kullanılmasının hiç bir özel yarar' ya da üstünlüğü yoktur.

Faz kaymalı osilatör önce geribesleme devresi üzerinde yükselticinin yükleme etkisi önemsiz tutularak çözümlenir. Geribesleme devresine bir v_o geriliminin uygulandığı gözönüne alınarak, transistöre uygulanan v_i işareti doğrudan doğruya devre çözümlemesi yapılarak bulunabilir. Sonuç olarak,

$$\beta = \frac{v_i}{v_o} = \frac{1}{1 - 5 / (\omega RC)^2 + j [1 / (\omega RC)^3 - 6 / \omega RC]} \quad (9-3)$$

bulunur. Geribesleme devresinde oluşan faz kaymasının 180° olması için Denk. (9-3) ün sanal kısmının sıfır olması gereklidir, yani

$$\frac{1}{(\omega_o RC)^3} = \frac{6}{\omega_o RC} \quad (9-4)$$

olmalıdır. Titreşimin frekansı, $f_o = \omega_o / 2\pi$ den

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}} \frac{1}{RC} \quad (9-5)$$

bulunur. Denklem (9-5) i Denk. (9-3) de kullanarak, $\beta = 1/(1-5 \times 6) = -1/29$ elde edilir; bu demektir ki Barkhausen ölçütünün sağlanması için kazancın,

$$a = \frac{1}{\beta} = -29 \quad (9-6)$$

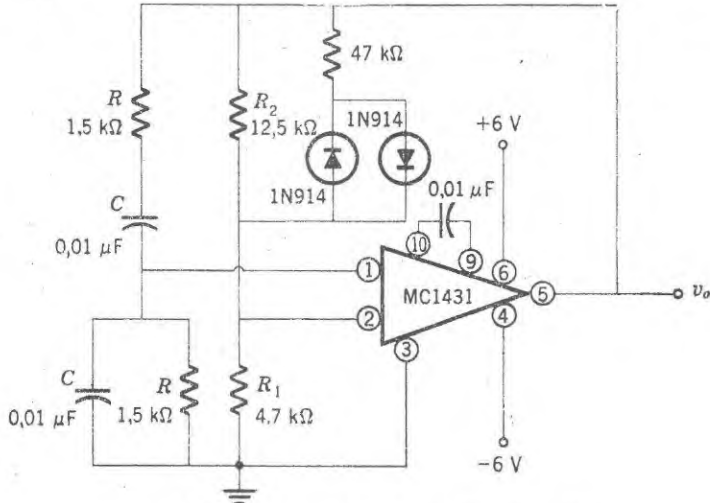
olması gerekmektedir. Bu sonuca göre, kazancın en azından 29 olması gereklidir, aksi halde devre titreşemez.

Gerçekten, devre kayıplarına ve bileşenlerin yaşlanmalarına karşı titreşimlerin kararlılığını korumak için yükseltecin kazancı 29 dan büyük olmalıdır. Titreşimlerin genliği, transistördeki doğrusal olmama etkileri ile kazanç 29 değerinde sınırlanmaya kadar artar. Çoğu kez sınırlayıcı etken dalganın tepesinde kesilmenin başlamasıdır ve ancak tepe değeri durgun toplayıcı gerilimine hemen hemen eşit olan bir işaret genliği beklenir.

Faz kaymalı osilatörün basitliği onu kritik olmayan uygulamalar için özellikle orta ve yaklaşık olarak 1-Hz'e kadar düşük frekanslarda, çekici kılar. Bununla birlikte, frekans kararlılığı, öteki RC osilatörleri ile elde edilebildiği kadar, iyi değildir. Ayrıca frekansı değiştirmek için üç sığanın (ya da üç direncin) üçünü de değiştirmek gerekmektedir, bu pek kolay bir iş değildir.

Wien Köprülü Osilatör

Wien köprüsünün Bölüm 3 de tartışılan frekans-seçici özellikleri, herhangi bir osilatörün geribesleme devresi için oldukça uygundur. Gerçekten, *Wien köprülü osilatör*, Şek. 9-2, işaret üreticileri adı verilen ve laboratuvarlarda kullanı-



Şekil 9-2. İntegre-devre Wien köprülü osilatör.

lan değişken-frekanslı cihazlar için büyük ölçüde kullanılmaktadır. Şekil 9-2 deki alışlagelen integre devre yükseltici köprünün rezonans frekansında, pozitif, geribesleme sağlar, burada Denk. (3-68) e göre, geribesleme devresindeki faz kayması sıfırdır. Belirtgin frekansı, Denk. (3-64) den

$$f_o = \frac{1}{2 \pi RC} \quad (9-7)$$

elde edilir.

Tam denge durumunda $R_2 = 2 R_1$ olduğu zaman, Wien köprüsünün çıkış gerilimi sıfırdır (bak Şek. 3-15), bundan ötürü R_2/R_1 oranını ayarlayarak köprüyü birazcık denge konumundan uzaklaştırmak gereklidir. Bu, kararlı salınımları ayakta tutabilecek yeterli geribesleme gerilimini sağlar, çünkü geribesleme oranı, R_1 ve R_2 nın bağıl değeri ile belirlenir. R_2 yi şöntleyen iki 1N 914 diyod ve 47—k Ω luk direncin oluşturduğu sistem, geribesleme oranını otomatik olarak ayarlayarak genlik kararlılığı sağlar. Çıkış işaretinin küçük ve bundan ötürü, diyodların uçları arasındaki işaret geriliminin diyodun doğru yön gerilim düşmesi olan yaklaşık 0,6 volt belirtgin geriliminden daha az olduğunu varsayınız. Bu durumda diyodların hiç biri iletmez ve şönt kolu açık devre olarak gözükür. Eğer çıkış işareti diyodları ilettime geçirecek kadar büyükse, 47—k Ω luk direnç, etki bakımından R_2 ile paralel olarak bağlanmış olur ve geribesleme azaltılır. Bu nedenle çıkış genliği, dalgabıçımının tepesinde diyodların ancak ilettime geçebildiği düzeyde, kararlı durumu alır.

Faz kaymalı osilatöre göre, Wien köprülü osilatörün mükemmel frekans kararlılığı, geribesleme geriliminin fazının frekansla hızlı değişiminin bir sonucudur. Geribesleme oranı, Denk. (3-68) den,

$$\beta = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{3 + j(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)} - \frac{1}{1 + R_2/R_1} \quad (9-8)$$

dir. Faz kayması, Denk. (9-8) i uygun bir biçimde basitleştirip düzenleyerek ve faz açısının tanjantını hesaplayarak bulunur. Rezonans frekansına yakın frekanslar için sonuç

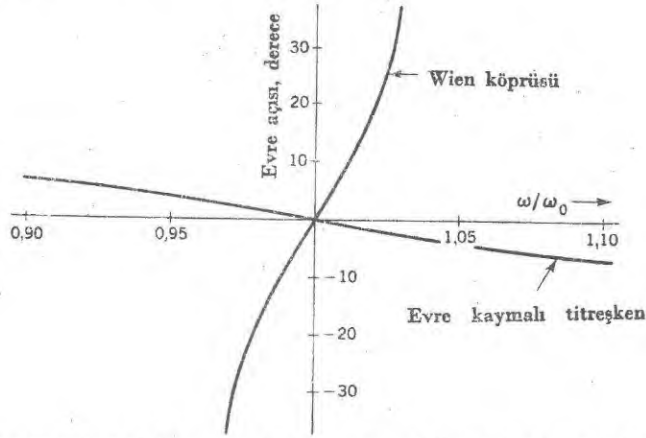
$$\tan \theta \cong \frac{1 + R_2/R_1}{9 - 3(1 + R_2/R_1)} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (9-9)$$

dir. Örneğin, $R_2 = 1,9 R_1$ ise, Denk. (9-9) daki frekans teriminin katsayısı 9,7 ye eşit olur. Karşılaştırma yapmak gerekirse, faz-kaymalı osilatör için yukardakine karşılık gelen bağıntı, Denk. (9-3) uygun biçimde düzenlendikten sonra elde edilir ve

$$\tan \theta \cong - \frac{\sqrt{6}}{5} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (9-10)$$

bulunur. Burada ω_0 ı denkleme sokmak için Denk. (9-5) kullanılmıştır. Denklem (9-10) nun sağ yanındaki sayısal çarpan 0,49 dur ve bu değer Wien köprü durumundakinden 20 kez daha küçüktür.

Bu karşılaştırma Şek. 9-3 de her iki osilatör için de geribesleme işaretlerinin faz açısı ω/ω_0 ın bir fonksiyonu olarak çizilerek daha açık olarak gösterilmiştir. Wien köprülü geribesleme devresinde, faz açısı frekansla oldukça hızlı değişir. Yalnız faz açısı sıfıra yakın olan geribesleme işaretleri etkin olduğundan bu, Wien köprülü osilatörün frekansının yeterince kararlı olması demektir.



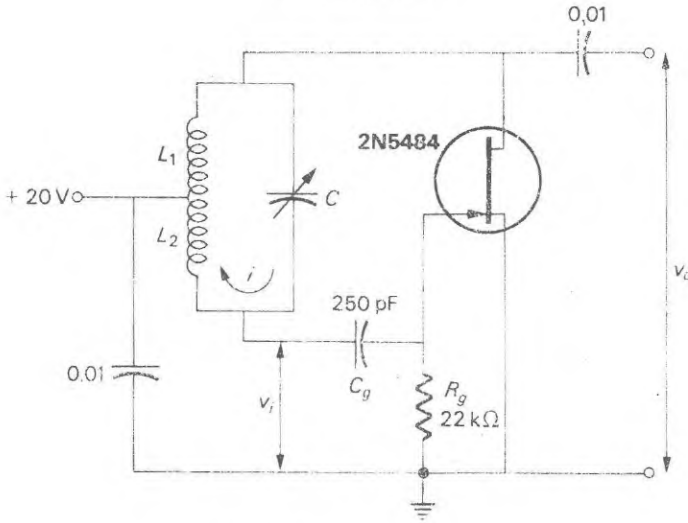
Şekil 9-3. İki çeşit RC osilatörü için rezonans frekansına yakın bölgedeki faz kayma belirtgenleri.

Frekansı değiştirmedeki bağıl kolaylık (yalnız iki sığanın değişken olması gerekmektedir) ile birlikte çok iyi frekans kararlılığı, Wien köprülü osilatörlerin herkesce istenmesini ve kullanılmasını mümkün kılmaktadır. Çok kullanışlı devrelerdeki değişken sığalar yaklaşık olarak 1'e 10 luk bir frekans bölgesi sağlar. Ayrıca, bir anahtar yardımıyla dirençlerin sabit onluk değerleri seçilir ve böylece tek bir cihazda geniş bir frekans bölgesi taranabilir. Ticari tipik bir Wien köprülü osilatörün, onluk basamaklar biçiminde 5 Hz den 1 MHz e kadar uzanan bir frekans bölgesi olabilir.

REZONANS DEVRELİ OSİLATÖRLER

LC'Lİ Osilatörler

LC rezonans devreleri, çoğu kez, osilatörlerin titreşim frekanslarını seçmek amacıyla geribesleme devrelerinde kullanılırlar. Şekil 9-4 deki *Hartley osilatörünü* göz önüne alınız, bu osilatörde geçit ile akıttıcı arasına paralel bir rezonans devresi bağlanmıştır. İndüktans iki kesime ayrılmıştır, böylece etki bakımından, L_1 kesimi akıttıcı yükünün bir parçasını oluşturur geri kalan L_2 ise geçit devresindedir. Rezonans frekansı, L_1 ve L_2 nin seri indüktansını içerir, bu nedenle, Böl. 3 de olduğu gibi,



Şekil 9-4. Hartley osilatörü.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad (9-11)$$

dir. Geribesleme oranını bulmak için önce L_2 nin uçları arasındaki geribesleme gerilimi hesaplanırsa, bulunur ve

$$v_i = j\omega L_2 = \frac{v_o j\omega L_2}{j\omega L_2 + 1/j\omega C} \quad (9-12)$$

$\omega_o(L_1 + L_2) = 1/\omega_o C$ rezonans şartını kullanarak,

$$v_i = v_o \frac{\omega_o L_2}{-\omega_o L_1} \quad (9-13)$$

elde edilir, bu durumda geribesleme oranı,

$$\beta = - \frac{L_2}{L_1} \quad (9-14)$$

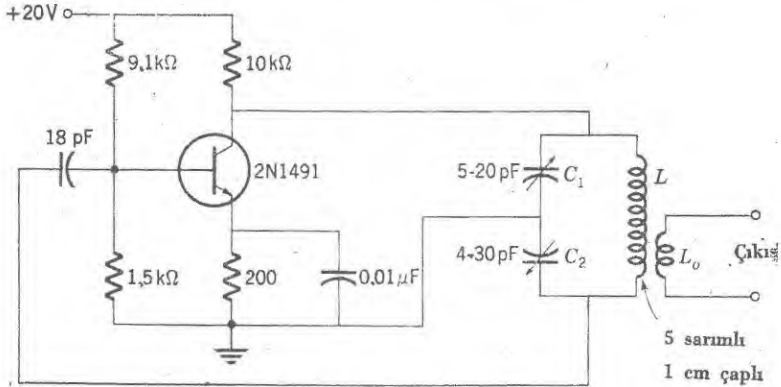
den oluşmaktadır. Oranın negatif olduğuna dikkat ediniz. Bu demektir ki yükselteçte oluşan ek 180° lik faz kayması istendiği biçimde pozitif geribesleme oluşturur. Denklem (9-14) ve Barkhausen ölçütü titreşimleri beslemek için gerekli yükselteç kazancını belirler.

Hartley osilatöründe önbesleme şartları çok önemlidir. Çalıştırmak için gerekli önbesleme gerilimi, geçit devresindeki $R_g C_g$ bileşimi ile sağlanır. Titreşimler başladığı zaman, geçit önbesleme gerilimi sıfırdır. Titreşimler yükselirken, geçit-kaynak diyodu geribesleme işaretini doğrultur ve böylece C_g yi hemen hemen giriş işaretinin tepe değerinde yükler. $R_g C_g$ zaman sabiti titreşimin periyodundan çok daha büyük olduğundan C_g nin uçları arasındaki gerilim sabit kalır ve gerekli d.a. geçit önbesleme gerilimini temsil eder. Etki

bakımından geçit, toprak gerilimine kısaçalanmış olmaktadır (Şek. 4-27 ve 4-28'i karşılaştırın). Bundan ötürü geçit önbesleme gerilimi kendisini geri-besleme işaretinin genliğine otomatik olarak ayarlar ve bu davranış titreşimin genliğini kararlı duruma getirir.

Bu çeşit önbesleme, periyodun çoğunda transistörün kesilimde olduğu anlamındandır ve bu duruma C sınıfı çalışma durumu denir. Geçit gerilimi, geri-besleme gerilimi devri üzerinde tepe değerine ulaştığı zaman akıtıcı akımı oluşturur. Rezonans devresinin büyük impedansı, giriş işaretinin yalnız temel bileşeninin yeterince genlik kazanmasına izin verir; bundan ötürü çıkış dalga biçimi sinüseldir. Rezonans devresinin davranışını açıklamanın bir başka yolu da, devrenin C sınıfı yükseltecinden gelen periyodik pulslarla uyarıldığını ve rezonans devresindeki çnlamalarla sürekli bir dalga oluşturulduğunu söyle-mektir. Bu iki açıklama anlam bakımında eşdeğerdir.

Şekil 9-5 de gösterilen *Colpitts osilatörü*, geri-besleme oranının C_1 ve C_2 nin bağıl değerleri ile belirlenmesi bir yana Hartley devresine benzer. Bu devredeki taban önbesleme gerilimi, transistörü bir A sınıfı yükselteci olarak çalıştıracak biçimdedir, fakat Hartley osilatörüne eşdeğer bir C sınıfı çalışması aynı ölçüde mümkündür. Çıkış yükü, ikinci bir L_o sarımı ile rezonans devresine çiftlenmiştir. Bu yöntem, düşük impedanslı yükleri beslemede özellikle kullanışlıdır.



Şekil 9-5. 70-MHz lik Colpitts osilatörü.

Geri-besleme gerilimini oluşturmak için başka bir yol da, indüktansa çiftlenmiş ikinci bir sarım, ya da *uyarıcı sarım* kullanmaktır. Örneğin, Şek. 9-6a daki tabanı topraklı osilatörü göz önüne alınız. L ve uyarıcı sarım arasındaki karşılıklı indüktans, titreşimleri besleyerek ayakta tutmak için uygun genlik ve fazda bir geri-besleme işareti oluşturur. Karşılıklı indüktansın Böl. 3 deki tanımından, geri-besleme gerilimi, makaralar arasındaki karşılıklı indüktans M nin toplam indüktans L ye oranının L nin uçları arasındaki gerilimle çarpımına eşittir. Bundan ötürü,

$$v_i = \frac{M}{L} v_o \quad (9-15)$$

ya da

$$\beta = \frac{v_i}{v_o} = \frac{M}{L} \quad (9-16)$$

dir. Osilatörün eşdeğer devresi, Şek. 9-6b, aşağıdaki biçimde çözümlenir. Rezonans durumundaki bir paralel rezonans devresinin impedansı oldukça büyüktür; bundan ötürü, tabanı topraklı yükseltcecın kazancı, Denk. (6-36) dan

$$a = \frac{-1}{h_{ib}h_{ob}/h_{fb}-h_{rb}} = \frac{1}{r_e/\alpha r_c + r_b/r_c} \cong \frac{r_c}{r_b} = \frac{1}{h_{rb}} \quad (9-17)$$

dir. Barkhausen ölçütünü uygulayarak ve Denk. (9-17) ve (9-16) yı karşılaştırarak titreşim için gerekli şart,

$$h_{rb} = \frac{M}{L} \quad (9-18)$$

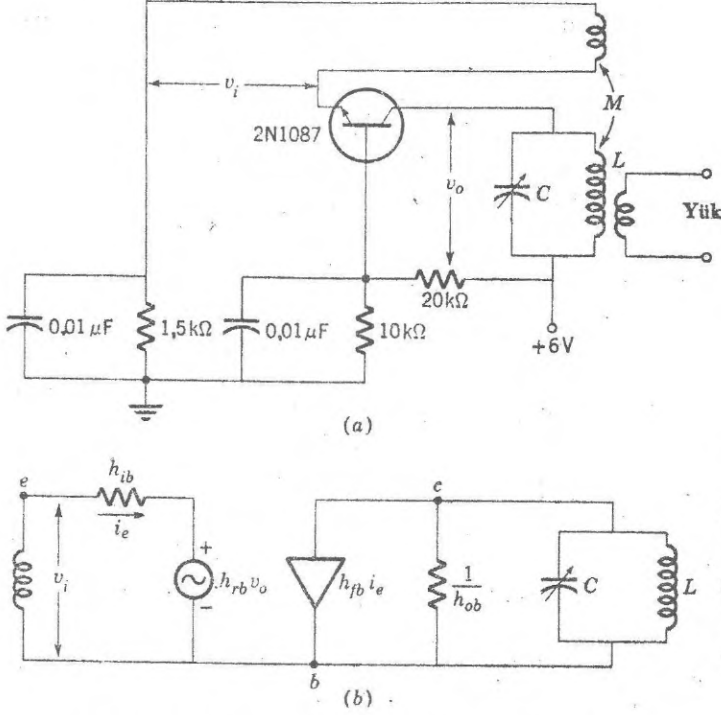
elde edilir. İyi nitelikli bir transistörde, h_{rb} nin değeri 10^{-4} mertebesinde, bu demektir ki karşılıklı indüktans oldukça küçük olabilir. Bundan ötürü, yalnız bir kaç sargıdan oluşan bir uyartıcı sarım yeterlidir.

Uyartıcı geribesleme devresinin önemi, geribesleme geriliminin genliğinin geribesleme devresindeki sargının sarım sayısı ile kolaylıkla ayarlanabilir olmasıdır. Eğer, pozitif geribesleme elde etmek ihtiyacı duyulursa, sargı çıkış tellerinin konumlarını yer değiştirerek uygun faz elde edilir. Bundan ötürü Şek. 9-6 tabanı topraklı bir devre olmakla birlikte, yayıcı topraklı ve toplayıcı topraklı biçimler de aynı ölçüde kullanılabilir. Ayrıca, rezonans devresi, yayıcı veya taban devresine de konabilir. Şekil 9-6 da gösterilen özel kurgu, aşağıda tartışılacağı üzere, iyi frekans kararlılığı için özellikle uygundur.

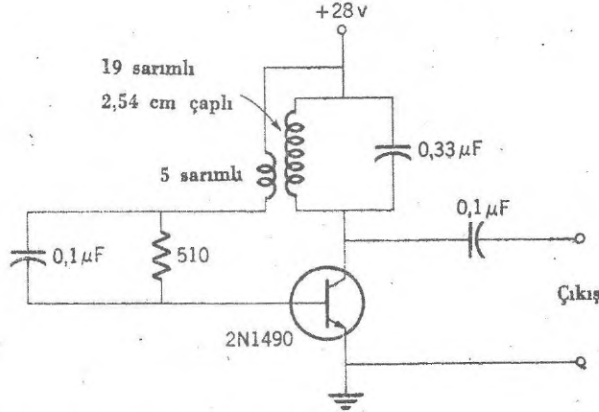
Transistörlü osilatörlerin C sınıfı çalışması, çoğu kez, yüksek frekanslarda yeterince güç elde etmek amacıyla yapılan devrelerde kullanılmaktadır. Şekil 9-7, tipik bir güç osilatörün devre çizimidir. Yüzde 70 mertebesinde güç verimi elde etmek mümkündür. Bu devrede, taban önbesleme gerilimi Hartley osilatöründeki davranışa benzer biçimde, taban-yayıcı devresindeki direnç kondansatör sistemi yardımıyla verilmektedir.

Kristalli Osilatörler

LC 'li osilatörlerin frekans kararlılığı, özellikle rezonans devresinin Q çarpanı ile belirlenir. Q büyük olduğu zaman, rezonans eğrisi dikey olarak tepe değerine ulaşır ve fazın frekansa bağlı olarak değişim hızı çabuktur ve bu iki etken de osilatörün frekans kararlılığına katkıda bulunur. Bununla ilgili olarak, rezonans devresi ile paralel bağlı herhangi bir eşdeğer direnç etkin Q



Şekil 9-6. (a) Tabanı topraklı uyarıcılı osilatör ve (b) eşdeğer devresi.



Şekil 9-7. 100-KHz ve 10-W lık güç osilatörü.

yu azaltır. Bundan ötürü, frekans kararlılığını geliştirmek için bunun rezonans devresi üzerindeki yükleme etkisi minimuma indirilmelidir. Bölüm 6 daki tartışmaya göre, tabanı topraklı yükseltecin çıkış impedansı başka herhangi bir kurgununkinden daha büyüktür. Rezonans devresi toplayıcı devrede bulunan tabanı topraklı osilatörün en iyi transistörlü osilatör biçimi ol-

masının nedeni budur. Buna karşılık, AET lü osilatörün rezonans devresi, çoğu kez, geçit devresindedir. Her iki durumda da Q için 100 den 500 e kadar pratik değerler elde edilebilir ve oldukça kararlı titreşimler oluşturulabilir.

Pek çok uygulamalarda, LC-rezonans devresi ile elde edilebilen kararlılıktan çok daha yüksek frekans kararlılığı gereklidir. Bu ihtiyacı karşılamak amacıyla kristalli osilatörler kullanılmaktadır. Bazı kristal maddeler, özellikle kuartz piezoelektrik özellikleri gösterir yani, bir elektrik alanının etkisi altında bırakıldıkları zaman mekaniksel olarak biçim değiştirirler. Piezo-elektrik, aynı zamanda, bunun tersinin de doğru olduğunu anlatmaktadır, yani, bir kuvvet etkisi ile kristalin biçimi değiştirildiği zaman, karşılıklı yüzeyler arasında bir elektrik gerilimi oluşur. Bu piezoelektrik özelliğin sonucu olarak, iletken elektrodlar arasına yerleştirilen ince bir kuartz levha, elektrodlar alternatif bir gerilim kaynağına bağlandığı zaman, mekanik olarak titreşir. Titreşimler yeniden elektriksel işaret üretirler ve bu işaretler gerilim kaynağı ile etkileşir. Titreşimler ve elektriksel işaretler, kristalin doğal mekanik rezonans frekansında, maksimuma erişirler.

Titreşken bir cismin hareket denklemi daha önce Denk. (8-43) ile

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = F(t) \quad (9-19)$$

olarak verilmişti. Burada söz konusu olan problem için, m kristalin kütlesi, b mekanik iç kayıp katsayısı ve k kristalin esneklik sabitidir. Daha önce belirtildiği üzere, bu bağıntı seri bir rezonans devresindeki akım için verilen Denk. (3-20) ile biçim bakımından özdeştir. Seri rezonans devresindeki akım,

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = F(t) \quad (9-20)$$

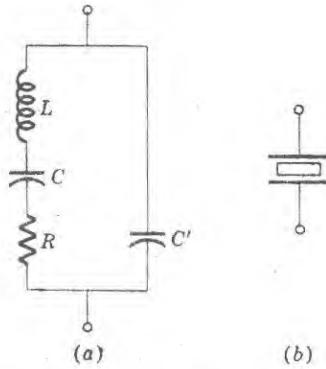
bağıntısı ile belirlenir. Denklem (9-19) ve (9-20) nin karşılaştırılması ile titreşen kütlenin indüktansa benzediği, mekanik kayıpların dirence eşdeğer olduğu ve esnekliğin sığanın tersine karşılık geldiği görülebilir. İki denklemin özdeş oluşları nedeni ile, mekanik rezonans da beklenir, ve Denk (3-47) ye benzer biçimde mekanik bir Q çarpanı

$$Q = \frac{\omega m}{b} \quad (9-21)$$

tanımlamak işe yarar. Buna göre, kuartz kristalinde iç kayıplar çok küçük olduğundan 100 000 e ulaşan Q değerleri elde edilebilir. Bundan başka esneklik katsayıları, kristalin mekanik büyüklüğüne ve biçimine bağlı olarak 10 kHz den 10-40 megahertze kadar değişen rezonans frekanslarını mümkün kılacak büyüklüktedir.

Kuartzın piezoelektrik özellikleri, mekanik titreşimlere karşılık gelen elektrot gerilimleri oluştururlar. Bu, elektriksel belirtgenlerin eşdeğer bir

devre ile gösterilebileceğini ortaya koymaktadır. Denklem (9-19) ve (9-20) nin karşılaştırılması ile görülebileceği üzere, söz konusu uygun devre, bir direnç, bir indüktans ve bir sığanın seri bir dizilişidir. Buna, aralarındaki kristalin bir dielektrik gibi davrandığı elektrodların oluşturduğu paralel-levhali kondansatörden doğan elektrik sığasının da eklenmesi gereklidir. Bu nedenle, bir kuartz kristalinin tam eşdeğer devresi, Şek. 9-8a da gösterilen seri-paralel diziliştir. Bu eşdeğer devredeki L , C ve R kuartz kristalinin özelliklerine bağlıdır ve C' 'ise elektrodların elektrostatik sığasıdır. Eşdeğer devredeki bu öğelerin 90—kHz lik bir kristal için uygun değerleri; $L = 137$ H, $C = 0,0235$ pF, $R = 15\ 000\ \Omega$ ve $C' = 3,5$ pF dir. Bir kristal için alışlagelen devre gösterimi, Şekil 9-8b de verildiği gibi kristalin iki levhanın arasına yerleştirilmesi ile oluşan bir paralel levhali kondansatördür.



Şekil 9-8. (a) Bir Kuartz kristalinin eşdeğer devresi ve (b) devre gösterimi.

Kuartz kristalinin seri-paralel eşdeğer devresi, bir seri rezonans frekansı (sıfır impedans) ve bir paralel rezonans frekansı (sonsuz impedans) olacağını göstermektedir. Seri rezonans frekansı $\omega_s = 1 / \sqrt{LC}$ dir. C' nün reaktansı L ve C nin bileşiminin net indüktif reaktansına eşit olduğu zaman paralel rezonans oluşur, böylece paralel rezonans frekansı $\omega_p = \sqrt{(1/L) (1/C + 1/C')}$ ile verilir. Bu durumda, paralel rezonans frekansı seri rezonans frekansından her zaman büyüktür. Fakat, $C' \gg C$ olduğundan iki değer birbirlerine oldukça yakındır. Şekil 9-9 da gösterildiği gibi, reaktans rezonans frekanslarının hem üstünde ve hem de altında sığasaldır.

Bir kuartz osilatörünün büyük Q su sayesinde son derece kararlı osilatör devreleri mümkündür ve şimdiye dek böyle pek çok devreler yapılmıştır. Paralel rezonans frekansı daha çok kullanılmakla birlikte, ya seri ya da paralel rezonans frekansı kullanılabilir. Örneğin, kristalin taban ve toplayıcı arasına bağlandığı, Şek. 9-10 daki *Pierce osilatörünü* göz önüne alınız. Bu devre, Şek. 9-5 de verilen Colpitts osilatörüne özdeştir, yalnız oradaki rezonans devresi

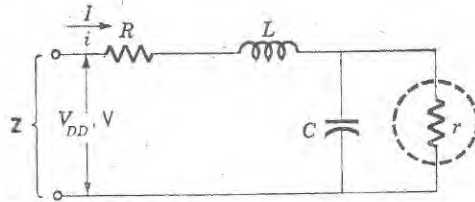
katsayısına sahiptir. Kristal yapısına göre düzlem yüzeylerinin uygun konum alırları rezonans frekansının akla yakın bir bölgede sıcaklıktan bağımsız olmasını mümkün kılar. Sonuç olarak, milyonda 100 basamağında frekans kararlılığı başarılabılır. Sıcaklığı kontrol edilen bir fırın içerisine kristali koyarak ve titreşen kristal üzerine havanın söndürücü kuvvetinin etkisini azaltmak amacıyla kristali çevreleyen kabın havasını boşaltarak daha da iyi kararlılık elde edilmektedir. Aynı zamanda, devrenin geri kalanının sıcaklığını kararlı duruma getirmek ve osilatör için düzenli bir güç kaynağı kullanmak yaygın bir uygulamadır. Osilatörü yükteki değişimlerden yalıtmaq amacıyla yüksekte katları kullanılır. Böylesine özenle çizilmiş ve yapılmış kristalli osilatörler son derece kesin ve 100 milyonda 1'e kadar doğru olabilen zaman standartları oluşturur.

NEGATİF DİRENÇLİ OSİLATÖRLER

Kararlılığın İncelenmesi

Başta tünel diyod ve tek eklemli transistör olmak üzere birçok aygıtın akım-gerilim belirtgenleri *negatif direnç* özellikleri gösterirler. Yani, belirtgenin bir kesiminde uygulanan gerilim artarken akım azalır. Bölüm 5 de tartışılan negatif direnç özelliklerine götüren fiziksel nedenlerin çeşitli osilatör devrelerinde oldukça yararlı olduğu kanıtlanabilir.

Negatif dirençten ileri gelen titreşimin incelenmesi, osilatörün a.a. küçük-ışaret doğrusal eşdeğer devresinin kompleks impedansını incelemekle en iyi biçimde yapılır. Örneğin, Şek. 9-11 deki seri rezonans devresini göz önüne alalım. Burada r , bir tünel diyodun çalışma noktasındaki negatif direncini göstermektedir. Devrenin impedansı,



Şekil 9-11. Negatif direnç osilatörünün eşdeğer devresi.

$$\begin{aligned}
 Z &= R + j\omega L + \frac{1}{1/r + j\omega L} = R + j\omega L + \frac{r}{1 + j\omega Cr} \\
 &= R + \frac{r}{1 + (\omega r C)^2} + j\omega \left[L - \frac{r^2 C}{1 + (\omega r C)^2} \right] \quad (9-22)
 \end{aligned}$$

Her zaman olduğu gibi devredeki akım Ohm yasası ile

$$i = \frac{v}{Z} \quad (9-23)$$

verilir. Denklem (9-23) impedansın sıfır olduğu durumlarda sonsuz bir akım öngörür. Bu durum Denk. (9-2) ye benzemekte ve devrenin titreşim yapacağını göstermektedir. Öyleyse, devrenin titreşiminin incelenmesi impedans fonksiyonunu sıfır yapan değerlerin araştırılmasıyla yapılır.

İmpedans, Denk. (9-22) nin gerçek kısımlarının her ikisi de sıfıra eşit, yani

$$R + \frac{r}{1 + (\omega r C)^2} = 0 \text{ ve } L - \frac{r^2 C}{1 + (\omega r C)^2} = 0 \quad (9-24)$$

olduğu zaman sıfır olur. Bu bağıntıların her birinden de açısal frekans bulunursa,

$$\omega^2 = - \left(\frac{1}{rC} \right)^2 \left(1 + \frac{r}{R} \right) \text{ ve } \omega^2 = \frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{rC} \right)^2 = \omega_o^2 - \left(\frac{1}{rC} \right)^2 \quad (9-25)$$

elde edilir, burada ω_o rezonans frekansıdır. Titreşim frekansı için her iki bağıntının da aynı değer vermesi gerektiğinden,

$$- \left(\frac{1}{rC} \right)^2 \left(1 + \frac{r}{R} \right) = \frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{rC} \right)^2 \quad (9-26)$$

yazılabilir. Titreşimleri ayakta tutmak için gerekli negatif direncin değeri çözümlerse,

$$r = - \frac{L}{RC} \quad (9-27)$$

bulunur. Bu değeri Denk. (9-25) de yerine koyarsak, titreşimin frekansı,

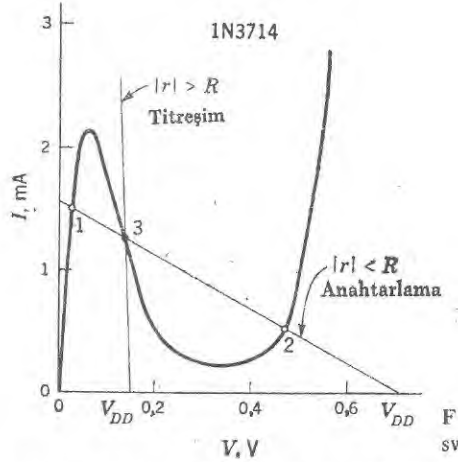
$$\omega^2 = \omega_o^2 - \left(\frac{R}{L} \right)^2 \quad (9-28)$$

olur. Bu bağıntı, seri bir rezonans devresinin doğal frekansına oldukça benzemektedir. Etki bakımından, diyodun negatif direnci devredeki pozitif direnci yok eder ve devre doğal frekansında sürekli olarak çınlar.

Denklem (9-27) ye göre, umulduğu üzere, çalışma noktasında di-yod direnci negatiftir. Aynı zamanda, Denk. (9-25) den hesaplanan frekansın gerçek bir değer olması için r nin mutlak değerinin devre direnci R den büyük olması gerektiğine dikkat ediniz. Bununla birlikte, $|r| < R$ olduğu zaman da yararlı devre çalışması başarılmaktadır. Bu şart altında Denk. (9-25) in titreşim frekansının sanal olacağını gösterme olduğu, küçük-ışaret doğrusal eşdeğer-devre incelenmesinin bu duruma uygulanamayacağını önermektedir.

Devrenin iki durumundaki çalışması, Şek. 9-12 de gösterildiği üzere, tünel diyodun akım-gerilim belirtgeni üzerine çizilen yük-doğrularının yardımıyla en iyi biçimde karşılaştırılabilir. $|r| > R$ olduğu zaman, yük doğrusu eğriyi

yalnız negatif direnç kesimindeki çalışma noktasında keser ve yukarıda incelendiği üzere, devre rezonans frekansında titreşir. Karşılaştırmak gerekirse, $|r| < R$ olduğu zaman üç kesim noktası oluşur. Bu durumda 1 ve 2 noktalarının ikisi de kararlı (titreşim yapmayan) devre şartlarıdır. 3 noktası kararsız

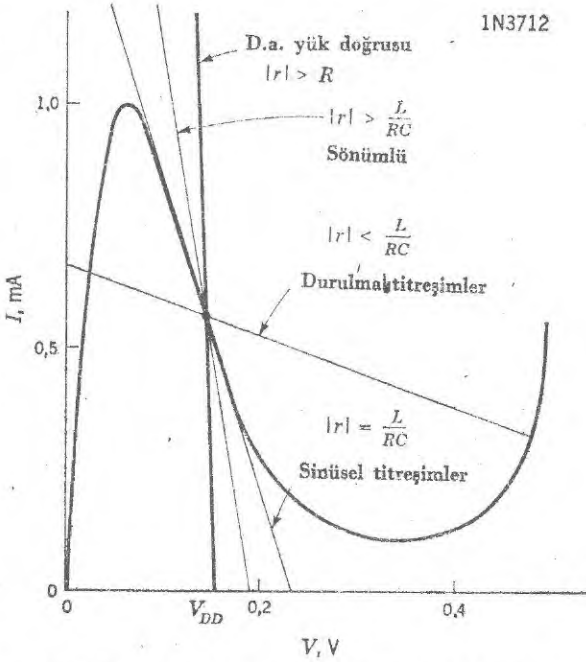


Şekil 9-12. Tünel-diyod osilatörü ve anahtarlama devresi için yük doğruları.

bir denge şartıdır ve eğer devre bu noktaya getirilirse akım hemen değişmeye başlar ve sonunda ya 1 noktasında ya da 2 noktasında denge durumunu alır. Öyleyse, gerçekten devrenin iki kararlı durumu vardır. Geçici olarak gerilim uygulamak suretiyle, devreye bir durumdan ötekine geçiş yaptırılabilir. Örneğin, devrenin 1 noktasında bulunduğunu ve uygulanan gerideki geçici bir artışın akımı tepe değerine kadar artırdığını varsayalım. Bu geçici gerilim artışı ortadan kaldırıldığı zaman devre IV belirtini üzerinde geri gelir ve 2 noktasında durur. Benzer biçimde uygulanan gerilimi geçici olarak ortadan kaldırarak devre 2 noktasından 1 noktaya getirilebilir. Gerilim yeniden uygulandığı zaman, akım başlangıç noktasından başlayarak artmaya başlar ve 1 noktasında durur. Bu çeşit *anahtarlama* özellikleri, örneğin, sayısal hesap makinelerinde oldukça yararlıdır.

Çeşitli çalışma şartları, d.a. yük doğrusu ile belirlenen bu iki durumla bitmez. Titreşim şartı, $|r| > R$, gerçekte a.a. yük doğrusuna bağlı olan bir çok farklı çalışma kiplerine sahiptir. Örneğin, eğer L indüktansı büyükse, Denk. (9-24) den bulunan frekans, diyodun negatif direncinin büyüklüğü titreşim için uygun olsa bile, sanaldır. Bu şart, bu bölümde daha sonra incelenecek olan ve sinüsel olmayan *durulmalı osilatörlere* götürür. Öte yandan eğer C sığası büyükse, Denk. (9-24) gereğince frekans sıfırdır. Bu, devre titreşimlerinin tamamiyle sönmesi demektir.

Sinüsel titreşim, durulmalı titreşim ve sönümlü davranış için devre şartları arasındaki bağıntı Şek. 9-13 deki akım-gerilim belirtgeni ve a.a. yük doğrularından görülebilir. Bu incelemeye göre, çalışma noktasında negatif direncin büyüklüğü devre değişkenlerine uygun biçimde ayarlandığı (Denk. 9-27) zaman, devrenin doğal frekanslarında sinüsel titreşimler elde edilir. Büyük bir indüktans değeri ve küçük sığa, durulmalı titreşimlere götürür ve büyük C ve küçük L ise tam sönüm oluşturur. Bu son şart, devre titreşirken görülmeyen, akım-gerilim belirtgeninin tamamını deneysel olarak izlemek için yararlıdır.



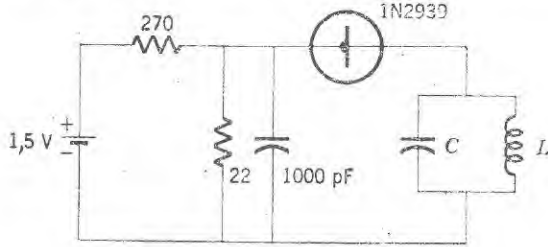
Şekil 9-13. d.a. ve a.a. yük doğrularının birlikte kullanılması, tünel doyodlu osilatörünün titreşim kipini belirler.

Tünel-Diyodlu Osilatör

Pratik bir tünel-diyodlu osilatörün devresi Şek. 9-14 de gösterilmektedir. Bu dizilişte, diyod etki bakımından paralel bir rezonans devresi ile paralel konumdadır. Fakat çalışma ilkesi önceki kesimdeki inceleme ile özdeştir. Dirençlerden oluşan gerilim bölücü diyodu akım-gerilim belirtgeninin negatif direnç kesiminde bulunan bir çalışma noktasına getirecek biçimde önbeslemektedir.

Denklem (9-27) ile verilen titreşim şartlarının oldukça sınırlayıcı ve bu nedenle sinüsel titreşimlerin elde edilmesinin zor olduğu gözükabilir. Durum böyle değildir çünkü r direnci IV belirtgeninin çalışma noktasındaki eğimidir

ve bu nedenle tepeden vadiye kadar yer alan çalışma noktaları için oldukça değişmektedir. Ayrıca devre, kendisini uygun değere ayarlama eğilimi gösterir, çünkü titreşimin genliği tam bir periyod boyunca ortalama bir r değeri verecek biçimde değişir. Bu durum, Denk. (9-27) ile uyusmaktadır.



Sekil 9-14. Tünel-diyodlu osilatör.

Tünel diyodlar çok iyi yüksek-frekans aygıtlarıdır. Bunlarla 10^{11} Hz'e kadar yüksek titreşim frekansları elde edilebilir. Gerçekte deneysel durumlarda, bu özelliğin çoğu kez zorluk çıkarıcı olduğu görülmektedir, çünkü çok yüksek frekanslarda çok küçük saptırıcı sğalar ve indüktanslar bile titreşimlere neden olmaya yeterlidir.

Şekil 9-12 ve 9-13 deki tipik akım-gerilim belirtgenlerine göre, tünel diyodlar oldukça düşük güç düzeylerinde çalışabilmektedir. Bunun sonucu olarak, tünel diyodlu osilatörlerin ürettiği işaretlerin maksimum genliği ve a.a. güç çıkışı sınırlıdır.

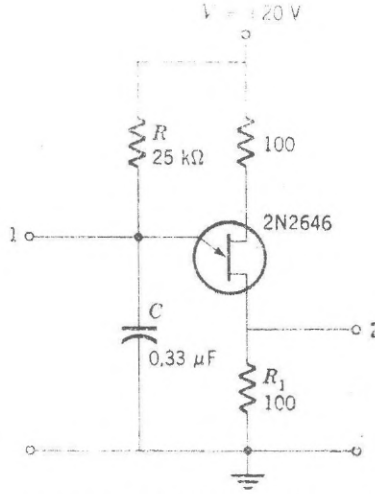
DURULMALI OSİLATÖRLER

Buraya kadar gözönüne alınan titreşken devreleri doğrusal elemanlar cinsinden incelenebilirler. Oldukça doğrusal olmayan etken elemanları içeren devrelere, aşağıdaki tartışmadan açık bir duruma gelecek olan nedenlerden ötürü *durulmalı osilatörler* denir. Durulmalı osilatörler çoğu kez etken öğelerin negatif direnç özelliklerine dayanılarak kurulur. Önceki kesimde tartışıldığı üzere, negatif direnç belirtgenleri yardımıyla sinüsel dalga biçimleri üretme imkânı olmakla birlikte, durulmalı osilatörler, belirtgenlerinin özellikleri nedeniyle sinüsel olmayan işaretler meydana getirirler.

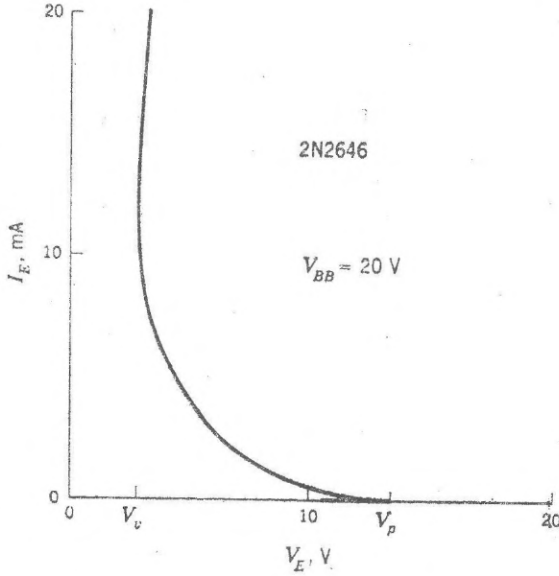
Testere Dişi Üreteçleri

Şekil 9-15 deki tek-eklemlı durulmalı osilatör devresini gözönüne alınız. Bu devrenin çalışması tek-eklemlı bir transistörün akım-gerilim belirtgenini, 9-16, incelendikten sonra anlaşılabilir. Bu belirtgen, Böl. 5 de görüldüğü üzere, tepe gerilimi V_p ve vadi noktası V_v arasında bir negati direnç bölgesi gösterir.

Tek-eklemlı osilatör şöyle çalışmaktadır: C sğacı R direnci üzerinden yüklenir ve C nin uçları arasındaki gerilim V_p gerilimine erişinceye kadar

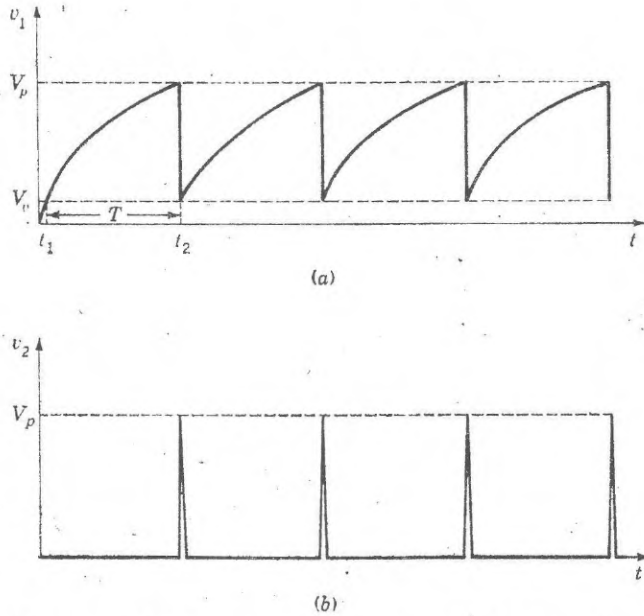


Şekil 9-15. Tek eklemli durulmalı osilatör.



Şekil 9-16. Tek-eklemli transistörün akım gerilim belirtgeni.

üstel olarak artar. Bu noktada yayıcı eklem doğru yönde önbeslenmiş duruma gelir ve kondansatör yayıcı eklem üzerinden çabucak boşalır. Kondansatör gerilimi alçak bir değere (gerçekte V_v ye eşit) düştüğü zaman, yayıcı eklem yine ters yönde önbeslenir ve kondansatör yine yüklenmeye başlar. 1 numaralı çıkış ucundaki dalga biçimi, Şek. 9-17 ,tepeden-tepeye genliği $V_p - V_v$ ye eşit olan bir sıra RC yüklenme eğrilerinden oluşmaktadır. Her yüklenme peri-



Şekil 9-17. Tek-eklemlı osilatörün (a) 1 numaralı çıkış ucundaki ve (b) 2 numaralı çıkış ucundaki çıkış dalga biçimleri.

yodundan sonra devrenin geriye, başlangıç noktasına doğru durulduğuna dikkat ediniz. İşte bu çeşit osilatörlerin adının esası buradan gelmektedir. 2 numaralı çıkış noktasındaki çıkış dalgabıçımı ise bir sıra keskin pozitif pulslardan oluşmaktadır, Şek. 9-17.

Titreşimin periyodu, basit bir RC devresindeki kondansatör gerilimi için

$$v = V (1 - e^{-t/RC})$$

bulunur. Gerilim V_v değerine t_1 anında ulaşır, böylece

$$V_v = V (1 - e^{-t_1/RC}) \quad (9-29)$$

yazılabilir. Bu bağıttan t_1 çözümlerse,

$$t_1 = -RC \ln (1 - V_v / V) \quad (9-30)$$

elde edilir.

Benzer biçimde, t_2 anında gerilim V_p değerine erişir, böylece

$$t_2 = -RC \ln (1 - V_p / V) \quad (9-31)$$

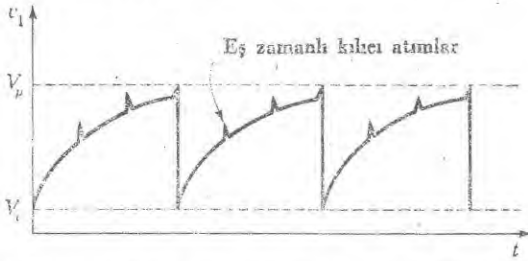
bulunur. Titreşimin periyodu $t_2 - t_1$ dir; Denk. (9-30) ve (9-31) den

$$T = RC \ln \frac{V - V_v}{V - V_p} \quad (9-32)$$

elde edilir. Denklem (9-32) ye göre, titreşim frekansı, hem devrenin zaman sabitine hem de tek-eklemli transistörün özelliklerine ve kaynak geriliminin büyüklüğüne bağlıdır. Bu denklem boşalma zamanının sıfır olduğunu varsaymaktadır, ama uygulamada bu doğru değildir. Sonlu boşalma zamanı nedeniyle, tek-eklemli durulmalı osilatörler yaklaşık olarak 100 kHz in altındaki frekanslarda çalışabilmektedir.

Durulmalı osilatörlerin frekans kararlılığı doğal olarak ve belirtgenleri nedeniyle oldukça kötüdür. Boşalmanın başlaması mümkün bir olaydır, bu demektir ki boşalma her zaman tam V_p geriliminde başlamaz. Ayrıca kondansatör geriliminin değişim hızı oldukça yavaştır. Bu demektir ki, boşalmanın başladığı kesin an devirden devire birazcık değişir. Bununla birlikte, birçok uygulamalarda kötü frekans kararlılığı istenen bir özelliktir çünkü titreşken dışardan uygulanan bir işarette *tetiklenebilmekte* ya da *eşzamanlı* kılınabilmektedir.

Örneğin, bir sıra keskin gerilim pulslarından oluşan bir eşzamanlı kılıcı işaretin, Şek. 9-18, kondansatörün uçları arasına uygulandığını varsayınız. Pulslardan birinin keskin gerilim yükselmesi bir noktada sığa geriliminin V_p yi geçmesine neden olur ve transistör iletime sürülür. Bu durum birbirini izleyen devirlerde yinelenir. Sonuç olarak titreşim frekansı, puls işaretinin periyodu ile eşzamanlı kılınır. Bundan ötürü, durulmalı osilatörün periyodunun pulsların periyodunun üst katı ya da alt-katı olduğuna dikkat ediniz. Böylece bir durulmalı osilatör ya bir frekans katlayıcısı ya da bölücüsü olarak davranır. Bu yolla, 10 ya da 10 a yakın bir bölenle frekans bölücü devreleri kolaylıkla oluşturmak mümkündür.

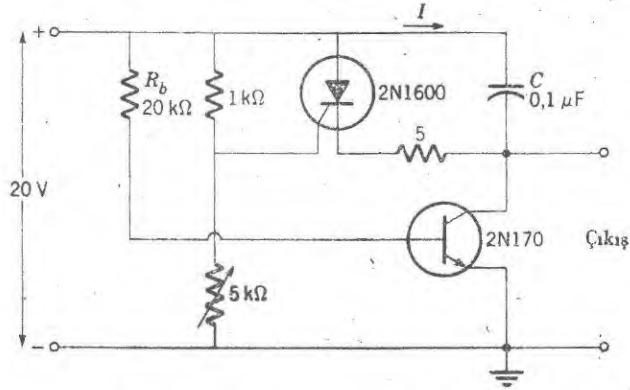


Şekil 9-18. Bir durulmalı osilatörün eşzamanlı kılıcı frekansı.

Durulmalı osilatörün serbest çalışma frekansı, eşzamanlı kılıcı frekansın bir katına ya da alt katına yeterince yakın olmalıdır. Bununla birlikte, herhangi bir durulmalı osilatörün frekans kararlılığı az olduğundan eşzamanlılık bozulmadan sapma yüzde 20 ya da 20 ye yakın bir büyüklük olabilir. Aynı zamanda, sinüsel bir eşzamanlı kılıcı gerilim ile de tetikleme imkânı vardır. Bununla birlikte, keskin pulslar daha etkindir, çünkü bu durumda kırılma geriliminin elde dildiği zaman daha kesindir.

Herhangi bir DSD nun, Şek. 4-20, akım-gerilim belirtgeni biçim bakımından tek-elemli transistörünkine benzer. Fakat, kırılma gerilimi geçit akımını değiştirerek kolaylıkla ayarlanır. Bu demektir ki DSD durulmalı osilatörde titreşimin frekansı ve genliği kolaylıkla değiştirilebilmektedir. Ayrıca DSD nun doğal yükseltme üstünlüğünden yararlanmak amacıyla eşzamanlı kılıcı işaret geçit devresine verilebilir.

DSD kullanılan yararlı bir durulmalı osilatör, Şek. 9-19 da gösterilmektedir. Geçit gerilimi, R_1 ve R_2 den oluşan değişken gerilim bölücü ile belirlenir. Başlangıçta, C yüksüz olduğu zaman, DSD nun katodu toprağa göre 20 Vluk bir gerilimdedir. bundan ötürü geçit ters yönde önbeslidir. Kondansa-



Şekil 9-19: Durulmalı testere-dişi üretici.

tör gerilimi artarken, katod gerilimi geçitten hafifçe az pozitif duruma geçinceye kadar DSD kapalı kalır. Bu noktada DSD açılır, kondansatör boşalır ve periyod yinelenir. Katoda seri bağlı 5-Ω luk direncin amacı boşalma akımını DSD için emniyetli bir değerde tutmaktır. Buna gerek duyulmaktadır, çünkü açık durumda iken DSD nun iç direnci küçüktür ve bundan ötürü akımın tepesi değeri DSD yu bozabilir.

Doğrusal bir testere dişli dalgabıçımı, sabit-akımlı transistör ile üretilir. Yükleme akımı sabit olduğu için, kondansatör gerilimi,

$$v = \frac{q}{C} = \frac{I}{C} t \quad (9-33)$$

bağıntısıyla verildiği üzere zamanla doğrusal olarak artar. Burada I akımın değeri ve t ise kondansatör geriliminin sıfır olduğu andan başlayarak ölçülen zamandır.

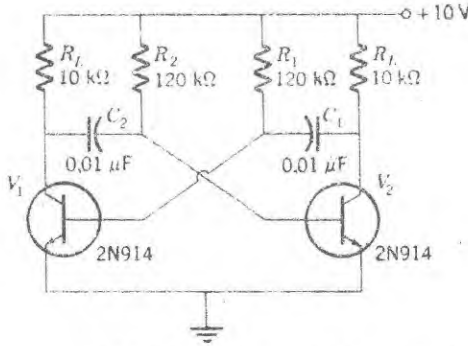
Transistör çok iyi bir sabit-akım kaynağıdır, çünkü toplayıcı akımı, toplayıcı geriliminden oldukça bağımsız ve hemen hemen yayıcı akımına eşittir. Yayıcı akımını taban önbesleme direnci R_b belirler. Bu direnci yükleme akımını ve bundan ötürü titreşim frekansını değiştirmek amacıyla ayarlamak

mümkündür. Testere dişlinin tepe genliği hemen hemen d.a. kaynak gerilimi kadar büyüktür ve uygulamaların çoğunda bunun önemli bir yeri vardır.

Kararsız Çoktitreşkenler

Çoktitreşken adı verilen iki-transistörlü geribeslemeli devreler önemli durulmalı osilatörlerdir. Ayrıca, bunların uygun olarak değiştirilmiş biçimlerinin titreşmekten başka son derece önemli özellikleri de vardır.

Kararsız çoktitreşken diye bilineni incelemekle başlamak en kolaydır, Şek. 9-20; bu adın anlamı ileride açıklığa kavuşacaktır. Bu devreye, çıkışı girişine çiftlenmiş iki-katlı bir RC yükseltici olarak bakılabilir. Her kattaki 180° -lik faz kayması nedeniyle, geribesleme oranı bir ve pozitifdir; bundan ötürü devre titreşir. Çok kuvvetli geribesleme işaretleri nedeniyle, transistörler ya kesilime ya da doyuma sürülürler ve sinüsel olmayan titreşimler üretilir.



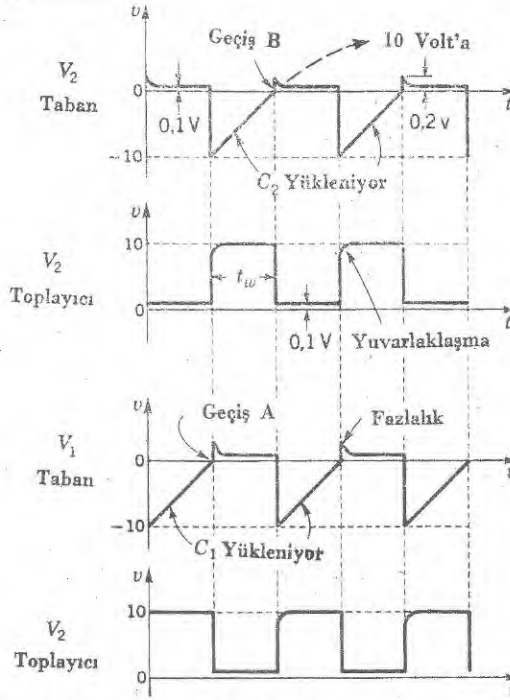
Şekil 9-20. Kararsız çok titreşken.

Belli bir anda geribesleme geriliminin V_1 kesilime sürdüğünü varsayalım; bu, iki kat arasındaki bağıl faz kayması nedeniyle V_2 nin iletim durumunda olduğunu belirler. V_2 nin toplayıcı direncinin uçları arasındaki gerilim düşmesi toplayıcıyı hemen hemen toprak gerilimine getirir ve C_1 , R_1 üzerinden toplayıcı gerilime doğru yüklenir. C_1 in uçları arasındaki gerilim, V_1 in yayıcı eklemine doğru yönde önbesleyebilecek kadar arttığı zaman V_1 iletime başlar. V_1 in toplayıcı gerilimi düşer ve V_2 , çiftlenim kondansatörü C_2 üzerinden kesilime sürülür. Şimdi, C_2 , V_2 doğru yönde önbeslenmiş duruma gelinceye dek R_1 üzerinden yüklenir ve devir böylece tekrar eder.

Devrenin V_1 in iletimde ve aynı anda V_2 nin kesilimde olduğu durumla V_1 in kesilimde ve V_2 nin iletimde olduğu durum arasında değiştiğine dikkat ediniz. Kuvvetli geribesleme işaretleri nedeniyle bu iki durum arasındaki geçiş çabuktur. Her durumdaki zaman süresi, çiftlenim kondansatörü ve önbesleme direncinin belirlediği zaman sabitine bağlıdır. Her transistör nöbetleşe kesili-

me ve doyuma sürdürüldüğünden, her iki toplayıcıdaki dalga biçimi de, toplayıcılara uygulanan kaynak gerilimine eşit tepe genliği olan bir kare dalgadır.

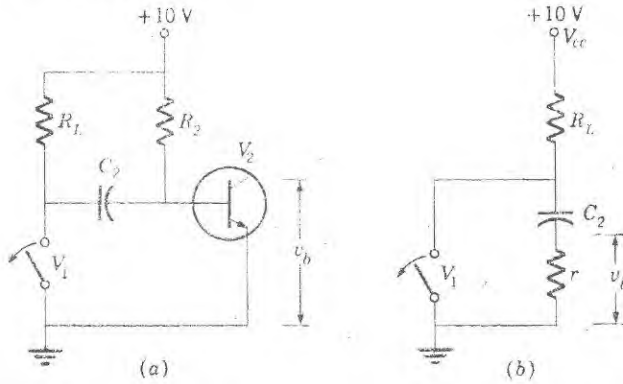
Bu açıklama, Şek. 9-21 de gösterilen gerçek toplayıcı gerilimi dalgabıçimleri ile doğrulanmaktadır. Üçgen taban gerilimi dalgabıçimleri, çiftle-nim kondansatörlerinin nöbetleşe yüklenme ve boşalmasını göstermektedir. Özellikle ilgilenilecek nokta, transistörler doyumda oldukları zaman üzerle-rinde oldukça düşük bir gerilim düşmesi ($\approx 0,1V$) olması ve bir durumdan öte-kine geçişin kesiliminde olan transistörün taban gerilimi sıfırı hafifçe aşar aş-maz başlaması olgusudur.



Şekil 9-21. Transistörlü çoktitreşkenlerde toplayıcı ve taban gerilimi dalgabıçimleri.

Bir durumdan ötekine geçişte taban gerilimi dalgabıçiminde küçük bir gerilim *fazlalığı* ya da *yükselmesi* vardır. Bu fazlalığın ortaya çıkmasının ne-deni, V_1 iletimden kesilime gittiği zaman C_2 kondansatörü üzerinde dikkati toplayarak görülebilir. V_1 in açık durumdan kapalı duruma geçişinin bir anah-tarla temsil edildiği Şek. 9-22a daki devre kesimini gözönüne alınız. Devrede daha fazla basitleştirme, $R_L \ll R_2$ olduğundan R_2 yi atarak yapılır. Ayrıca, V_2 nin doğru yönde önbeslenen yayıcı eklemi, yaklaşık olarak basit bir r direnci ile temsil edilmektedir, Şek. 9-22b. Şekil 9-21 deki dalgabıçimlerine göre, V_2 nin taban gerilimi (ve böylece C_1 nin uçları arasındaki gerilim) sıfır olduğu zaman B geçişinde V_1 , doyumdan kesilime atlar. Böylece, Şek. 9-22b deki

devrede bulunan anahtar açıldığı zaman C_2 , R_L ve r üzerinden yüklenmeye başlar ve yükleme akımı yayıcı eklem direncinin uçları arasında fazla bir gerilim düşmesi oluşturur.



Şekil 9-22. Şekil 9-20 nin V_2 kesiminin eşdeğer devreleri, taban gerilimindeki küçük fazlalığın kaynağını göstermektedir.

R_L üzerinden geçen yükleme akımı, V_1 in toplayıcı geriliminin ansızın V_{cc} ye ulaşmasını da önler. Şekil 9-21 de gösterilen toplayıcı dalgabıçımındaki pulsun köşesinin yuvarlaklaşmasının kaynağı budur. r için tipik bir değer 200Ω dur, öyleyse Şek. 9-20 deki çoktitreşkendeki tepe fazlalığı $10 (200 / 10200) = 0,2 \text{ V}$ dur. Bu değer küçük ve zaman sabitinin de kısa olması bu fazlalığın, kare biçimindeki toplayıcı dalga biçiminden yalnız küçük bir ayrılmaya neden olabileceği anlamına gelir.

Çok titreşkendeki pulsların genişliği R_1 (ya da R_2) üzerinden yüklenen C_1 in (ya da C_2 nin) zaman sabitine bağlıdır. t_w için uygun bir değer, durulmalı osilatörün periyodunu veren bağıttıdan, Denk. (9-32), hemen yazılabilir. Şekil 9-21 deki dalgabıçımlarını Şek. 9-17 dekilerle karşılaştırarak,

$$t_w = R_1 C_1 \ln \frac{V_{cc} - (-V_{cc})}{V_{cc} - 0}$$

$$t_w = R_1 C_1 \ln 2 \quad (9-34)$$

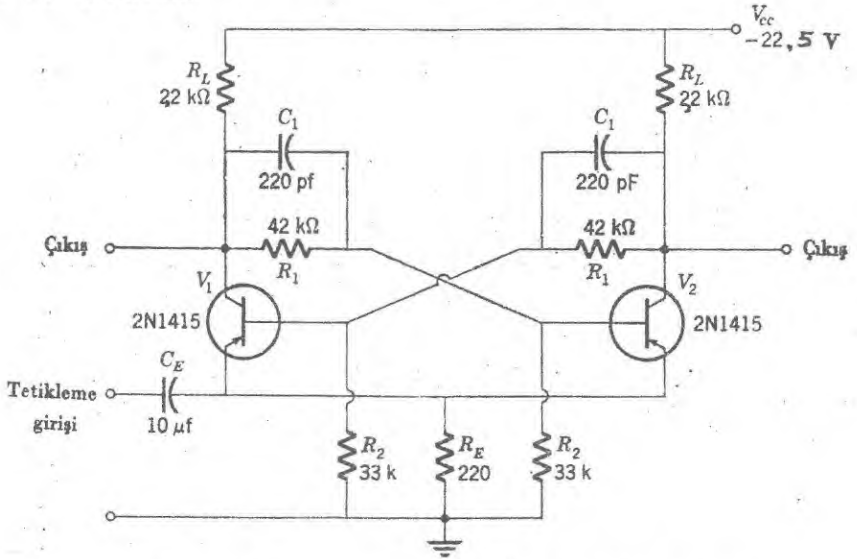
elde edilir. $R_2 = R_1$ ve $C_2 = C_1$ olduğu zaman dalgabıçımı, frekansı $f = 1/2t_w$ olan bir kare dalgadır. Elemanların değerlerini, örneğin, çiftlenim kondansatörlerini farklı seçmek suretiyle simetrik olmayan dalgabıçımlarının üretimi aynı eşdeğerlikle mümkündür. Böylece, her zaman sabiti için, genişlikleri Denk. (9-34) ile verilen değişik pulslar elde edilir.

Kararsız çoktitreşkenler durulmalı osilatörlerdir ve bu nedenle dıştan işaretler uygulanmakla eşzamanlı kılınabilirler. Eşzamanlıyıcı pozitif pulslar, öteki transistörü ilettime tetiklemek için transistörlerden herhangi biri-

nin tabanına uygulanabilirler. Çoktitreşkenler çoğu kez, frekans bölücülerini olarak bu biçimde kullanılır. Devre aynı zamanda, kullanışlı bir kare-dalga üreticidir ve türev alıcı bir devre ile birlikte keskin pulslu dalgaböşimleri de verir.

D.a. çiftlenimli bir çoktitreşken iki durumundan herhangi birinde sonsuz süre kalabilir ve dıştan bir tetikleme pulsu ile bir durumdan ötekine bir geçiş yapabilir. İki kararlı durumu nedeniyle d.a. çiftlenimli bir çoktitreşkene *iki-durumlu* denir. Bir iki-durumlu çoğu kez *atlama-geri dönme (flip-flop)* olarak da adlandırılmaktadır.

Şekil 9-23 de verilen seçkin, transistörlü iki-durumluyu düşününüz. Bu devrede, d.a. çiftleniminin R_2 ve R_1 dirençleri kullanılarak yapıldığına dikkat ediniz. Başka yönlerden devre, a.a. çiftlenimli olan kararsız çoktitreşkenlere benzemektedir. Tetikleme pulsları yayıcı direnci R_E nin uçları arasına uygulanır. C_1 kondansatörünün amacı, aşağıda tartışılacağı üzere tetikleme hareketini geliştirmektir. Çıkış, toplayıcıların herhangi birinden ya da ikisinden de alınabilir.



Şekil 9-23. İki-durumlu devre, d.a. çiftlenimli çoktitreşkendir.

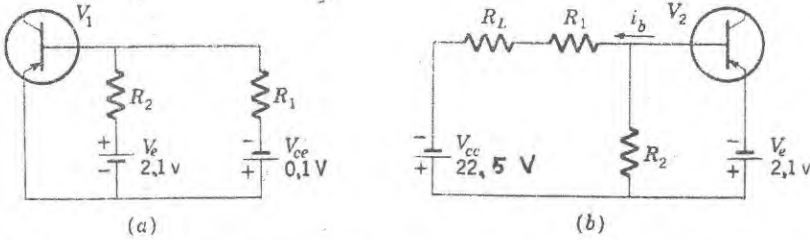
Transistörlerden biri kesilimde ve öteki doyumda olduğu zaman, iki-durumlunun kararlı bir durumda olduğunu kanıtlamak önemlidir. Başlangıçta, Şek. 9-23 deki V_1 in kesilimde ve bundan ötürü toplayıcı akımının önemsiz olduğunu varsayınız. Doyumdaki V_2 transistörünün toplayıcı akımı, toplayıcı belirtgenleri üzerine toplam yük direnci $R_L + R_E$ ye karşılık gelen bir yük doğrusu çizerek bulunur. Bu yük doğrusunun akım eksenine kesim noktası toplayıcı akımı için, 9,3 mA, verir ve aynı zamanda doyuma ulaşmak için 125

μA lik bir taban akımının gerekli olduğunu gösterir. Şimdi V_1 üzerindeki önbesleme gerilimi, devrenin Şek. 9-42a da gösterilen kesimini kullanarak bulunabilir. Bu devredeki yayıcı gerilimi $V_e = i_c R_E = 9,3 \times 10^{-3} \times 220 = 2,1$ V dur. Doyumda olduğu zaman V_1 nin yayıcı-toplayıcı gerilimi 0,1 V olarak alınır. Gerçekte, yayıcı-toplayıcı gerilimi için daha doğru bir değer transistör yapımcılarının verilerinden bulunabilir, fakat buradan gelecek düzeltme her şart altında önemsenmeyecek kadar küçüktür. Şekil 2-24a yı kullanarak, V_1 in yayıcı-taban gerilimi,

$$V_{eb} = V_e \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 2,1 \frac{42}{42 + 33} = 1,2 \text{ V}$$

bulunur. Yayıcı eklemesindeki ters önbeslemenin bu değeri, V_1 i kesilimde tutmak için istenenden çok daha fazladır.

V_1 nin doyumda olacak biçimde önbeslendiğini göstermek için dikkatinizi devrenin Şek. 9-24b de gösterilen kesimi üzerinde toplayın. R_2 direnci, yayıcı eklemesinin direnci yanında önemsenmeyebilir ve V_1 kesilimde olduğundan üzerinden geçen akım ihmal edilir. Bundan ötürü,



Şekil 9-24. İki durumunun yalnız iki kararlı durumu olduğunu göstermek için kullanılan transistörlü iki-durumlunun eşdeğer devreleri.

$$i_b = \frac{V_{cc} - V_e}{R_L + R_1} = \frac{22,5 - 2,1}{2,2 + 42} 10^{-3} = 460 \mu A$$

dir. Bu değer, V_2 yi doyumda tutmak için gerekli 125 μA den daha büyüktür. Öyleyse, V_1 in kesilimde ve V_2 nin ise doyumda olduğu doğrulanmış olmaktadır. Devredeki simetri nedeniyle, aynı ölçüde kararlı bir başka durumunda V_1 in doyumda ve V_2 in kesilimde bulunduğu durum olduğu apaçıktır. İki-durumlu, bir düzenlemeden ötekine geçtiği zaman, toplayıcı gerilimi, doyum şartındaki yayıcı geriliminden V_{cc} eksi taban önbesleme akımından ötürü R_L nin uçları arasındaki gerilim düşmesi, $(i_b R_L)$, farkına eşit bir gerilime yükselir. Öyleyse çıkış işareti,

$$v_o = (22,5 - 2,2 \times 10^3 \times 460 \times 10^{-6}) - 2,1 = 19,4 \text{ V}$$

dur. Devre, yayıcı direncinin uçları arasına uygulanan pozitif bir gerilim pulsu ile bir durumdan ötekine geçişe tetiklenir. Bu, doyumdaki transistörü doyum-

dan kurtarır ve aynı zamanda kesilimdeki transistörü ilettime geçirme eğilimi gösterir. Doyumda bulunan transistördeki akım azalırken, toplayıcı işareti kesilimdeki transistöre geçer ve onu ilettime geçirir. İletim başlar başlamaz, kuvvetli ve yeniden üretici olan geribesleme nedeniyle devre kendi kendini harekete geçirir. Birbirini izleyen her tetikleme pulsu iki-durumunun öteki durumunu almasına neden olur. Geçiş başlatmak için tetikleyici-pulsun genliği R_E nin uçları arasındaki durgun gerilimden nispeten büyük olmalıdır. Bu iş için Şek. 9-23 deki devrede 2,5 V değerinde pozitif bir puls yeterlidir.

İki-durumunun şimdiye kadar düşünülen iki durumun dışında başka kararlı durumları olup olmadığının araştırılması ilginçtir. Yukarıdaki incelemeye göre, transistörlerin ikisinin de aynı anda kesilimde olmaları imkânı yoktur, çünkü olsaydı transistörlerden biri üzerindeki taban önbesleme şartları uygun olamazdı. Benzer biçimde transistörlerin ikisi de aynı anda doyumda bulunamaz. İlke bakımından her iki transistörde de aynı anda eşit akımların (fakat doyum durumu yok) bulunması ihtimali vardır, fakat bu kararsız bir denge durumudur. Tam eşitlikten en küçük ayrılış dengeyi bozar ve devre kararlı durumlardan birine döner. Örneğin, bir rastgele-gürültü geriliminin V_1 deki akımı birazcık azalttığını varsayınız. V_1 in toplayıcısında bulunan işaret V_1 deki akımı artırma eğilimi gösterir ve V_2 nin toplayıcı işareti V_1 deki akımı daha fazla azaltır. Bu yeniden üretici davranış, V_1 kesilime ve V_2 doyuma gidinceye dek sürer. Öyleyse, bir iki-durumunun iki kararlı durumunun yalnız ve yalnız transistörlerden biri doyumda iken öteki kesilimde ve bunun tersi olduğu sonucuna varınız. Küçük gürültü gerilimlerinin kararlı durumların birinden bir geçişe neden olamayacağına dikkat ediniz çünkü transistörler kesilimde ve doyumdadır. Bu nedenle, yükselteç kazancı oldukça küçüktür ve yeniden üretim süreci etkin değildir.

Bir iki-durumunun bir durmdan ötekine geçiş-yapma hızı, güvenilir bir anahtarlama için gerekli tetikleyici puls hızını sınırlar. Saptırıcı şönt sığaları geçiş hızını azaltır ve bundan ötürü yükselteçlerin yüksek frekans tepkilerine uygulanan düşünceler iki-durumlu devreler için de aynı biçimde önemlidir. Geçiş sırasında devre gerçekten geribeslemeli bir yükselteç gibi çalıştığından bu durum beklenilmeyen bir durum değildir. Özellikle tabanla toprak arasındaki toplam şönt sığası sınırlayıcı bir etkidir. Bunun böyle olmasının nedeni, bir duruma karşılık gelen taban geriliminin öteki durumun taban gerilimine değiştirilmesi için, bu sığanın oldukça büyük R_1 direnci üzerinden yüklenmesi zorunluluğudur. Her iki R_1 direncini de *yerdeğiştiren kondansatörler* adı verilen küçük C_1 sığaları ile şöntleyerek giriş sığasını yüklemek için gereken zamanı azaltır. Yerdeğiştiren kondansatörler kullanıldığında, durumlar arasındaki süre C_1 in R_1 ve R_2 nin paralel bileşimi üzerinden yüklenmesi için gerekli zamana indirgenir. Böylece, Şek. 9-23 deki iki-durumunun ayırma zamanı,

$$t = \frac{C_1}{1 / R_1 + 1 / R_2} = 220 \times 10^{-12} \times \frac{42 \times 33}{75} \times 10^3 = 4,1 \text{ } \mu\text{s}$$

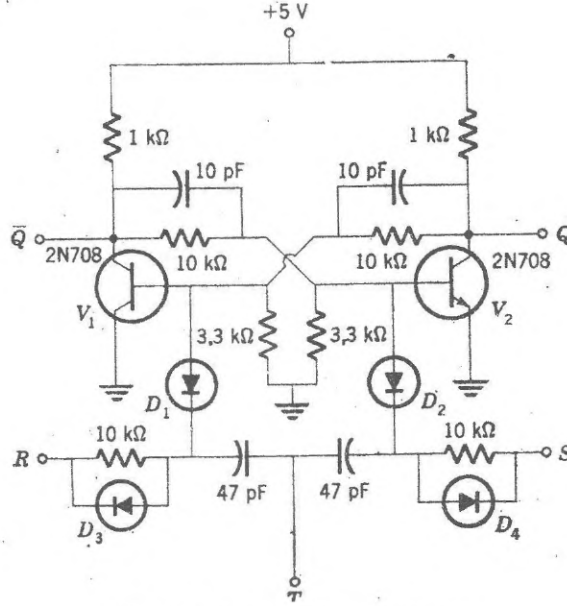
bulunur. Bu demektir ki birbirini izleyen tetikleyici pulslar yaklaşık olarak sadece 5 μs lik aralıklarla ayrılmışlarsa, iki-durumlu bu pulslara güvenilir bir biçimde tepki gösterebilir. Özel kurgular ve karışık ek devrelerle ayırma zamanları 0,01 μs büyüklüğünde olan iki-durumlular yapmak mümkündür.

Bir iki-durumlunun yeteneği, durum değiştirmeye neden olabilen çeşitli girişlerle artırılır. Özellikle çeşitli durumlarda uydurulabilen ve çok kullanılan bir sistem, Şek. 9-25, R, S ve T gibi üç ayrı giriş ve giriş pulslarını istenen transistöre yöneltme görevi gören dört tane diyod içerir. Örneğin, S girişinin toprak geriliminde, R girişinin + 5 V da ve T girişine pozitif bir pulsun uygulanmış olduğunu varsayalım. 47 pF lik kondansatörlerle pulsun ön ve arka kenarlarının türevleri alınır. Pozitif ön kenar D_1 ve D_2 nin her ikisiyle de tıkanır ve D_3 ile toprağa şöntlenir; böylece hiç bir şey olmaz. Negatif arka kenarı D_2 geçirir ve V_2 tranistörünü kesilime götürür. R deki pozitif gerilim nedeniyle negatif puls D_1 den geçemez. Sonuç olarak V_2 kesilimde ve V_1 iletimde olur ve iki-durumlu *kurulmuş* olur.

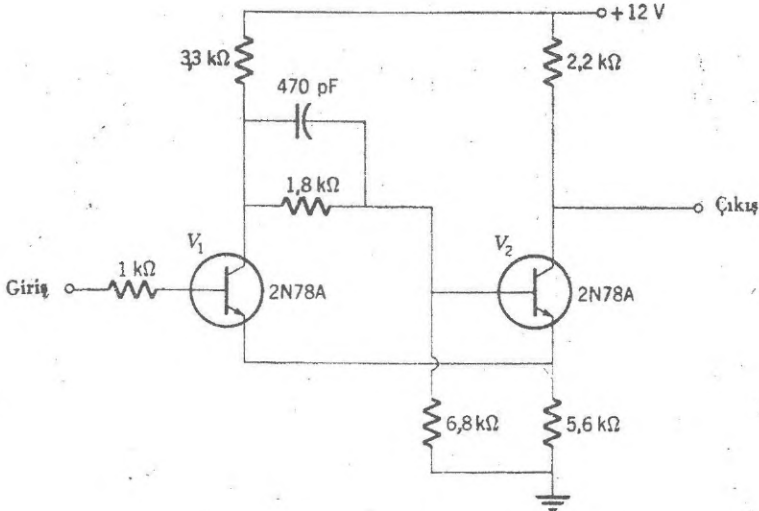
Eğer R toprak geriliminde ve S , + 5 V da olacak biçimde R ve S girişleri yer değiştirilirse, T ucuna uygulanan pozitif bir pulsla V_1 in kesilimde ve V_2 nin ise iletimde olduğu bir durum oluşturulur. Bu böyle olunca iki-durumlunun *yeniden kurulduğu* ya da *temizlendiği* söylenir. S deki pozitif bir gerilim iki-durumlunun bir giriş pulsu ile kurulmasına neden olurken, R deki pozitif bir gerilimin ise yeniden kurulmasına neden olduğuna dikkat ediniz. Etki bakımından, bu denetim gerilimleri T de giriş pulslarına yön verir ve uygun gelen transistöre yönelterek onu kesilime götürür. Durumlar arasındaki geçişler T deki işaretlerle zamanlanır ya da "saatlenir". Bundan ötürü, T girişine bazan *saat* bağlantısı denir ve Şek. 9-25 deki sistemin tamamı bir RS / T iki-durumlusu olarak bilinir.

Birçok uygulamalar için T girişindeki birbirini izleyen pulslarla iki-durumlunun durum değiştirmesi istenir. Bu iş, Şek. 9-25 de, S yi çıkış ucu Q ye ve R yi çıkış ucu O ye bağlayarak kolaylıkla başarılır. Örneğin V_1 in kesilimde ve V_2 nin iletimde dolayısıyla S nin toprak geriliminde ve R nin + 5 V da olduğunu varsayalım. Önceki tartışmaya göre T ye uygulanan pozitif bir pulsun negatif arka kenarı V_1 ye yöneltilecek ve onu kesilime götürecektir. Bundan ötürü iki-durumlu durum değiştirir. Şimdi S , + 5V da ve R topraklanmış, dolayısıyla gelecek puls V_1 e yöneltilir ve başlangıçtaki duruma gelir. Bu olay mekanik "kollu anahtar"ın işleyişine benzer ve bundan ötürü T ye aynı zamanda *anahtar* girişi de denir.

Eğer toplayıcı ile taban arasındaki çiftlenimden biri kaldırılır ve yerine Şek. 9-26 da olduğu gibi bir tek ortak yayıcı direnç üzerinden geribesleme ko-



Şekil 9-25. RS/T iki durumlu devresi



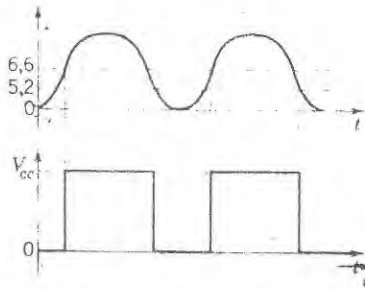
Şekil 9-26. Schmitt tetikleyici devresi yayıcı geribesleme kullanır.

nursa *Schmitt tetikleyici* (bulanın onuruna) adı verilen kullanışlı bir iki-durumlu devre elde edilir. Bu devrenin iki kararlı durumu vardır ve hangisinin mümkün olduğunu giriş geriliminin büyüklüğü belirler. Giriş geriliminin sıfır olduğunu ve bundan ötürü V_1 kesilimde iken V_2 nin iletimde fakat doyumda

olmadığını varsayalım. V_1 kesilimde olduğu için V_2 nin durgun akımı, çalışma noktasını belirleyerek bulunur. Yayıcı direncinin uçları arasındaki gerilim düşmesi V_1 i kesilimde tutacak kadar büyüktür. Örneğin, Şek. 9-26 daki devrede yayıcı önbesleme gerilimi 6,6 V dur.

Şimdi Şek. 9-26 daki giriş geriliminin sıfırdan başlayarak artırıldığını varsayalım. Giriş gerilimi taban önbesleme gerilimi olan 6,6 V u biraz geçinceye dek hiç bir şey olmaz tam eşitlik sağlandığı noktada V_1 iletime başlar. V_2 üzerindeki önbesleme azalır ve yayıcı önbesleme gerilimi azalır; bu, dolaylı olarak V_1 deki akımı artırır. Yeniden üretici işlemler V_1 iletimde ve V_2 kesilimde oluncaya dek sürer. Giriş gerilimi 6,6 volttan büyük olduğu sürece bu durum sürer. Giriş gerilimi azaltılırken, 6,6 V tan önemli ölçüde küçük bir giriş gerilimi elde edinceye dek devre başlangıçtaki durumuna dönemez. Bunun nedeni V_1 in toplayıcısı daha düşük bir gerilimde olduğundan, bu durumda V_2 üzerindeki taban önbesleme geriliminin öncekinden daha az olmasıdır. Öyleyse, V_1 in küçük yayıcı gerilimi ve artan toplayıcı gerilimi birleşerek V_2 nin taban akımını artırıp onu iletim durumuna getirmeden önce V_1 deki akımın yeterince azaltılması gerekmektedir. Şek. 9-26 daki devrede, yeniden üretici süreçler devreyi başlangıç durumuna geri çevirmeden önce giriş gerilimini 5,2 V a düşürmek gerekmektedir.

Schmitt tetikleyicisinin puls üretici ya da *kare dalga yapıcı devre* olarak ilginç bir uygulaması Şek. 9-27 de gösterilmektedir. Bir sıra tam düzgün olmayan puls dalga biçimli giriş işareti, devrenin iki durumu arasında giriş dalga-biçimi ile ileri geri tetiklenerek, bir kare puls çıkışına dönüştürülür. Bu yolla sinüsel bir işaretin bile, bir kare dalgaya dönüştürülebileceğini vurgulayalım.

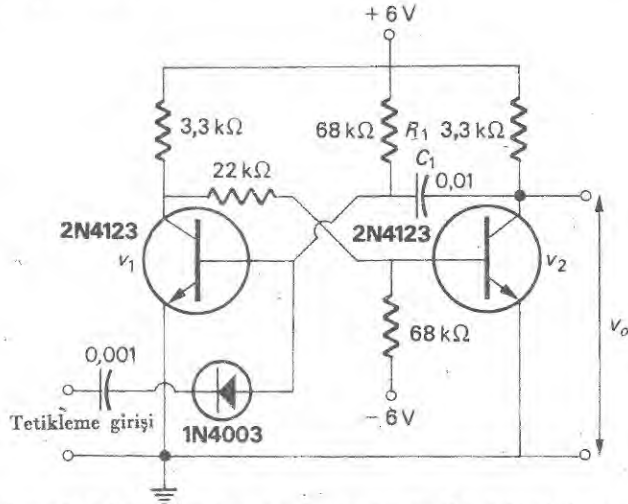


Şekil 9-27. Kare biçimli dalga yapıcı devre olarak kullanılan Schmitt tetikleyicideki dalgabiçimleri.

Schmitt tetikleyici, aynı zamanda, bir giriş işaretinin gerilim puls genliklerini ölçmek için kullanılan bir *puls - yüksekliği ayırıcısı* olarak da kullanışlıdır. Giriş pulsunun tetikleme eşiğini her geçişinde devre bir çıkış pulsu üretir. Böylece, örneğin giriş işareti ile seri biçimdeki bir d.a. gerilimini değiştirerek bir işarettaki puls büyüklüklerinin bölgesi bulunabilir. Bu devre ile 0,1 V luk bir doğrulukla ölçü yapmak mümkündür. Çıkıştaki pulsların girişteki tetik-

leyici pulslardan bağımsız olarak, bütünüyle aynı genlikli olduklarını özellikle belirtelim. Bu bakımdan bu devre, kendisini izleyen devrelerin çeşitli puls büyüklüklerini işleyebilme yeteneğinde olmalarına gerek kalmadığı için faydalıdır.

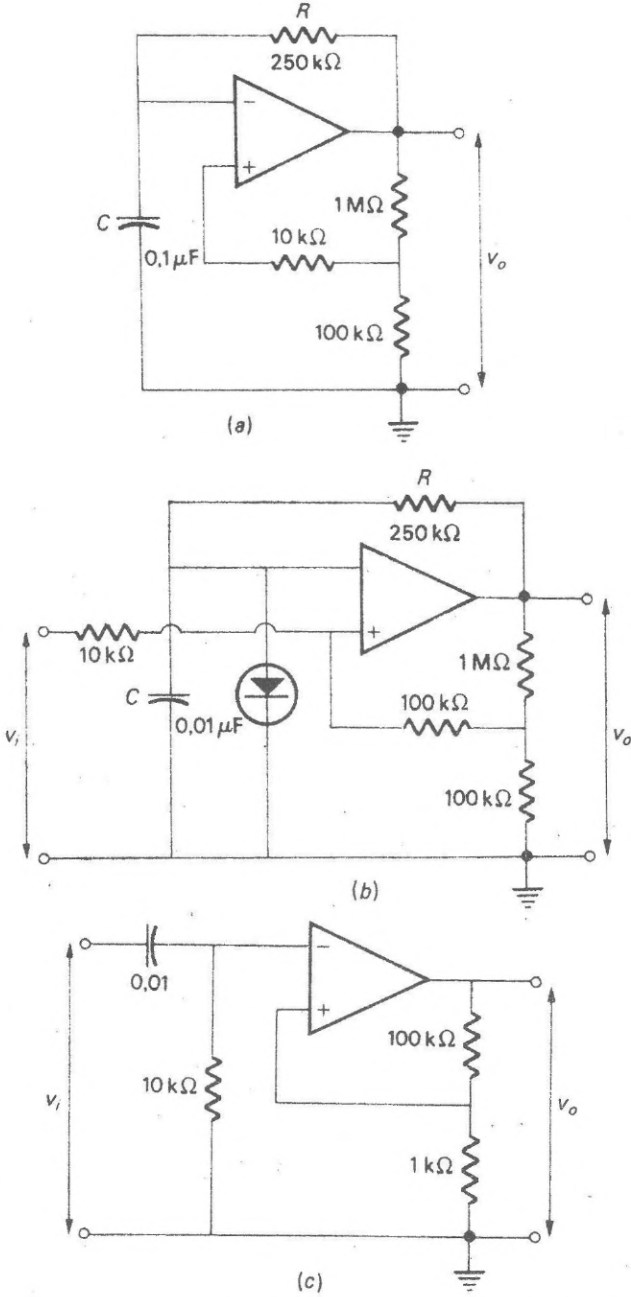
Çoktitreşkenin son bir biçimi de, bir iki-durumlu ve kararsız bir çoktitreşkenin kısmen birleşmiş biçimidir. Bu devrede, Şek. 9-28, d.a. ve a.a. çiftlenimlerinin her ikisi de kullanılmıştır. Açıkça görülebileceği üzere, bu devrenin yalnız bir tek kararlı durumu vardır ve bu, V_2 in kesilimde ve V_1 in doyumunda olduğu durumdur. V_1 in tabanına uygulanan negatif bir pulsla bu durumdan dışarıya tetiklendiği zaman, V_2 iletim ve V_1 kesilim durumuna geçer. Bu durum, R_1C_1 zaman sabiti ile belirlenen zaman kadar sürer, bu süre sonunda devre kendiliğinden kararlı duruma geçer. Bu davranışı nedeniyle devreye *bir pulslu ya da tek-durumlu* çoktitreşken denir. Bununla çoktitreşken aygıtların listesi tamamlanmış olmaktadır. Liste, özet olarak; iki iki kararlı durumu olan iki-durumlu, bir kararlı durumu olan tek-durumlu çoktitreşken ve hiç bir kararlı durumu olmayan ve serbest-çalışan bir titreşken olan kararsız çoktitreşkenden oluşmaktadır.



Şekil 9-28. Tek-durumlu çoktitreşken, katlar arasında, a.a. ve d.a. çiftlenimlerinin her ikisini de kullanılmaktadır.

Özellikle integre-devre işlemsel yükselteçler kullanıldığı zaman, yetenekli işlemsel yükselteç etkin bir çoktitreşken oluşturur ve böylece oldukça basit devrelerin oluşturulması imkanı doğar. Kararsız bir çoktitreşkenin, Şek. 9-29a, incelenmesine çıkış işaretinin pozitif olduğu varsayılarak başlanır. İşaret değiştirmeyen girişe verilen geribesleme, çıkışın doyumda olmasını emniyete alacak kadar büyüktür. C kondansatörü, işaret değiştirici girişteki pozitif gerilim, işaret değiştirmeyen girişteki geribesleme işaretini geçinceye kadar R üzerinden

OSİLATÖRLER



Şekil 9-29. İşlemsel yükselteç (a) Kararsız, (b) Tek-durumlu (c) İki-durumlu titreşkenler.

pozitif olarak yüklenir. Bu net pozitif giriş işareti çıkışın negatif duruma gelmesine neden olur ve yine geribesleme işareti yükseltici doyuma sürer. Kon-

dansatör şimdi, işaret değiştirici girişteki işaret, işaret değiştirmeyen giriş-tekinden daha negatif oluncaya kadar negatif olarak yüklenir. Şimdi net negatif giriş işareti çıkışın pozitif olmasını sağlar ve devir tekrarlanır. Sonuç, bir kare-dalga çıkış işaretidir ve frekansı RC zaman sabiti ile belirlenir.

Kondansatör bir diyodla şöntlendiğinde tek-durumlu bir çoktitreşken oluşur, Şek. 9-29b. Çıkış pozitif olarak doyuma götürüldüğü zaman, Kondansatör diyodun doğru yönde gerilim düşmesinden (örneğin 0,6 V) daha büyük bir gerilime dek yüklenemez. İşaret değiştirmeyen girişe uygulanan negatif bir giriş işareti, çıkışın negatif olmasına neden oluncaya kadar devre bu durumda kararlı olarak durur. Geribesleme, yükseltici doyuma sürer ve kondansatör R üzerinden negatif olarak yüklenir. Diyod ters yönde önbeslendiği için işaret değiştirici uçtaki gerilim geribesleme işaretini sonunda geçer ve net negatif giriş işareti, çıkışı yine pozitif yapar. Böylece devre, bir giriş şartı ile negatif çıkış vermeye zorlanıncaya kadar pozitif olarak doyuma kalır. Negatif durumun süresi RC zaman sabiti ile belirlenir.

Şekil 9-29c de gösterilen iki-durumlu çoktitreşkende işaret değiştirmeyen girişe verilen geribesleme, devreyi ya pozitif olarak doyuma ya da negatif olarak doyuma tutar. Çıkışın pozitif olduğunu varsayalım, o zaman işaret-değiştirici girişe uygulanan pozitif bir puls çıkışın negatif olmasına ve doyuma gitmesine neden olur. Bundan sonra gelen yalnız negatif bir giriş pulsu devreyi başlangıçtaki duruma geri çevirebilir. Böylece, devrenin iki kararlı durumu vardır ve bunlar giriş işaretinin kutuplanması ile bulunur.

DALGABİÇİMİ ÜRETEÇLERİ

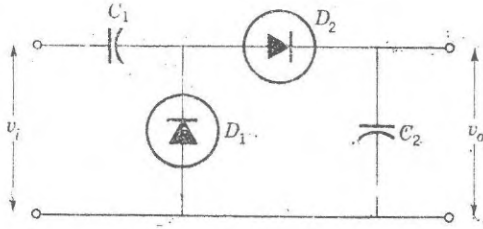
Durulmalı osilatörler ve çoktitreşken devreleri ile sinüsel olmayan dalga-biçimleri üretilebilir. Bu üreteçlerden alınan çıkış işaretleri, bir dalgabіçiminin bir kesimini seçmek ya da d.a. düzeyini ayarlamak için diyod kırpıcıların ve kıskakların kullanılması ile daha da fazla değiştirilebilir. Öte yandan, integre edici ve türev alıcı devreler de dalgabіçimlerini özel yollarla değiştirmek amacıyla kullanılabilir. Bu kesimde, birçok ek dalgabіçimi üreteçleri daha belirlenmektedir.

Diyod Pompa

Diyod pompa diye bilinen devrenin, Şek. 9-30 negatif işaret pulslarına tepki olarak davranışlarını göz önüne alalım. Gelen her negatif pulsta D_1 diyodu iletir ve C_1 giriş pulsunun tepe değerine kadar yüklenir. Giriş pulsu D_2 yi ters yönde önbeslediği için C_2 ye hiç bir yük erişemez. Böylece C_1 üzerindeki yük,

$$Q_1 = C_1 v_i \quad (9-35)$$

olur. Giriş geriliminin sıfır olduğu zaman süresince, C_1 üzerindeki gerilim D_2 yi doğru yönde önbesler ve C_2 yüklü duruma geçer. Şimdi, etki bakımından iki kondansatör paralel bağlı olduğundan, C_2 üzerindeki yük,



Şekil 9-30. Diyod pompa.

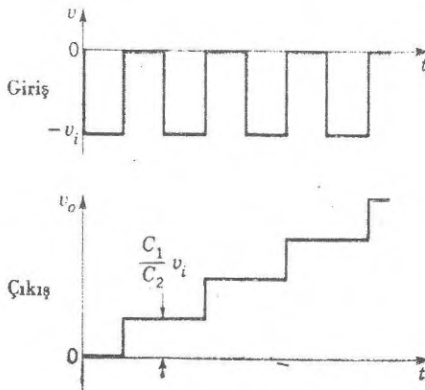
$$Q_2 = C_2 v_o = C_2 \frac{Q_1}{C_1 + C_2} = \frac{Q_1}{1 + C_1/C_2} \quad (9-36)$$

bulunur. Eğer $C_2 \gg C_1$ ise $Q_2 = Q_1$ demektir. Bu durumda yük, etkin olarak kaynaktan C_1 'e ve dolayısıyla C_2 ye pompalanmış oldu. Bu durumda C_1 boşalmıştır ve gelecek devirde olay tekrar edebilir.

Birinci devirden sonraki çıkış gerilimi, Denk. (9-35) ve (9-36) yı kullanarak,

$$v_o = \frac{Q_2}{C_2} = \frac{v_i}{1 + C_2/C_1} \cong \frac{C_1}{C_2} v_i \quad (9-37)$$

olarak elde edilir. Toplam gerilim, giriş pulsunun genliğine göre küçük kaldığı sürece, birbirini izleyen her devirde C_2 nin uçları arasında Denk. (9-37) ile verilen bir gerilim artışı gözlenir. Şekil 9-31 de görüldüğü üzere, sonuç bir *merdiven* biçimli dalgadır. Uygulamaların çoğunda, belli sayıda basamaktan sonra yardımcı bir devreyle C_2 nin uçları arasındaki gerilim çabucak boşaltılır ve sonra merdiven biçimli dalga tekrar eder.

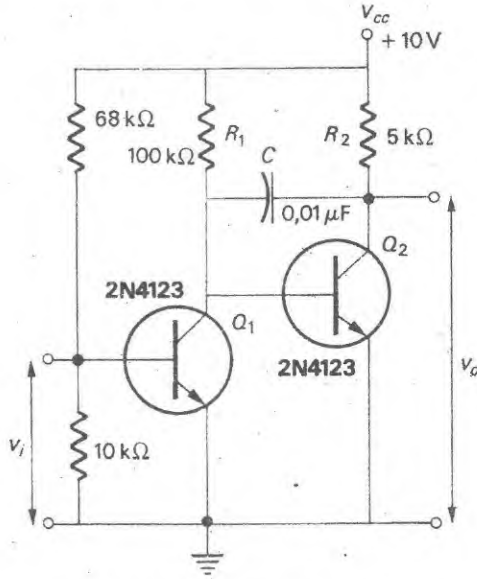


Şekil 9-31. Giriş negatif kara-dalga olduğu zaman diyod pompa ile üretilen merdiven biçimli dalga.

Meyiller

Zamanla doğrusal olarak artan bir gerilime *mevil* denir ve osiloskoplarda yatay tarama gerilimi olarak oldukça yaygın bir biçimde kullanılmaktadırlar. Durulmalı osilatörler ile elde edilenler gibi tekrar eden meyllere *testere dişli* dalgalar denir. Dışarıda bir işaretle tetiklendiği zaman bir tek meyilden oluşan dalga biçimi üreten başka mevil üreticileri de yapılmıştır.

Şekil 9-32, *Miller tarama* denen bir mevil üreticinin devre çizimidir. Bu, tepe genliği hemen hemen d.a. kaynak gerilimine eşit olan doğrusal bir mevil verir. Tetikleyici transistör Q_1 in doyumunda ve Miller tarama transistörü Q_2 nin kesilimde, böylece çıkış geriliminin V_{cc} ye eşit olduğu ve C kondansatörünün tamamıyla yüklü olduğu durum durgun şekli olur.



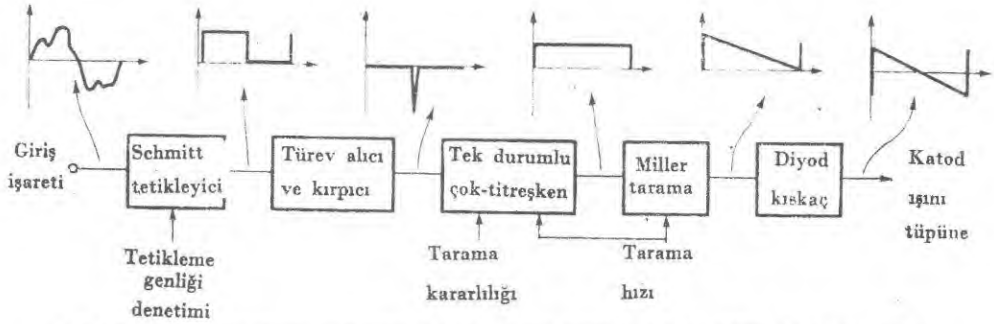
Şekil 9-32. Miller tarama mevil üretici.

Negatif bir giriş pulsu, Q_1 i kesilime götürür ve Q_2 nin bir yükselteç olarak çalışmasına imkan sağlar. Böylece C , R_1 ve Q_2 üzerinden yüklenir ve çıkış gerilimi sıfıra doğru azalır. Toplayıcı ile taban arasında kondansatörün oluşturduğu geribesleme nedeniyle azalma doğrusaldır. Giriş pulsunun sonunda Q_1 doyuma ulaşır, Q_2 kesilime gider ve kondansatör R_1 üzerinden çabucak V_{cc} değerine kadar yüklenir. Devre bundan sonra başka bir giriş pulsu için hazırdır.

Gerçekten Miller tarama devresine integral alan bir işlemsel yükselteç gözü ile bakılabilir, Şek. 8-13, burada yükselteç görevini yapan Q_2 dir. Giriş işareti R_1 üzerinden uygulanan sabit V_{cc} gerilimidir. Sabit bir değerin integ-

rali doğrusal olarak arttığından çıkış işareti bir meyildir. Q_1 in görevi, integral alma aralığını başlatmak ve durdurmaktır.

Miller taramasına benzeyen devreler, çoğu kez *tetikli-tarama* osiloskoplarında kullanılır. Bu osiloskoplar özellikle geçici işaretlerin dalga biçimlerini incelemek için yararlıdır. Böyle bir osiloskop için tarama devresinin tipik bir blok çizimi, Şek. 9-33, düşey saptırıcı yükselticine uygulanan giriş işareti ile uyarılan bir Schmitt tetikleyicisi ile başlar. Tek-durumlu bir çoktitreşkeni tetiklemek için uygun bir keskin negatif puls oluşturmak amacıyla Schmitt tetikleyicinin çıkışının türevi alınır ve kırılır. Çoktitreşken, Miller integral alıcısı için bir kare puls girişi üretilir. Çıkış meyili, taramalı osiloskopun perdesi üzerinde istenen yerde başlayacak biçimde uygun bir gerilim düzeyinde kıskaçlanır.



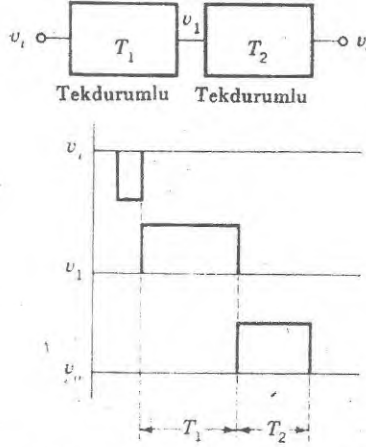
Şekil 9-33. Osiloskoplarda kullanılan tetikli tarama devresinin blok çizimi ve dalgabiçimleri.

Devrenin kullanılabilirliğini artırmak amacıyla birçok ayarlanabilir kontrol devreleri de kullanılmaktadır. Örneğin, farklı genliklerde giriş işaretleri için devrenin tetikleme yapmasına imkan sağlamak üzere Schmitt tetikleyici üzerindeki önbesleme ayarlanabilir (*tetikleme genliği*, Şek. 9-33). Benzer biçimde, çoktitreşkenin önbeslemesi de değişken yapılabilir (*tarama kararlılığı*) böylece, o da yinelenen taramaları oluşturmak amacıyla eşzamanlanmış kararsız bir çoktitreşken olarak çalıştırılabilir. Tarama hızı Miller tarama devresindeki yükleme kondansatörününü (ve / ya da direnci) değiştirilerek ayarlanabilir. Aynı zamanda, açıp kapama kondansatörleri yardımıyla çok titreşkenin zaman sabitini de değiştirmek gerekmektedir. Bu işlemin yapılmasıyla tarama süresi tarama hızı ile uyuşturulur.

Pulsar

Çoktitreşken devrelerinin uygun birleşimlerini kullanarak çeşitli puls dalgabiçimleri üretilebilir. Şekil 9-34 de verilen peş peşe bağlı iki tek-durumlu çoktitreşkeni göz önüne alalım. Negatif bir tetikleyici puls, T_1 genişliğinde pozitif bir çıkış pulsuna neden olur. Bu pulsun arkadaki negatif kenarı ikinci tek-du-

rumlu çoktitreşkeni tetikler ve çıkış, genişliği T_2 olan bir kare dalga olur. Böylece, bu sistem girişteki her tetikleyici pulsunu izleyen bir süre gecikme ile standard biçimli bir çıkış pulsu üretir.



Şekil 9-34. Peş peşe bağlı tek-durumlu çoktitreşkenler.

Tekrarlanan bir dalgabıçımı ile tetiklenen basit bir iki-durumlu, giriş işaretinin frekansı kadar düzenli yarı devirlerde bir kare dalga çıkışı oluşturur. Bunun böyle olmasının nedeni giriş dalgasının her negatif salınımında ikidurumlunun durum değiştirmesi ve kare dalga çıkışının doğruluğunun, yalnız giriş işaretinin birbirini izleyen negatif salınımlarının düzenine (doğruluk derecesine) bağlı olmasıdır.

İki-durumlunun tetiklenmesi yalnız transistörlerden herhangi birinin tabanına doğrudan verilen pulsarla elde edilebilir. Böyle olunca negatif bir puls yalnızca transistör iletimde olduğu zaman geçiş yaptırır. Her biri bir tabana uygulanmak şartı ile bir iki-durumlu iki aynı kaynaktan tetiklendiği zaman, *simetrik olmayan* tetikleme yararlı sonuçlar verir. Bu çeşit iki durumunun çıkışı, giriş pulsarı arasındaki zaman aralığına eşit genişlikte bir kare dalga verir.

KAYNAKLAR

John Markus: "Electronic Circuits Manual" McGraw-Hill Book Company, New York, 1971.

Joseph A. Walston and Jonh R. Miller (eds.): "Transistor Circuit Design" McGraw-Hill Book Company, New York, 1963.

"The Radio Amateur's Hand-book" (American Radio Relay League, West Hartford, Conn).

ALİŞTIRMALAR

9-1. Faz-kaymalı osilatörün geribesleme devresi için Denk. (9-3) ü elde edin. Yol gös: İlmek akımları yöntemini kullanarak determinantlarla son dirençteki akımı bulun.

9-2. Faz kaymalı osilatörün, Şek. 9-1, h -parametrelili eşdeğer devresini çizin ve h -parametreleri ve geribesleme devresinin giriş impedansı (Z_i) cinsinden geribesleme oranını veren bağıntıyı bulun.

$$Cev: \beta = h_{re} - [(Z_i + h_{ie}) / h_{fe}] (h_{oe} + 1 / R_L + 1 / Z_i)$$

9-3. Aliştirma 9-2 nin sonuçlarını kullanarak Şek. 9-1 deki devrenin titreşim yapabileceğini gösterin. 2N1414 ün h parametreleri, $h_{ie} = 1260 \Omega$, $h_{re} = 3 \times 10^{-4}$, $h_{fe} = 60$ ve $h_{oe} = 2,7 \times 10^{-5}$ mho dur. Titreşim frekansı nedir?

$$Cev: 1,28 \times 10^4 \text{ Hz.}$$

9-4. Şekil 9-2 de verilen integre devre Wien köprülü osilatörde 2 nolu çıkış ucundaki işaret gerilimini ve geribesleme oranının tersini, çıkış işaretinin fonksiyonu olarak çizin. Çıkış işaretinin kararlı genliği nedir?

$$Cev: 1,7 \text{ V (tepeden tepeye)}$$

9-5 Şekil 9-7 deki güç osilatörü devresine bakarak gerilim çıkışını bulunuz.

$$Cev: 19,8 \text{ V.}$$

9-6. Uyarınlı bir LC osilatöründe, geribesleme geriliminin fazını frekansın fonksiyonu olarak verecek, Denk. (9-10) a benzer, bir bağıntı bulun, Maksimum frekans kararlılığı için büyük Q lü bir rezonans devresine ihtiyaç duyulduğunu gösterin.

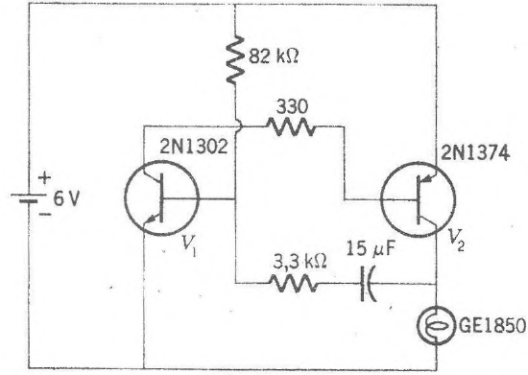
$$Cev: \tan \theta = Q_o (\omega_o / \omega - \omega / \omega_o)$$

9-7. Bir kuartz kristalinin paralel rezonans frekansı yakınında impedansının faz açısını veren bir bağıntı elde edin. Faz açısını frekansın fonksiyonu olarak çizin ve Q su 200 olan bir LC rezonans devresinin eğrisi ile karşılaştırın. Aliştirma 9-6 nun sonuçlarını kullanın.

9-8. Şekil 9-19 ile verilen DSD lu durulmalı osilatörde $h_{fe} = 20$ ve DSD nun iletimi için gerekli geçit gerilimi 3 V ise osilatörün vereceği çıkış işaretinin periyodunu ve genliğini bulun. Çıkış geriliminin dalga biçimini çizin.

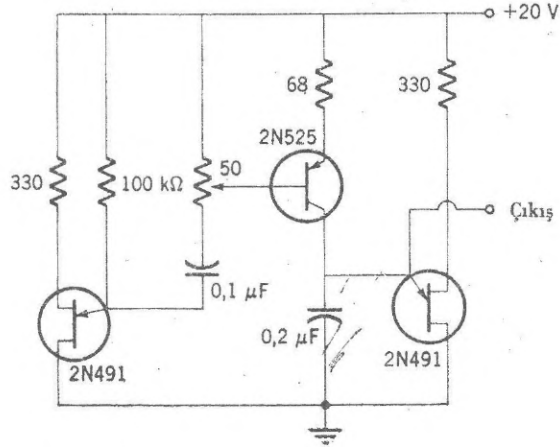
$$Cev: 0,3 \text{ V; } 1 \text{ V; } 1,18 \times 10^4 \text{ Hz; } 6,67 \times 10^5 \text{ Hz.}$$

9-9. Kararsız çoktitreşkenler, çoğu kez yol geçitlerini, inşaat işlerini v.b. gibi yerleri belirtmek amacıyla kısa süreli ışık vericiler olarak kullanılmaktadır. V_1 ve V_2 nin kesilimde ve V_1 in çalışmaya başladığı andan başlayarak Şek. 9-35 de verilen devrenin çalışmasını nitel olarak belirleyin.



Şekil 9-35. Alıştırma 9-9 da incelenen kısa süreli ışık verici devre.

9-10. Şekil 9-36 daki devrede $50\text{--}\Omega$ luk gerilim bölücü orta noktasına ayarlanmış olduğuna göre çıkıştaki dalgabıçımını çizin. Gerilim bölücü 20 V luk uçtan başlayarak dörtte birlik kesimine ayarlandığı zaman problemi yeniden çözün. 2N491 in belirtgenlerinin 2N2646 nın Şek. 9-16 da verilen belirtgenleriyle aynı olduğunu varsayın.



Şekil 9-36.

Analog Ölçümleri

Hem laboratuvar araştırma ve hem de endüstriyel kontrollu uygulamalarda pek çok fiziksel olayı ölçmek için elektriksel yöntemler kullanılmaktadır. Gerçekten, ilk fırsatta araştırılmak istenen olaylara benzer bir elektriksel işaretin geliştirilmesi çağdaş ölçüm yöntemidir. Böylece, alınan işaret üzerinde yapılması gereken işlemler elektronik olarak yürütülebilir. Elektronik devrelerin bu kadar çok kullanılmasının temel nedeni, elektrik işaretlerini detekte etmede, kaydetmede, değiştirmede ve yükseltmede elektronik devrelerin oldukça yetenekli olmasıdır. Bu bölümde, yukarıda sözü edilen türden analog işaretlerini ölçmek ve işlemekte kullanılan devreler ve kontrol amaçlarına yönelik devreler incelenmektedir. Ayrıca, işaretleri bir noktadan ötekine iletme ve daha sonra yapılacak incelemeler için onları kaydetme amacıyla kullanılan yöntemler göz önüne alınmaktadır.

KONTROL DEVRELERİ

Güdümlüler (Servos)

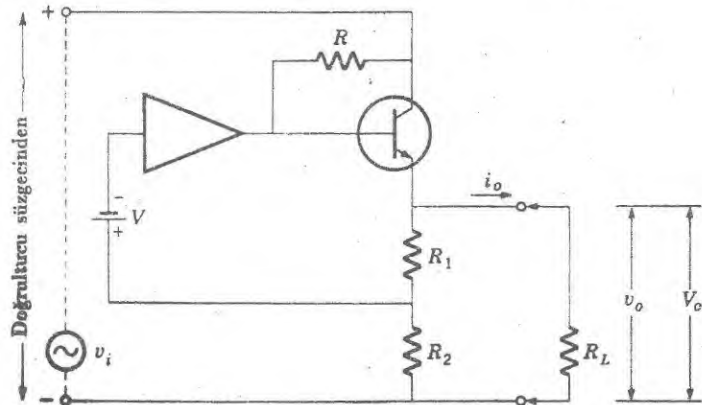
Herhangi bir doğru gerilim güç kaynağının çıkış gerilimini kararlı duruma getirmek için Böl. 4 de belirlenen yalnız zener diyod devresinden çok daha yaygın bir biçimde özel devreler kullanılmaktadır. Bu çeşit bir *gerilim düzenleyici*, elektronik devrelerle kontrol ve ölçüm yapımının önemli ve yararlı bir örneğidir. Devre, çıkış gerilimini ölçer, istenen değer ile onu karşılaştırır ve ikisi arasındaki fark sıfır olacak biçimde şartları ayarlar. Bu yolla, yükteki ve aynı zamanda a.a. şebekesindeki değişimlere rağmen d.a. çıkış gerilimi kontrol edilir.

Herhangi bir güç kaynağının çıkış gerilimi, doğrultucu süzgeci ve yükle seri konumda bir güç transistörü kullanarak kolaylıkla kontrol edilir, Şek. 10-1. Bu devreyi geribeslemeli bir yükselteç olarak incelemekte yarar vardır. Burada referans gerilimi V , giriş gerilimi ve V_o çıkış gerilimidir. Geribesleme oranı $-R_2/(R_1+R_2)$ olduğundan, yükselteç ve güç transistörü ile kontrol edilen çıkış gerilimi, Denk. (8-3) den,

$$v_o = -\frac{R_1+R_2}{R_2} V$$

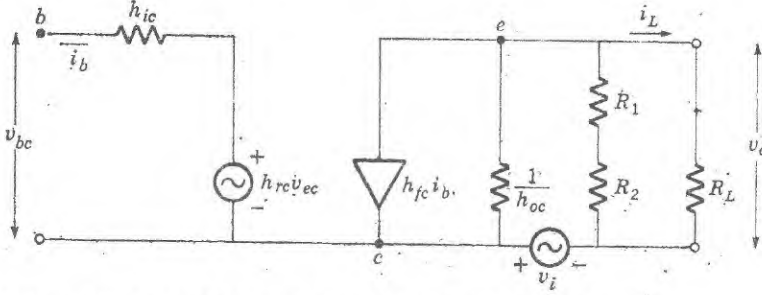
dir. Etki bakımından, gerilim düzenleyici d.a. çıkış geriliminin bir kısmını referans gerilimi ile karşılaştırır ve farkı sıfıra eşit tutacak biçimde kontrol transistörünü ayarlar, böylece V_o sabit değerde tutulur.

Düzenleyicinin kararlı kılma etkisi, kontrol transistörünü d.a. yükseltecinden ayrı olarak incelemekle en iyi biçimde görülür. Kaynak gerilimindeki değişimlerin, Şek. 10-1 deki v_i a.a. üreticinden ileri geldiği ve çıkış geriliminde v_o gibi bir değişime neden olduğu varsayılmaktadır. Kontrol transistörü,



Şekil 10-1. Seri gerilim düzenleyici.

gerçekte bir yayıcı-izleyici yükselteçtir ve bunun eşdeğer devresi Şek. 10-2 de gösterilmiştir.



Şekil 10-2. Şekil 10-1 deki kontrol transistörünün eşdeğer devresi.

İncelemeye, çıkış akımı için bir bağıntı yazarak başlanabilir. e noktasındaki akımı gözönüne alarak ve geribesleme bölücüsü $R_1 R_2$ içindeki çok az akım geçişini önemsiz sayarak,

$$h_{fc} i_b + i_L + \frac{v_o - v_i}{1 / h_{oc}} = 0 \quad (10-1)$$

yazılabilir; buradaki üçüncü terim $1 / h_{oc}$ üzerindeki akımdır. Taban akımı, giriş devresindeki gerilimler gözönüne alınarak bulunur,

$$i_b = \frac{v_{bc} - h_{rc} v_{ec}}{h_{ic}} = - \frac{a\beta v_o + v_i + h_{rc} v_{ec}}{h_{ic}} \quad (10-2)$$

burada, Şek. 10-1 den en iyi biçimde görüleceği üzere, giriş gerilimi v_{bc} , v_i ile yükseltilmiş geribesleme gerilimi ($-a\beta v_o$)'n farkıdır. Son olarak, v_{bc} çıkış devresi çevresinde Kirchhoff kuralı yazılarak bulunur.

$$v_{ec} - v_o + v_i = 0 \quad (10-3)$$

Denklem (10-2) ve (10-3) Denk. (10-1) de yerine konulursa,

$$i_L = v_i \left[h_{oc} + \frac{h_{fc}(1-h_{rc})}{h_{ic}} \right] - v_o \left[h_{oc} \frac{h_{fc}(h_{rc} + a\beta)}{h_{ic}} \right]$$

elde edilir. Bu bağıntıdan çıkış geriliminin çözümü,

$$v_o = v_i \frac{h_{ic} h_{oc} + h_{fc}(1-h_{rc})}{h_{ic} h_{oc} - h_{fc}(h_{rc} + a\beta)} - i_L \frac{h_{ic}}{h_{ic} h_{oc} - h_{fc}(h_{rc} + a\beta)} \quad (10-4)$$

verir. Bu bağıntı, düzenleyicili güç kaynağının Thévenin eşdeğer devresi biçimindedir. İlk terim iç gerilim üreticidir, ikinci terim ise eşdeğer iç dirençteki yük akımından ileri gelen gerilim düşmesidir.

Denklem (10-4) ü daha fazla incelemeden önce, h parametrelerinin bağlı büyüklüklerini göz önüne alarak bağıntıyı daha basit bir duruma getirmek yararlı olur. Bu iş yapıldığı zaman, Denk. (10-4)

$$v_o = v_i \frac{h_{ic}}{r_c(1+a\beta)} - i_L \frac{h_{ic}(1-\alpha)}{1+a\beta} \quad (10-5)$$

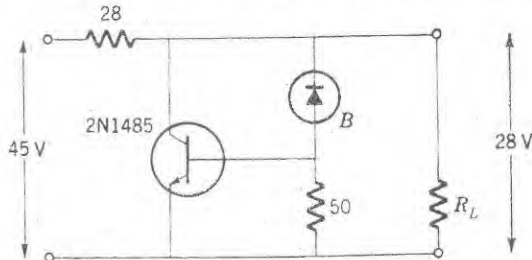
durumuna indirgenir. Bu bağıntı tüm uygulama amaçları için yeterince doğrudur. Denklem (10-5) e göre, giriş gerilimindeki değişimler, düzenleyicinin geribesleme davranışı yüzünden oldukça azaltılmaktadır. Denklem (10-5) deki güç-transistörünün değişkenlerinin tipik değerleri $h_{ic} = 1000 \Omega$, $r_c = 10000 \Omega$, $a = 50$ ve $\beta = 0,3$ dür, öyleyse giriş gerilimindeki değişimler çıkış uçlarında 160 gibi bir bölenle azaltılır.

Ayrıca düzenleyicili güç kaynağının etkin iç impedansı, Denk. (10-5) deki i_L nin katsayısı, oldukça küçüktür. $1 - \alpha = 0,05$ alarak iç direncin $3,1 \Omega$ olduğu görülür. Bu demektir ki yük akımındaki değişimler düzenleyicili kaynak geriliminde yalnız küçük değişimlere neden olabilmektedir. Böylece bu basit düzenleyicinin hem giriş gerilimindeki hem de çıkış akımındaki değişimlere karşı etkin olduğu apaçık görülmektedir.

Giriş gerilimindeki değişimlerin çıkış uçlarında azaltılma oranı, öteki gerilim değişimlerinde olduğu kadar dalgalanma gerilimleri için de geçerlidir. Bu nedenle, düzenleyicili bir güç kaynağında çıkış gerilimindeki dalgalanma oldukça küçüktür. Denklem (10-5) e göre, hem azaltma çarpanı hem de etkin iç direnç, d.a. yükseltecin kazancını artırarak daha da geliştirilebilir. Önemli uygulamaların çoğunda kazanç yeterince büyük yapılmaya çalışılır, böylece düzenlenmiş gerilimdeki kalıcı değişimler referans geriliminin kararlılığını yansıtır.

Seri kontrol transistörü, fazla ısınmamak şartı ile tüm yük akımının ürettiği ısıyı yok etme yeteneğinde olmalıdır. Bunun için çoğu kez düzenleyicide güç transistörleri kullanılır. Eğer maksimum yük akımının taşınması gerekirse, paralel konumda bağlanmış iyi ya da daha fazla özdeş birimlerin kullanılması imkânı vardır.

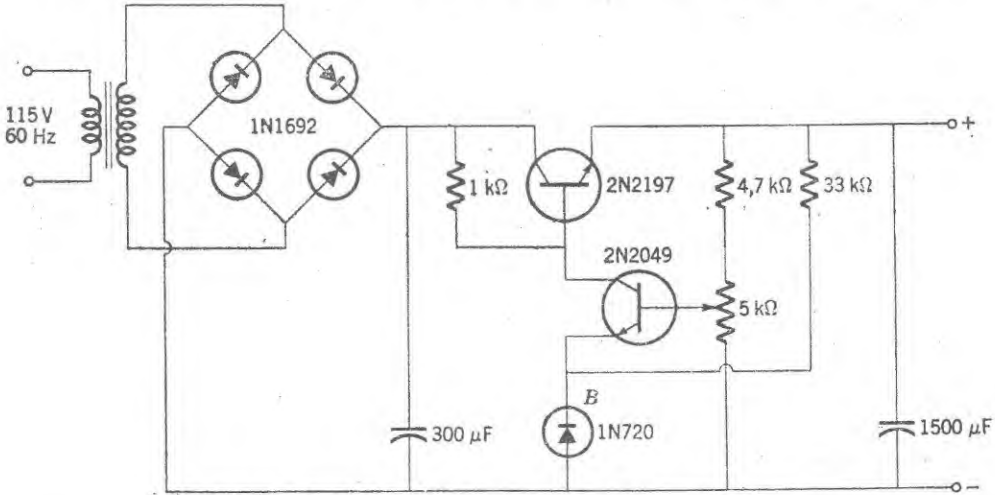
Seri düzenleyici en çok kullanılan tür olmasına rağmen, basit bir zenerdiyod düzenleyici durumunda olduğu gibi kontrol transistörü yükü paralel olarak da bağlanabilir, Şek. 10-3. Transistörden geçen akım kontrol edilir, böylece seri direncin uçları arasındaki gerilim düşmesi değişmez ve yük akı-



Şekil 10-3. Şönt düzenleyici.

mı değişimlerinden bağımsızdır. Etkin gerilim kararlılığı böyle bir *şönt düzenleyici* ile elde edilebilir, fakat devre seri dirençteki ek güç kaybından zarar görür. Öte yandan, kontrol transistörünün tüm yük akımının yalnız bir kesimini taşıması gerekmektedir. Bu durum yüksek akımlı güç kaynaklarında son derece önemli bir üstünlüktür.

Düzenleyicili tam bir güç kaynağı Şek. 10-4 de gösterilmektedir. D.a. yükseltici tek bir yayıcısı-topraklı transistör katıdır. Referans gerilimi 18-V luk bir zener diyodla sağlanmaktadır. Zener diyod geribesleme işareti ile seri konumda olmaktan çok yükseltcin yayıcı devresine yerleştirilmiştir. Böylece, diyodun uçlarından birini topraklama imkânı doğmaktadır. 33-k Ω luk direnç diyoda ters gerilim sağlar. Geribesleme oranının ayarlanabilir olmasına dikkat ediniz. Bu, transistörün çalışma şartlarının elverdiği sınırlar içerisinde

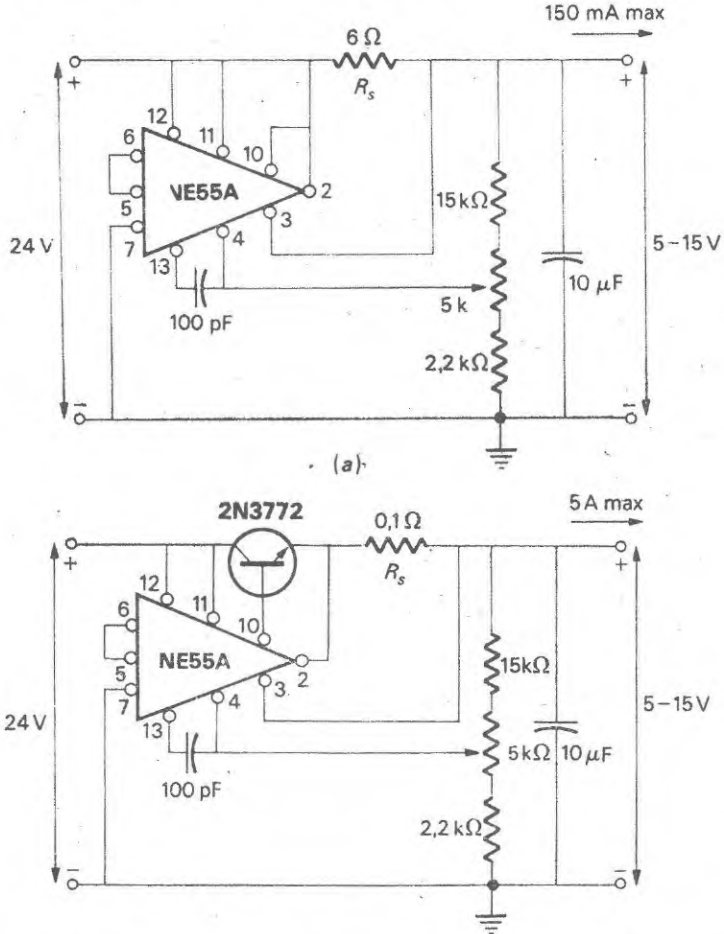


Şekil 10-4. Eksiksiz bir 40-V 500-mA düzenleyicili güç kaynağı.

çıkış geriliminin istenen herhangi bir değere ayarlanmasına imkân sağlar. Bu devrede, iyi düzenleme sağlanarak çıkış geriliminin 40 ile 50 volt arasında ayarlanabilmesi mümkündür. Çıkış uçları arasındaki 1500- μ F lık kondansatör a.a. işaretleri için oldukça küçük bir etkin iç impedans sağlar.

Oldukça iyi düzenlenmiş gerilimler, yukarıdaki devrenin daha özenle yapılmış türleri ile elde edilir. Kazanç, çok-katlı bir d.a. yükseltcinin kullanılmasıyla artırılır. Özellikle, büyük kazançları ve çift girişleri nedeniyle işlemisel yükselteçlerin bu iş için yararlı oldukları görülür. Çift giriş, çıkış geriliminin referans gerilimi ile karşılaştırılmasına imkân sağlar. Bu tür devreler, yük akımının tüm değerleri için çıkış gerilimini yüzde 0,1 hata sınırı içerisinde istenen değerde tutabilirler. Gerçekten, özel uygulamalarda, 10^5 de bir hata ile kararlılık başarılabilmektedir.

Bir gerilim düzenleyicinin ayrı ayrı olan bileşenleri, tek bir integre devre içerisinde kolaylıkla birleştirilebilir, Şek. 10-5a. Bu devrede, *şöntleme direnci* denilen R_s nin uçları arasındaki gerilim düşmesi, düzenleyicinin akım yeteneği aşıldığı zaman (örneğin çıkış uçları arasındaki rastgele bir kısa devreyle) devreyi açma görevini yapar. Böylece, fazla akım yüklenmesine karşı düzenleyici korunmuş olur. Akım çekme yeteneğini artırmak amacıyla Şek. 10-5b de olduğu gibi ayrı bir kontrol transistörü devreye konulabilir. Bu durumda



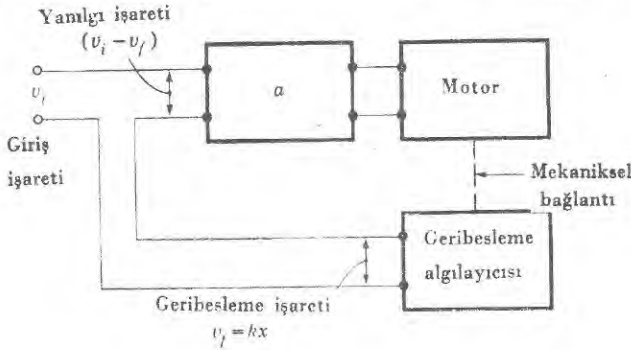
Şekil 10-5. İntegro devreli gerilim düzenleyici ve (b) akım yeteneğini artırmak amacıyla güç transistörü ile desteklenmiş bir integre devreli gerilim düzenleyici.

artırılmış akım kazancı elde etmek amacıyla toplu devrenin içindeki kontrol transistörü ile güç transistörü etki bakımında "Darlington" bağlantısı biçiminde bağlanırlar. Sistemin fazla ısınmalarına karşı korunması için dış kontrol transistörünün bir ısı soğurucu üzerine yerleştirilmesinde yarar vardır.

Güdümlüler (Servos)

Çoğu kez, bir elektrik işaretine uygun olarak mekaniksel konumun ya da hareketin kontrol edilmesi yararlı olur. İstenen hareketin yapılmasını sağlamak için, mekanik harekete karşılık gelen bir geribesleme gerilimi geliştirilir. Bu gerilim giriş işareti ile karşılaştırılır. İki işaret eşit olduğu zaman mekanik hareket durur, çünkü mekanizma harekete geçirici işarete tepki göstermiş demektir. Geribesleme devresinde mekanik bir bağlantıyı da içeren geribesleme sistemlerine *güdümlü mekanizmalar* ya da *güdümlüler* denir. Bu isim latince sözcük esirden gelmektedir, çünkü söz konusu çalışmada mekanik hareket giriş işaretinin esiridir. Güdümlü sistemler, laboratuvarlardaki grafik kaydedicilerden tutun da otomatik taşıma (hava ya da denizde) sistemlerine kadar kontrollü uygulamalar da yaygın bir biçimde kullanılmaktadır.

Şekil 10-6 da blok çizimi verilen güdümlü sistemi göz önüne alınız. Yükselteç, mekanik olarak hareket eden bir cihazı, örneğin bir d.a. motorunu besler. Motorun, mekanik bir kolu bir x konumuna hareket ettirdiğini ve geribesleme geriliminin kolun konumu ile orantılı ve kx e eşit olduğunu varsayalım. Giriş ve geribesleme gerilimleri arasındaki farka eşit olan *hata işareti*



Şekil 10-6. Güdümlü sistemin blok çizimi.

sıfıra eşit olmadığı sürece yükseltile hata işareti motoru çalıştırmaya devam eder. Geribesleme işareti hareket ettirici işarete eşit olduğu zaman, hata işareti sıfırdır ve motorun hareketi durur. Bu durumda

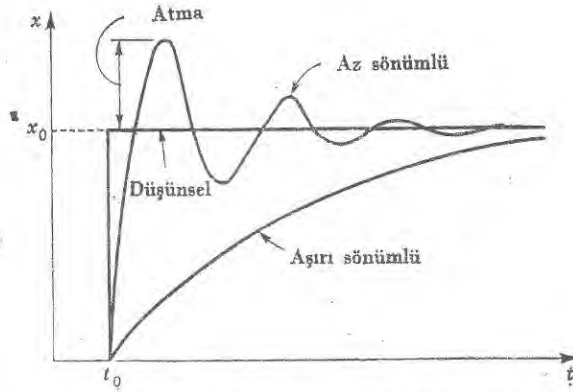
$$v_i - v_f = v_i - kx_o = 0 \quad (10-6)$$

ve bu nedenle

$$x_o = \frac{v_i}{k} \quad (10-7)$$

olduğu görülür. Denklem (10-7) göre, mekanik hareketin denge konumu x_o doğrudan doğruya giriş işareti ile orantılıdır. Mekanik eylemsizlik ve sürünme nedeniyle güdümlü sistem giriş işaretlerindeki çabuk değişimlere anında tepki göstermezler. Yukarıdaki tartışmaya göre, motordan gelen hare-

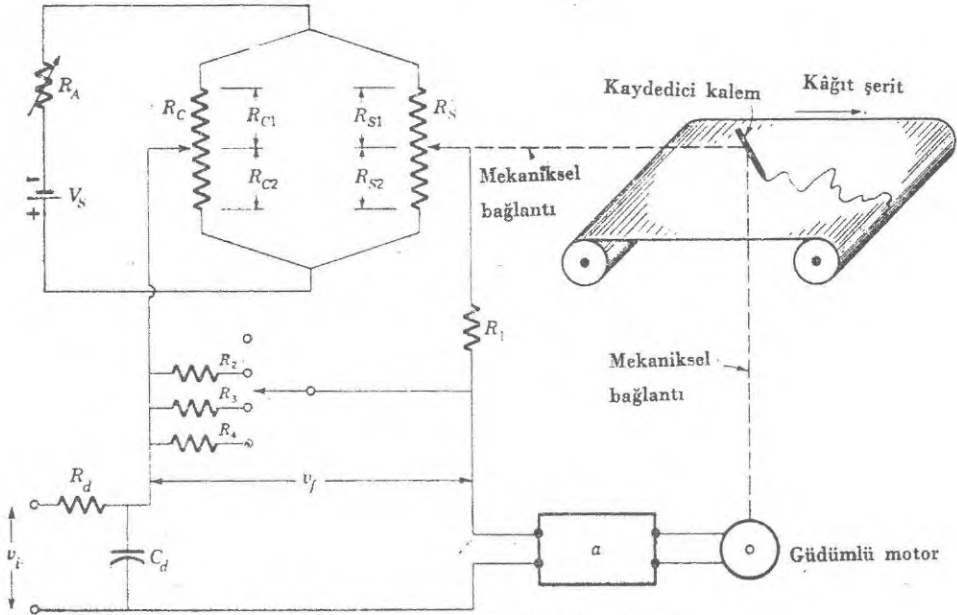
ket ettirici kuvvet hata işareti ile orantılıdır. Eylemsizlik ve sürtünme kuvvetleri bu kuvvete karşı koyar ve eğer sürtünme kuvveti sürücü (ya da hareket ettirici) kuvvete göre küçük ise sönümlü bir salınım doğar, Şek. 10-7. Öte yandan, eğer sürtünme kuvveti büyükse, sistem *aşırı sönüme* uğrar ve denge konumuna gelmesi için uzun bir süre gerekir. Güdümlü sistemlerin çoğu az sönümlü olacak biçimde yapılır, çünkü bu tepki zamanını minimuma indirir. Bu durum, Şek. 10-7 de görüldüğü gibi küçük bir *atma* oluşturur. Eğer istenirse giriş devresine bir *RC*-süzgeci koyarak ek sönüm sağlanabilir. Bu yolla güdümlü sistem süzgecin zaman sabitinden daha hızlı bir işaret değişimiyle hiçbir zaman karşılaşmaz.



Şekil 10-7. Ani giriş işaretlerine karşı güdümlülüğün gösterdiği belirtgin tepkiler.

Güdümlü sistem ilkesine dayanan çok kullanışlı bir laboratuvar cihazı *kaydedici potansiyometredir*. Bu, kendi kendini dengeleyen bir d.a. gerilim bölücüsüdür. Gerilim bölücünde, denge konumu hareketli bir kağıt şerit üzerine işaretlenir ve böylece giriş geriliminin sürekli bir kaydı oluşturulur. Sistemin kalbi sürgülü R_s telidir, Şek. 10-8. R_s den V_s üretici ve değişken R_A direnci ile sağlanan ayarlı bir akım geçer. Bu akım, Böl. 1 de belirtildiği gibi, standard bir üreteçle karşılaştırılarak ölçeklendirilir. Eğer çok doğruluk istenmiyorsa, V_s yeterince sabit akım veren civalı bir üreteç olabilir.

Sürgülü-tel direnç ile paralel bağlı olan gerilim bölücü bir köprü devresi oluşturur. Bu köprü, Denk. (1-46) ya göre, $R_{c1} / R_{c2} = R_{s1} / R_{s2}$ olduğu zaman dengelenir. Bu şart sağlandığında geribesleme gerilimi v_f sıfırdır. Herhangi bir giriş işareti yoksa, sürgülü tel üzerindeki ayarlanabilir değme noktası denge elde edilinceye kadar güdümlü motor ile hareket ettirilir. Sürgülü tel üzerindeki hareketli noktaya mekanik olarak bağlı olan kaydedici kalem, denge konumunu sürekli olarak hareketli kağıt üzerine kaydeder. Bu demektir ki, sıfır konumu ($v_i = 0$) R_c yi ayarlayarak şerit üzerinde herhangi bir yere yerleştirilebilir.



Şekil 10-8. Güdümlü kaydedici-potansiyometre.

Bir giriş gerilimi uygulandığı zaman, yükseltece $v_i - v_f$ ye eşit bir başlangıç giriş işareti uygulanır. Güdümlü motor, sürgülü tel üzerindeki değme noktasını yeni bir denge konumuna sürer. Bu konumda dengesi bozulmuş köprü gerilimi giriş gerilimine eşit ve $v_i - v_f = 0$ dır. Kayan değme noktasının yerdeğiştirmesi aşağıdaki işlemlerle doğrulandığı üzere giriş geriliminin doğrusal bir fonksiyonudur. Denklem (1-54)ü kullanarak, köprünün dengesizliğinden doğan gerilim,

$$v_f = V \left(\frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_{C2}} - \frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}} \right) \quad (10-8)$$

bağıntısı ile verilir. Buradaki V köprünün uçları arasındaki gerilimdir. Eğer sürgülü tel düzgünse ve sıfır konumu, $x = 0$, telin merkezinde seçilmişse

$$R_{S1} = \frac{R_S}{2} - mx \text{ ve } R_{S2} = \frac{R_S}{2} + mx \quad (10-9)$$

bağıntıları yazılabilir, burada m sürgülü tele ait bir sabittir. Denklem (10-9) u Denk. (10-8) de kullanılır ve sıfır konumu merkezde olduğundan $R_{C1} = R_{C2}$ olduğu göz önünde tutulursa,

$$v_f = V \left(\frac{1}{2} - \frac{R_S/2 - mx}{R_S/2 - mx + R_S/2 + mx} \right) = \frac{V}{R_S} mx \quad (10-10)$$

elde edilir. Bundan ötürü, Denk. (10-7) ye göre,

$$x_0 = \frac{1}{m I_S} v_1 \quad (10-11)$$

bağıntısı elde edilir, burada $I_S = V/R_S$ sürgülü teldeki standardlaştırılmış akımdır. Denklem (10-11), sürgüdeki ve dolayısıyla kaydedici kalemdeki kaymanın giriş işareti ile orantılı olduğunu göstermektedir. m ve standart akım I_S yi kağıt şeridin genişliği 100 m V gibi bir tam değeri gösterecek biçimde seçmek yapımcılarca uygulanan bir yöntemdir.

Şekil 9-8 deki R_1 den R_4 e kadar ki dirençler potansiyometrenin duyarlılığını değiştirmek için kullanılan bir gerilim bölücü oluştururlar. Bölücü devrede olduğu zaman, geribesleme işareti olarak bozulan dengeden doğan gerilimin yalnız bir kesri elde edilebilir ve bunun sonucu olarak da duyarlılık artırılır. R_d ve C_d birleşimi, kaydedicinin tepki zamanını en iyi duruma getirecek biçimde girişte bir sönüm süzgeci oluşturur.

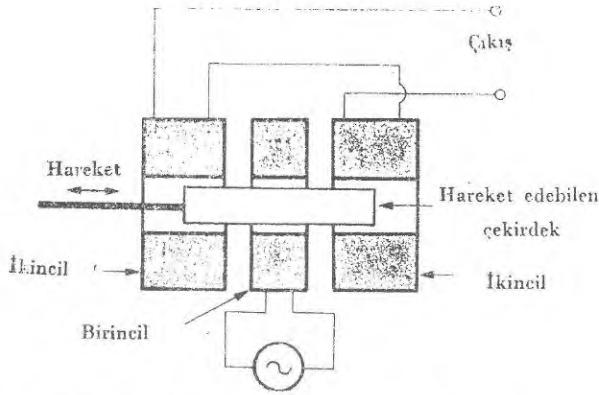
Kaydedici potansiyometre, laboratuvarda kullanılan oldukça çok yönlü bir cihazdır. D.a. işaretleri için yüksek duyarlılığı ve bir gerilim bölücü devresinin doğal olarak var olan yüksek giriş impedansını otomatik çalışma ve devamlı kayıt ile birleştirir. Optik spektrometreler, X-ışını kırınım spektrometreleri ve gaz kromatografları gibi başka cihazların bir parçası olarak ya da ayrı bir birim olarak oldukça geniş bir biçimde kullanılır.

DÖNÜŞTÜRÜCÜLER (TRANSDUCERS)

Herhangi bir fiziksel olaydaki değişimlere uygun olarak elektrik işaretleri oluşturan cihazlara *dönüştürücüler* denir. Mikrofon buna tipik bir örnek olarak verilebilir. Mikrofon, bir zar üzerine çarpan ses basıncının değişimine karşılık bir gerilim dalgası üretir. Zorlanma ölçeri gibi başka dönüştürücüler ise bir gerilim üretmekten çok devrenin bazı değişkenlerini (örneğin direnç) değiştirerek çalışırlar. Bugüne dek çok çeşitli dönüştürücüler geliştirilmiştir. Bundan ötürü, çoğu kez bir işareti birden fazla yoldan üretme imkânı vardır. Verilen herhangi bir durumda hangisinin kullanılacağını belirleyen etken, ölçülmekte olan fiziksel niceliği dönüştürücü çıkışının hangi doğrulukla temsil ettiğidir.

Mekanik Dönüştürücüler

Mekanik hareketi ya da konumu algılamak için yararlı bir dönüştürücü *fark transformatörüdür*, Şek. 10-9. Bu aygıt, iki tane ikinci devresi ve hareketli bir manyetik çekirdeği olan bir transformatördür. Çekirdek iki çıkış sarımının arasına, orta yere yerleştirildiği zaman, birincideki sinüsel bir akım her iki çıkışta da eşit bir gerilim oluşturur. Çıkışların sarımları ters yönde sarılmıştır ve seri bağlanmış olduğundan, çıkış gerilimi sıfırdır. Çekirdeğin sola doğru yerdeğiştirmesi soldaki çıkışa daha fazla manyetik akımın girmesine neden olur ve çıkış gerilimi yükselir. Benzer biçimde, sağa doğru yerdeğiştirme durumunda,



Şekil 10-9. Fark transformatörünün kesit görünümü.

sağdaki ikinci sarımın gerilimi soldakininkini geçtiğinden zıt fazlı bir çıkış gerilimi oluşur.

Özenle hazırlanmış mekanik bir çizimle çıkış geriliminin, belli bir uzunluk boyunca (örneğin $\approx 0,25$ cm) yerdeğiştirmenin doğrusal bir fonksiyonu olması sağlanabilir. Gerekli olduğu durumlarda, yer değiştirmenin yönünü dedekte etmek için çoğu kez faz-duyarlı bir dedektör kullanılır. Eğer yalnız bir yöndeki hareketin ölçülmesine gerek duyulursa o zaman basit bir a.a. voltmetresi kullanılabilir.

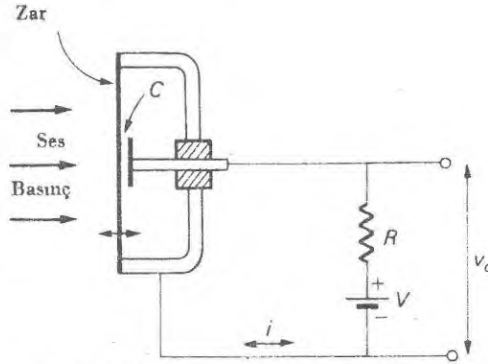
Bir başka konum-algılayıcı dönüştürücü de sabit bir levha ile hareketli bir levha arasındaki açıklığı bu levhanın karşılıklı sığaları ile ölçer. Levhalar arasındaki açıklığın değişimden doğan sığa değerleri bir sığa köprüsü yardımıyla ölçülür. Başka bir seçenek ise kondansatörün, bir osilatörün rezonans devresinin bir parçası durumuna sokulmasıdır. Bir levhanın ötekine göre bağlı yerdeğiştirmeleri osilatörün çıkışındaki frekans değişimlerinde kendini gösterir. Eğer yalnız bir denge konumundan ayrılımların algılanması gerekli ise, *sıgacılı mikrofonda* olduğu gibi, sıgacı bir direnç ve bir d.a. gerilimi ile seri konumda bağlamak yeterlidir. Şek. 10-10. Ses basıncındaki değişimler zarın titreşimine, dolayısıyla C sıgasının değişimine ve dış devrede bir akım üretilmesine neden olur. Bu akım,

$$i = \frac{dQ}{dt} = V \frac{dC}{dt}$$

bağıntısı ile verilebilir. Öyleyse çıkış işareti,

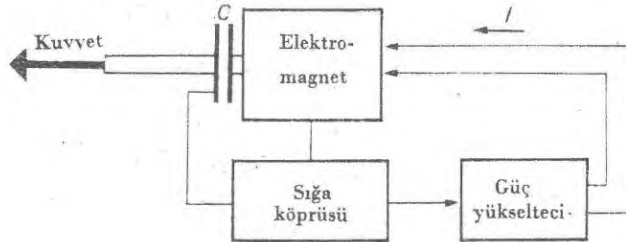
$$v_o = RV \frac{dC}{dt} \quad (10-12)$$

olur.



Şekil 10-10. Kondansatörlü mikrofonun çizimi.

Kondansatörlü dönüştürücü, Şek. 10-11 de görüldüğü gibi, mekanik kuvveti ölçmek için kullanılabilir. Burada, kuvvetin uygulandığı kolun konumu, kol ve bir elektromagnetin kutup yüzeyi arasındaki sığa ile detekte edilir. Uygulanan herhangi bir kuvvet kolun konumunu değiştirir ve sığadaki değişim bir sığa köprüsü ile ölçülür. Köprünün bozulan denge gerilimi, elektromagnetin bobinlerini besleyen bir yükselteç için gerekli işareti sağlar. Magnetik kuvvet, dış kuvvete karşı koyarak kolu geriye denge konumuna çeker. Bundan ötürü, magneti besleyen akım, uygulanan kuvvetin doğrudan ölçülmesini sağlar.

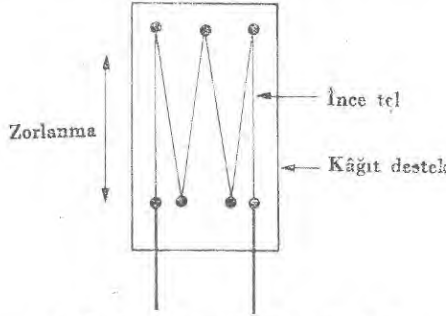


Şekil 10-11. Mekanik kuvveti ölçmek için geribeslemeli sistemde kullanılan kondansatörlü dönüştürücü.

Dengeye ya da *sıfır* konumuna dönmeye çalışan bir sistem, ölçü ve dengeleme devrelerinde oldukça yaygın bir biçimde kullanılmaktadır. İki noktanın belirtilmesinde yarar vardır: Birincisi, aslında sistem geribeslemeli bir devredir ve o şekilde incelenebilir. İkincisi, sistem her zaman denge konumuna döner, bundan ötürü dönüştürücüdeki giriş eylemi ve çıkış işareti arasında doğrusal bir bağıntının bulunması gerekli değildir. Gerçekten dönüştürücünün ayarının bilinmesine bile gerek yoktur. Çünkü ayarlama sistemin denge konumunu değiştirmez.

Yapı elemanlarındaki ve maddelerdeki mekanik zor, alışlageldiği üzere bir direnç zorlanma ölçeri ile kolaylıkla ölçülebilir. Çok kullanılan bir zorlanma

ölçeri, Şek. 10-12 de görüldüğü gibi, ileri geri bükülmüş 0,025 mm çaplı bir metal telin ince bir kağıt desteğe sıkaca bağlanmasıyla oluşur. Ölçer, denenmekte olan yapı elemanın yüzeyine doğrudan doğruya tutkalla yapıştırılır, böylece elemanın uzunluğundaki değişimler ölçerin dirncindeki değişimler yardımıyla ölçülmüş olur. Dirençteki değişim büyüklüğü



Şekil 10-12. Dirençli zorlanma ölçeri.

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (10-13)$$

bağıntısından bulunabilir, burada L telin toplam uzunluğu, A kesiti ve ρ ise öz direncidir. Uzunluktaki bağıl değişim başına dirençteki bağıl değişim ya da *ölçer çarpanı*, $K = (\Delta R/R) / (\Delta L/L)$, ölçerin duyarlılığının bir ölçüsüdür. Ölçer çarpanı,

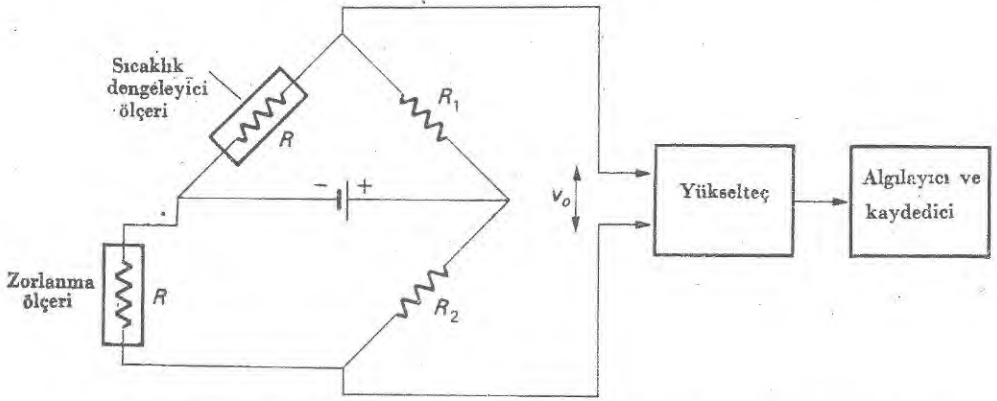
$$K = 1 + 2\alpha + L \frac{d\rho}{dL} \quad (10-14)$$

ile verilir, burada α , tel maddesinin Poisson oranıdır. Denklem (10-14) e göre dirençteki değişim, mekanik zorlanma artı öz dirençteki değişim sebebiyle tel boyutlarındaki değişimlerden doğmaktadır.

Metal-tel ölçerlerinde, Denk. (10-14) deki üçüncü terim önemsiz olmayabilir ve $K \approx 2$ dir. Ölçer direnci yaklaşık olarak 100 Ω ve ilgilenilen zorlanmalar 10^{-3} büyüklüğünde olabilir, bundan ötürü toplam direnç değişimi yaklaşık olarak 0,2 Ω dur. *Silisyumlu zorlanma ölçerlerinin* ölçer çarpanları zorlanma ile öz dirençteki değişim nedeniyle oldukça büyüktür (≈ 150 ye yakın). Bunun sebebi, bir yarı iletkendeki akım taşıyıcılarının sayısı mekanik zorlandan etkilenir. Bundan ötürü, esnek şekil bozulmasına tepki olarak iletkenlik önemsenecek kadar değişir. Artan duyarlıkları nedeniyle, silisyumlu zorlanma ölçerleri, gün geçtikçe daha da yaygın bir biçimde kullanılmaktadır.

Böyle olmasına rağmen, sıcaklık ile öz direncin üstel olarak değişimi yarı iletkenlere has bir belirtgen olması nedeniyle, yarı-iletken zorlanma ölçerleri sıcaklık değişiminden etkilenirler. Gerçekte, sıcaklık etkileri tel zorlanma öl-

çerlerinde de önemlidir. Sıcaklık ile bir metalin öz direncindeki değişimin oldukça küçük olmasının yanı sıra, mekanik zorlanmanın neden olduğu değişimler de küçüktür. Zorlanma ölçerleri dirençlerindeki değişimleri ölçmek için genellikle köprü devreleri kullanılır, çünkü küçük direnç değişimleri kolaylıkla ölçülebilir ve sıcaklık düzeltmeleri rahatlıkla yapılabilir. Çoğu kez, köprüde iki özdeş zorlanma ölçeri kullanılır, Şek. 10-13. Biri mekanik zorlanmaya uğrarken öteki zorlanmadan yalıtılır fakat, sıcaklık şartları zorlanma algılayıcısındaki özdeş olacak biçiminde yerleştirilir. Böylece, sıcaklık değişimleri her iki ölçeri de aynı biçimde etkiler ve köprü dengede kalır.



Şekil 10-13. Sıcaklık etkilerini ortadan kaldırmak için ikinci bir ölçer kullanılan köprü devresi.

Zorlanma olmadığında maksimum köprü duyarlılığı için $R_1 = R_2 = R$ olup çıkış gerilimi sıfırdır ve R_1 direncinin uçları arasındaki gerilim $V/2$ dir. Zorlanma olduğu zaman ölçer direnci $R + \Delta R$ gibi bir değere ulaşır ve zorlanmadan doğan çıkış gerilim işareti,

$$v_o = \frac{V(R + \Delta R)}{2R + \Delta R} - \frac{V}{2} = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} V \quad (10-15)$$

olur. $2R$ yanında ΔR atılarak ölçer çarpanı araya sokulduğunda,

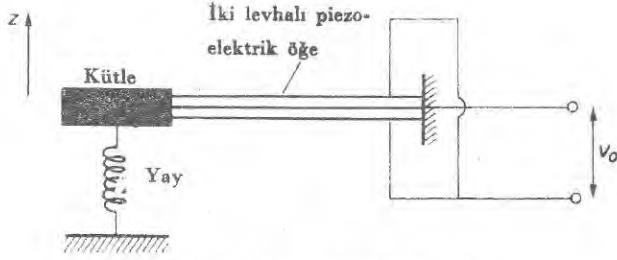
$$v_o = \frac{KV}{4} \frac{\Delta L}{L} \quad (10-16)$$

bulunur. Bu bağıntı, çıkış işaretinin doğrudan doğruya mekanik zorlanmanın bir ölçüsü olduğunu göstermektedir.

$\Delta L/L \approx 10^{-3}$ olduğundan, çıkış işareti 10 mV büyüklüğünde ya da daha az demektir, bu yüzden genellikle biraz yükseltmeye ihtiyaç duyulur. Köprü bir osilatörle uyartılabilir ve böylece bir d.a. yükselteciindeki kayma problemlerini önlemek amacıyla bir a.a. çiftlenmiş yükselteç kullanılabilir. Eş-

zamanlı olarak detekte etmek, düşük gürültüde çalışma imkânı sağlar ve aynı zamanda hem pozitif ve hem de negatif zorlamaları ölçer.

Yapılardaki ve makinelerdeki mekanik titreşimler *ivme ölçeri* denilen dönüştürücülerle ölçülür. İvme-ölçerlerinin bir biçimi küçük bir kütle üzerine etki eden kuvvetleri ölçer. Bu kuvvetler dönüştürücünün bağlı olduğu nesnenin ivmelenmesinden doğar. $F = ma$ eylemsizlik kuvveti, kütleyle destekleyen yayın karşı koyma kuvveti ile dengelenir ve sapmalar rochelle tuzları ya da baryum titanat gibi piezoelektrik kristalda üretilen gerilimle ölçülür. Bölüm 9 da tartışıldığı gibi, piezoelektrik maddeler kristal üzerindeki mekanik zorlanmayla orantılı bir gerilim üretirler. Gerçekten, Şek. 10-14 de gösterildiği üzere, piezoelektrik element paralel iki levhadan oluşmaktadır, öyle ki, örneğin, kütlenin düşey bir sapışı üstteki levhayı sıkıştırmaya ve alttakini germeye çalışır. İki paralel levhanın yassı yüzeyleri üzerindeki çıkış uçları birbirine bağlanmıştır. Bu iki levha ile yapılan dönüştürücü, yalnız bir tek eleman ile elde edilenden daha duyarlıdır.



Şekil 10-14. Basit bir piezoelektrik ivme ölçeri.

Herhangi bir ivme ölçerinin kullanım frekans bölgesi, kütle ve kütleyle desteklik eden yayın birleşiminin mekanik rezonansına kadar çıkar. 2 kHz-lik bir üst frekans sınırı normaldir. Duyarlıktan ödün verme pahasına kütle ve yayı tamamıyla ortadan kaldırarak genişletilmiş çalışma bölgesi elde etme imkânı vardır. Bu durumda, iki levhalı piezoelektrik elemanın yalnız kütle ve esneklik sabiti kullanılır ve üst frekans sınırı, elemanın kendisinin yalnız bir ucundan tutturulmuş geometrisinin mekanik rezonansı ile belirlenir.

Hızla orantılı bir işaret elde etmek istenirse ivme ölçerinin çıkış gerilimi elektronik olarak integre edilebilir. İkinci bir integral alma işlemi yer değiştirmeyi verir. Bu çeşit ivme ölçerler, uçakta eylemsizlik yol gösterici seyahat sistemlerinin önemli bir parçasını oluşturur. Uçağın bilinen bir başlama noktasından başlayarak yerdeğiştirmesini ölçmek için birbirlerine dik üç ivme ölçer kullanılır.

pH Ölçeri

Bir çözeltinin asitlik ya da alkalik durumu, bir *pH* ölçeri ile sıvıdaki hidrojen iyonlarının yoğunluğunu ölçerek bulunur. Bu aygıt, standard bir elektrodta göre çözeltinin oluşturduğu gerilime dayanmaktadır. Bu gerilim,

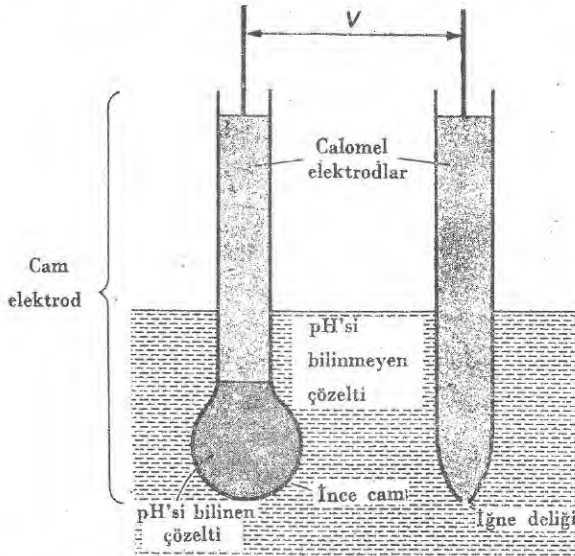
$$V = - \frac{RT}{F_Y} \ln a_H \quad (10-17)$$

ile verilir, burada R evrensel gaz sabiti, T mutlak sıcaklık, F_Y elektrik yükünün faraday adı verilen bir niceliği ve a_H hidrojen iyonlarının etkinliğidir ve gerçekte bu iyonların yoğunluğuna eşittir. Aslında uygulamada

$$\text{pH} = - \log a_H \quad (10-18)$$

bağıntısı ile tanımlanan nicelik kullanılır, çünkü böylece elde edilen sayısal değerlerin kullanılması daha kolaydır. Örneğin, yüksüz bir çözeltinin *pH* si 7 dir, öyleyse Denk. (10-18) e göre $a_H = 10^{-7}$ dir.

Uygulamada Denk. (10-17) ye uyan standard elektrod şartlarının sağlanması kolay değildir. Bundan ötürü *pH* ölçeri, Şek. 10-15 de çizimi gösterilen elektrodları kullanır. Bilinmeyen bir sıvının gerilimi, sabit ve bilinen *pH* li bir sıvının gerilimi ile karşılaştırılır. Her iki sıvıya da elektriksel dokunma, *calomel* elektrodlar denen standard elektrodlarla sağlanır. Bir *calomel* elektrodun (Hg, HgCl ve KCl ün bir karışımı) elektro-kimyasal özellikleri oldukça kararlıdır ve laboratuvarında kolaylıkla yeniden elde edilebilir. *pH* si bilinen çözelti çoğu kez Ag, Ag Cl ve HCl karışımından oluşur ve ince çeperli bir cam



Şekil 10-15. Bir *pH* ölçerinin elektrod sistemi V gerilimi, bilinmeyen sıvıdaki hidrojen iyonu yoğunluğunun doğrudan bir ölçüsüdür.

tüp içine konur. İnce cam çeper, bilinmeyen çözeltideki yalnız hidrojen iyonlarının sistem içerisinde göç etmesine izin verir. Bundan ötürü içerde başka iyonlar da bulunsun bile elde edilen gerilim bilinmeyen çözeltideki yalnız hidrojen iyon yoğunluğundan ileri gelmektedir. Calomel elektrodun standard çözelti ile birleşimine ticari olarak "cam elektrod" denir. Öteki calomel elektrod ile bilinmeyen çözelti arasındaki elektriksel bağlantı, Şek. 10-15 de belirtildiği gibi bir toplu iğne deliği aracılığıyla sağlanır.

Bu standard sistem ile elde edilen gerilim cinsinden bilinmeyen çözeltinin pH si Denk. (10-17) ve (10-18) den

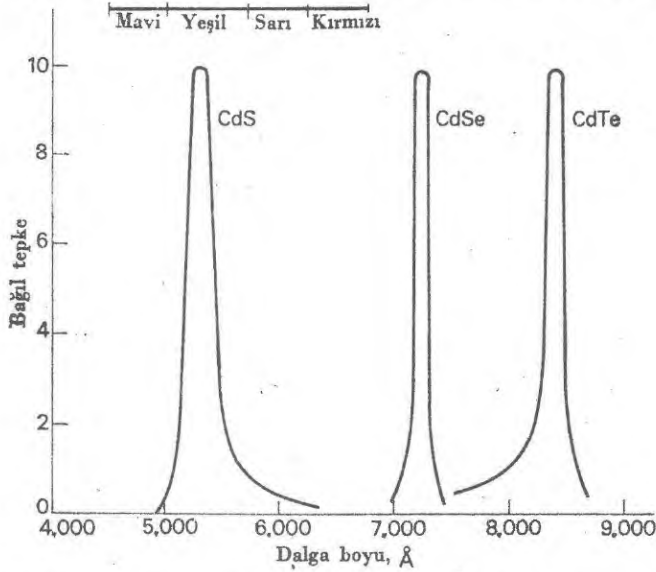
$$\text{pH} = \frac{V + 0,106}{0,0592} \quad (10-19)$$

dir. Burada 0,106 V sabiti calomel-standard çözelti gerilim farkı ve payda ise RT / F_Y nin oda sıcaklığı ile hesaplanan değeridir. pH nin elektrodlar arasındaki gerilim farkının doğrusal bir fonksiyonu ve nötür bir çözeltinin geriliminin $7 \times 0,0592 = 0,4144 \approx 0,4$ V olduğuna dikkat ediniz. Bu gerilim farkı, hücreyi yüklemesini ve dolayısı ile uç gerilimini azaltmasını önlemek amacıyla son derece büyük bir giriş impedansı olan bir ölçü aygıtı ile ölçülmelidir. Küçük hidrojen iyonları bile cam çeperden bazı zorluklarla geçer ve bu oldukça büyük bir iç direnç oluşturur. *Elektrometre* diye adlandırılan uygun büyüklükte giriş impedansı olan voltmetreler sonraki bir kesimde incelenecektir.

Fotoseller

Kırmızı ötesinden mor ötesine kadar dalgaboylarındaki ışık enerjisi çeşitli biçimlerdeki *fotosellerle* detekte edilir ve ölçülür. Oldukça çok kullanılır olmasına rağmen basit bir fotosel, küçük bir yarı-iletken parçası üzerinde iki elektriksel değme noktası oluşturularak elde edilir. Değme noktaları arasındaki yarı-iletkeninin direnci yüzey üzerine çarpan ışık enerjisinin şiddetine bağlıdır. Soğurulan ışık fotonları, yarı-iletken içerisinde akım taşıyıcıları olarak davranan elektronları ve elektron boşlukları oluştururlar. Yarı-iletken bir fotoselin tepkisi, yasak enerji aralığının genişliğinden daha az olan foton enerjileri için sıfırdır, çünkü bu fotonların, yasak enerji aralığı kanalıyla bağlanma şeridinden iletkenlik şeridine elektronları uzaklaştırabilecek kadar yeterli enerjileri yoktur. Fototepki aynı zamanda kısa dalgaboylarında da (yüksek foton enerjileri) küçüktür, çünkü yüksek enerjili fotonlar yüzey tabakalarında oldukça fazla soğurulurlar ve yarı-iletkenin çoğu etken değildir. Bundan ötürü, yasak enerji aralığının genişliğine karşılık gelen foton enerjilerinde tepki, Şek. 10-16 da bilinen foto-iletken maddeler CdS, CdSe ve CdTe için gösterildiği gibi, bir maksimumdur. CdS fotoselleri spektrumun görünür bölgesinde kullanışlıdır, CdSe kırmızı ışığa en duyarlı olanıdır ve CdTe kırmızı ötesine yakın ışınlara tepki gösterir. Kırmızı ötesi detektörleri olarak yaygın biçimde kul-

lanılan öteki yarı-iletkenler PbS ve PbSe dir. Bunlar 0,37 ve 0,27 eV luk yasak enerji aralığına karşılık gelmek üzere sırasıyla 3,0 ve 4,5 mikronda işe yararlar. Ayrıca InSb, 0,18 eV gibi küçük bir yasak enerji aralığı olduğu için 7 mikrona kadar uzun dalga boylarındaki ışınımlara tepki gösterebilir.



Şekil 10-16. CdS, CdSe ve CdTe fotosellerinin dalgaboyu tepkileri. Maksimum tepki yasak enerji aralığının genişliğine eşit foton enerjilerinde elde edilir.

Dalgaboyu tepki eğrisinin tepe değerinde bir fotoselin duyarlılığının yararlı bir ölçüsü *G kazancıdır*. Kazanç, ışınlandırarak saniyede üretilen akım taşıyıcılarının sayısının saniyede soğurulan fotonların sayısına oranıdır. Demek oluyor ki fotonla üretilen bir elektronun bağlanma şeridindeki bir elektron boşluğu ile birleşmeden önce iletkenlik şeridinde geçirdiği ortalama zaman τ nun elektrodlar arasından akım taşıyıcıların geçiş zamanı T ye oranı kazançtır ve

$$G = \frac{\tau}{T} \quad (10-20)$$

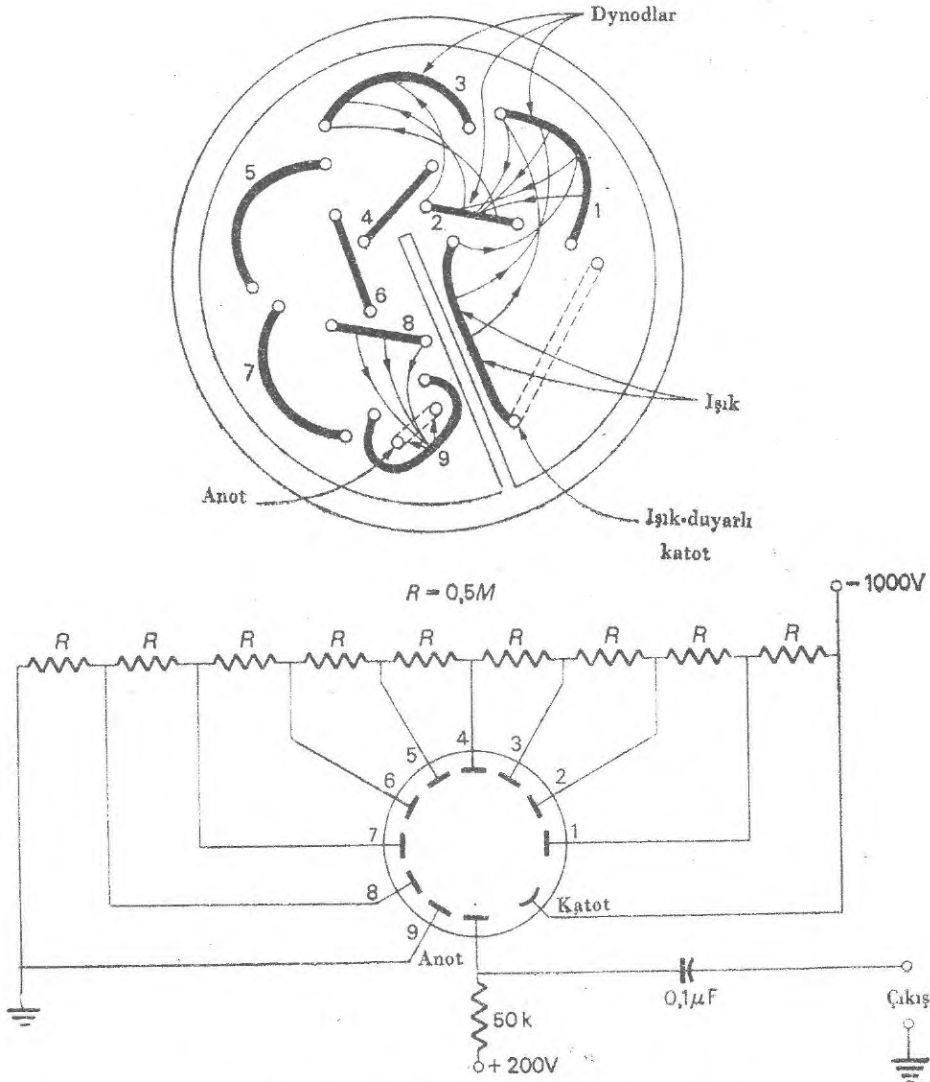
yazılabilir.

Denklem (10-20) ye göre, yüksek duyarlı yavaş bir tepki durumunu anlatır. Başka bir deyimle, zaman sabiti τ yu artırarak büyük bir kazanç değeri elde edilir. τ , aynı zamanda ışık şiddetindeki ani değişimlere karşı foto-iletkenin tepki hızını belirler. Hızın ikinci derecede önemli olduğu durumlarda oldukça duyarlı olduklarından basit foto-iletkenler kullanılır. Çoğu kez, ışınlandırma olayının etkisi ile fotoseldeki direnç değişimi, fotoseli bir d.a. gerilim kaynağı ve bir yükü seri bağlayarak ölçülür. Yük direncinin uçları ara-

sındaki gerilim düşmesi, foton soğurulmasının sonucu yarı-iletkendeki direnç değişimlerine karşılık gelir.

Ani tepki zamanı ile birlikte yüksek duyarlık, *foto-çoğaltıcı* ya da *FÇ* tüp denen bir vakum-tüp fotoselde elde edilebilir. Bu tüp, ışığa karşı duyar bir katot ve Şek. 10-17 de gösterildiği gibi "dynod" denen birçok ek elektrottan oluşur. Dynodlar gittikçe artan gerilimlerde tutulur, öyleki foto-katottan ya da önceki bir dynoddan yayınlanan elektronlar yüzeyden elektronları sökebile-

ANALOG ME



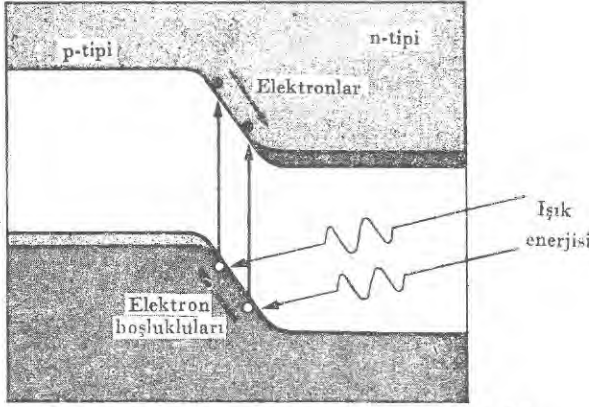
Şekil 10-17. Fotoçoğaltıcı tüpün iç yapısı ve tipik devresi.

cek kadar yeterli enerji kazanacak biçimde sonraki dynoda doğru hızlandırılırlar. Dynodların yüzeyi özel olarak yapılır, böylece yüzeye çarpan her elektron için birden fazla elektron yayınlanır ve bunlar dynoddan dynoda ilerlerken elektronların sayısı uygun biçimde artar. Elektronlar sonunda çıkış akımı olarak anotta toplanır. $F\dot{C}$ tüplerinde 10^6 mertebesinde kazançlar elde edilebilmektedir, bundan ötürü, fotokatottan yayınlanan yalnız bir tek elektronun bile detekte edilme imkânı vardır. Ayrıca, tepki zamanı, elektronların doğrudan geçiş zamanına bağlıdır ve yukarıdaki olgulara göre çabuktur. Bir $F\dot{C}$ fotoseli kullanarak yüzlerce megahertzlik frekanslarda yararlı tepki elde etme imkânı vardır.

Hem foto-iletkenler ve hem de $F\dot{C}$ tüpleri, düzgün olmayan dalgaboyu tepkisinin yararsızlıklarından zarar görürler, çünkü foton enerjileri, birinci durumda elektron-elektronboşluğu çiftlerinin yaratılmasına ve öteki durumda ise foto-elektrik yayınlanmasına neden olacak kadar yeterli olmalıdır. Bu demektir ki, foton enerjilerinin oldukça küçük olduğu uzak-kırmızı ötesi ışımlara karşı tepki önemsizdir. Düşen ışımların oluşturduğu sıcaklık değişimlerini ölçen *termistör balometre* detektörleri, bütün dalgaboylarında, küçük olmasına rağmen düzgün bir tepkiye sahiptir. Bilinen termistörler (bu isim, "sıcaklığa duyarlı dirençler" sözcüklerinin kısaltılmasından gelmektedir) oksitli bir yarı-iletken maddeden oluşurlar ve dirençleri sıcaklıkla üstel olarak, hızlı değişim gösterirler. Bu durum yarı-iletkenlere hastır. Detektör, kendisine etki eden ışımanın yalnız duyar elemanın sıcaklığını artıracak biçimde çevresinden ısısal olarak yahtılmış küçük bir termistörden oluşur. Sıcaklık artışı, yalnız soğurulan enerji miktarına bağlı olduğundan (bireysel foton enerjilerinden bağımsız), tepki bütün dalgaboylarında elde edilir. Gerçekten, termistör bolometreleri, mikrodalga frekanslarında bile kullanılmaktadır.

Termistör bolometrenin direncindeki değişim, çoğu kez, Şek. 10-13 de zorlanma ölçeri için gösterilene benzer bir d.a. köprüsü ile ölçülür. Yine zorlama durumunda olduğu gibi, oda sıcaklığındaki değişimleri dengelemek için ikinci bir termistörün devreye yerleştirilmesi çok kullanılan bir yöntemdir. Genellikle bu ikinci termistör de, detektör elemanı ile aynı yere yerleştirilir fakat düşen ışımlardan korunur. Daha önce tartışılan öteki fotoseller kadar duyar olmamakla birlikte, termistör bolometre, cismin sıcaklığındaki bir derece santigrad kadar küçük bir değişime karşılık gelen kırmızı ötesi ışımlardaki bir değişimi algılayabilmektedir. Ayrıca, termistörler, çoğu kez, elektrik termometreleri olarak kullanılır ve 10^{-6} °C kadar küçük sıcaklık farklarını ölçebilme yeteneğindedirler.

Ani tepkisi ve iyi duyarlılığı olan pek çok yarı-iletken fotosel, ters önerilimlenmiş bir *pn* eklemine dayanmaktadır. Eklem bölgesinde soğurulan fotonlar, elektron ve elektron boşlukları yaratırlar ve bunlar Şek. 10-18 de olduğu gibi eklem zıt taraflarına doğru sürüklenirler. Toplanan taşıyıcılar,



Şekil 10-18. pn-eklemlili fotoselin enerji-şeridi modeli.

ters akımda bir artış biçiminde gözlenir. Bir *pn* eklemine genişliği oldukça küçük olduğundan, Denk. (10-20) deki direk geçiş zamanı T de küçüktür ve hızlı tepki zamanları için bile G için uygun bir değer elde edilebilir. *pn*-eklem yapısının başka bir üstünlüğü de karanlıkta eklemdeki ters akımın, aynı uygulama geriliminde basit bir yarı-iletken parçasındaki akım ile karşılaştırıldığında, oldukça küçük olmasıdır. Bu demektir ki, foton soğurulması ile oluşturulan ek taşıyıcılar daha büyük duyarlılıkla algılanabilir. Bu sebepten ötürü, InSb kırmızı ötesi detektörler her yerde *pn*-eklemi biçiminde yapılmaktadır. Ayrıca, karanlıkta ters akımı azaltmak ve mümkün olan en iyi duyarlılığı elde etmek amacıyla bu detektörleri soğutmak gerekmektedir.

Eklem bölgesinde yaratılan elektron ve elektron boşluklarının, uygulanan herhangi bir gerilim olmasa bile bir *pn*-eklemindeki iç gerilim yükselmesi nedeniyle eklem yakınında toplandıklarına dikkat ediniz. Şek. 10-18. Bu demektir ki ısılandırılan bir *pn*-eklemi bir üretici gibi davranır. *n*-tipi ve *p*-tipi bölgelere bağlanan uçlar arasında, iç gerilim basamağına eşit bir açık-devre gerilimi vardır. Üreticinin kısa-devre akımı eklemdeki ısılanma şiddetine bağlıdır. Uzay peyklerinde bir enerji kaynağı olarak kullanılan güneş üreticilerinin çalışma ilkesi buna dayanmaktadır. Çoğu kez, silisyum güneş üreticileri kullanılmaktadır, çünkü silisyumdaki yasak enerji aralığının genişliği güneşten gelen ışık enerjisinin dalga boyu dağılımı ile yeterince uyumaktadır. Benzer fotoseller, aynı zamanda, otomatik-iris fotoğraf makinelerinde ve ışığa açık tutma zamanını ölçen cihazlarda da kullanılır.

β ışınları ve α ışınları gibi bir hayli iyonlaştırma yeteneği olan ışınlar bir *pn*-eklemi ile algılanabilir. Eğer bir α parçacığı eklemle çarparsa, enerjisi elektron ve elektron boşluklarının yaratılmasına harcanır ve bunlar sonunda eklemdeki alanın etkisiyle toplanır. Bu olaya karşılık gelen çıkış akım pulsu, çarpan parçacığın enerjisinin bir ölçüsüdür. Bundan ötürü, bir *pn*-eklemlili

ışınım detektörü, yalnız nükleer radyasyonun varlığını işaret etmekle kalmaz aynı zamanda bireysel parçacıklarının enerjilerini de ölçer. Çoğu kez, parçacığın tamamıyla eklem bölgesine soğurulmasından emin olmak için geniş bir *pn*-eklemi olan detektörlerin kullanılması istenebilir. Ayrıca, eklem yarı-iletkenin yüzeyine çok yakın olmalıdır. Bu sağlanırsa, taşıyıcıların toplanmasının güç olduğu eklemden uzak kesimlerde taşıyıcıları yaratmada oldukça az enerji kaydedilir. Bu ihtiyaçlar normal olarak transistör üretiminde kullanılanlardan farklı olarak, *pn* eklemli ışınlam algılayıcıları için özel yapım yöntemlerine götürmüştür.

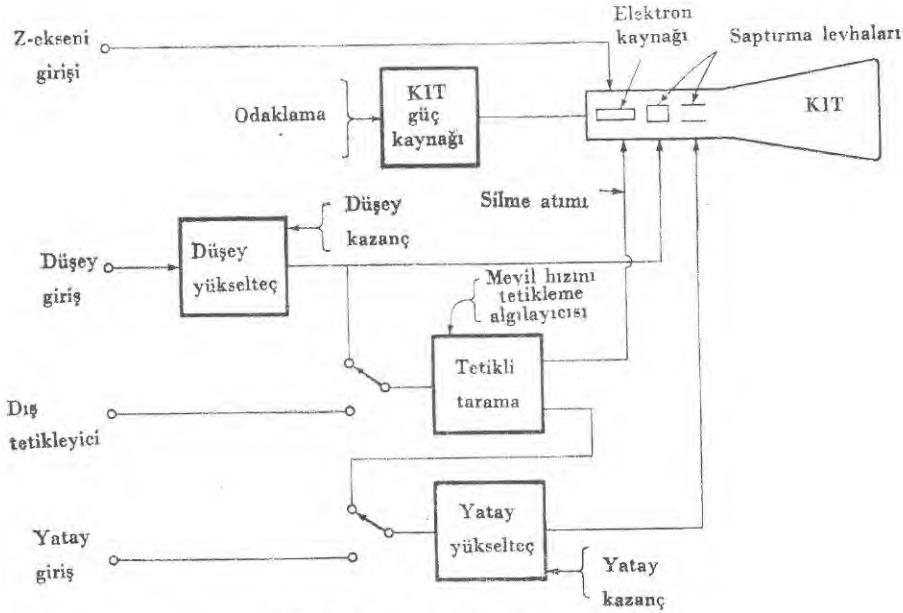
ANALOG CİHAZLAR

Osiloskoplar

Katod-ışını osiloskobu diye bilinen oldukça yetenekli cihazın devrelerine ve uygulamalarına daha önce bir kaç kez değindik. Tipik bir cihazın Şek. 10-19'daki eksiksiz blok gösterimi, katod ışını tüpünün dikey ve yatay saptırma levhalarına çiftlenmiş dikey ve yatay yükselteçleri, doğrusal bir yatay tarama sağlayan tetikli testere-dişli ya da meyil üretici ve uygun güç-kaynağı devrelerini içermektedir. En çok kullanılan çalışma biçiminde, incelenecek dalga-biçimi düşey giriş uçlarına uygulanır. Düşey yükselteç, genliği, elektron demetinin düşey bir sapmasını önemli ölçüde sağlayacak biçimde yeterince artırır. Yükseltilen işaretin bir kesimi, tarama işaretini giriş dalgabıçımı ile eş-zamanlı yapmak için tarama üreticine tetikleyici bir puls sağlamak üzere kullanılır. Tarama üreticinin çıkışı yükseltilir ve yatay saptırma levhalarına uygulanır. Tarama üretici aynı zamanda, katod ışını tüpünün (KIT) elektron kaynağına bir puls sağlar. Bu puls başlangıçta dönüş süresinde elektron ışını ortadan kaldırır, böylece ışık beneği önemli bir iz bırakmaksızın başlangıç noktasına dönebilir.

Bazan düşey işaret genliği büyümeden önce taramayı başlatmak gerekli olursa, tarama üreticini dıştan bir işaretle tetiklemek üstünlük kazandırır. Bu amaç, için üretici girişinin bağlanabileceği bir dış tetikleme girişi bırakılır. Lissajous şekillerinde (Böl. 2) olduğu gibi, doğrusal taramaya ihtiyaç duyulmadığı zaman, yatay yükseltecin girişi yatay giriş uçlarına bağlanır ve dış dalgabıçımları yatay ve düşey saptırma levhalarının her iksine de uygulanabilir. Elektron kaynağındaki ızgara gerilimini değiştirerek elektron ışınının şiddetini değiştirme imkânı da vardır. Bu imkân yatay (*x*-ekseni) ve düşey (*y*-ekseni) girişlerinden ayırdetmek için alışlageldiği üzere *z*-ekseni girişi olarak bilinen dış bir girişle sağlanır.

Düşey ve yatay yükselteçler, çoğu kez, d.a. çiftlenimli fark yükselteçleridir. Ekran üzerindeki sapmaların genliğini ayarlamak için gerilim bölücü kazanç düğmeleri vardır. Genel olarak kullanılan birçok farklı tarama devreleri

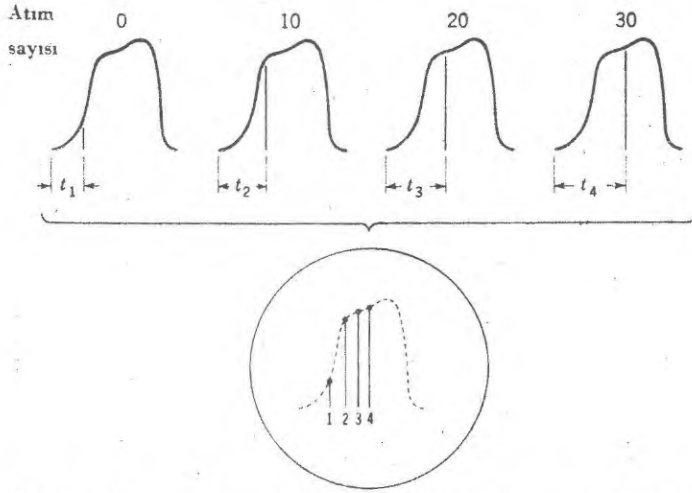


Şekil 10-19. Osiloskobun blok gösterimi.

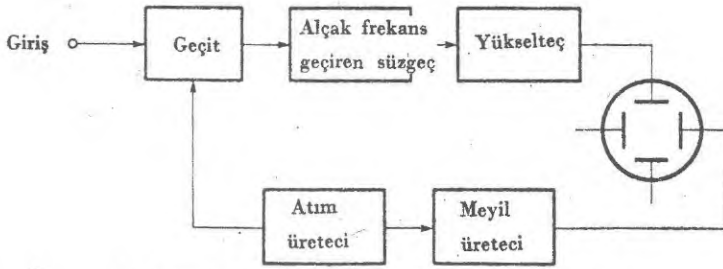
vardır; bunlardan biri önceki bölümde belirlenmişti. Burada, en iyi dalgabıçımı gösterimi için taramayı ayarlamak amacıyla tarama-hızı ve tetikleme duyarlılığı kontrolleri gereklidir. KIT için güç kaynağı, odaklama ve iz şiddetinin en iyi değerini elde etmek üzere elektron kaynağı elemanlarına uygulanan d.a. gerilimleri ayarlanabilecek biçimde yapılr. Benzer biçimde, tüpün ekranı üzerinde benneğin durgun konumu, hem yatay hem de düşey saptırma levhaları üzerindeki d.a. gerilimlerini değiştirerek ayarlanır.

Alışlagelen bir osiloskobun oldukça yüksek frekanslı işaretleri gösterme yeteneği, düşey yükseltecin yüksek frekansları kesmesi ve yüksek benek hızlarında katod ışını tüpünün ekranının aydınlatıcı etkinliği ile sınırlandırılır. KIT cihazlarının yeteneğine bir örnek olarak, *örnekleme osiloskobunu* göz önüne alalım. Bu alışlagelen bir osiloskobun frekans sınırının çok üstündeki frekanslarda peş peşe gelen dalgabıçılarını gösterebilmektedir. Girişteki dalgabıçımının genliği, periyodu içerisinde peş peşe gelen noktalarda örneklenir ve sonra KIT ekranı üzerinde dalgabıçımının bir kopyası verecek biçimde yeniden birleştirilir. Giriş işareti peş peşe gelmekte olduğundan, örnekleme, Şek. 10-20 de gösterildiği gibi, her onuncu devirde bir yapılabilir. Bu demektir ki örnekleme ve gösterme devreleri giriş frekansının yalnız onda birinde çalışırlar.

Bir örnekleme osiloskobunun temel devre gösterimi, Şek. 10-21 bir sıra ardışık geçikmeli puls oluşturan bir puls üretici ve yalnız puls süresince çalışan bir geçit devresi içermektedir. Geçit çıkışı, bir alçak frekans-geçiren



Şekil 10-20. Her onuncu devirde bir birini izleyen giriş dalga biçiminin örneğini alarak, dalgabıçımı, giriş frekansının yalnız onda birine eşit bir maksimum frekans tepkisi olan devreler yeniden yapılabilir.



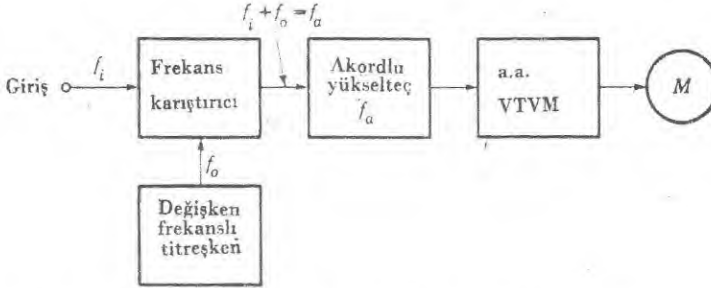
Şekil 10-21. Örnekleme osiloskobunun blok gösterimi.

süzgeçten geçirilir ve KIT e uygulanır. Devrenin çoğunun işaret frekansını kullanabilme yeteneğinde olmasına ihtiyaç duyulmasa bile, puls üretici oldukça keskin pulslar üretmelidir. Bu görevi yapabilecek pek çok farklı devreler vardır. Son derece dar pulsların üretilmesinin bunlara karşılık gelen frekanslarda kazancı yeterince yüksek olan bir yükseltecin yapımından daha kolay olduğu bir gerçektir.

Dalgabıçımı Çözümleyicileri

Bölüm 2 de tartışılan Fourier çözümleme yöntemine göre, karışık dalgabıçımları harmonik olarak bağımlı sinüs dalgalarının bileşimleri biçiminde düşünülebilir. Bir dalgabıçımındaki frekans birleşenlerinin genliklerini bulma yeteneğinde olan ve *dalgabıçımı çözümleyicileri* olarak bilinen cihazlar aslında deneysel olarak Fourier çözülmesi yaparlar. Başka bir deyimle bunlar frekans, ölçüm cihazlarıdır.

Bir dalgabıçımı çözümleyicisi aslında keskin bir biçimde akord edilmiş bir a.a. yükselteç-voltmetresi olup yalnız bir frekansta önemli bir tepki gösterir. Yükseltecin tepki frekansında bir işaret oluşturmak için, giriş işareti değişken frekanslı bir sinüsel osilatörün çıkışı ile birleştirilir, Şek. 10-22. Yani Denk. 4-17 ye göre, uygun biçimde karıştırılan iki sinüs dalgası, toplam (ve fark) frekansa eşit bir frekansda bir sinüs dalgası oluştururlar. Eğer giriş dalgabıçımı f_i gibi bir frekans bileşenine sahipken osilatör frekansı f_o ise ve



Şekil 10-22. Karışık dalgabıçımındaki frekans bileşenlerini bulmaya yarayan dalga biçimi çözümleyicinin blok gösterimi.

$$f_i + f_o = f_a \quad (10-21)$$

frekans şartı sağlanırsa, birleşim bir çıkış işareti verecektir, burada f_a akordlu yükseltecin merkez frekansıdır. Böylece, verilen bir aralıkta osilatör frekansını akordlayarak, giriş dalgabıçımının her bir frekans bileşeni Denk. (10-21) i sağladığı zaman çıkıştaki ölçü cihazı sapma gösterir. Ölçüm cihazının sapmasının büyüklüğü, her giriş işareti bileşeninin genliği ile orantılıdır. Bu yolla giriş dalgabıçımının tüm frekans bileşenleri bulunur.

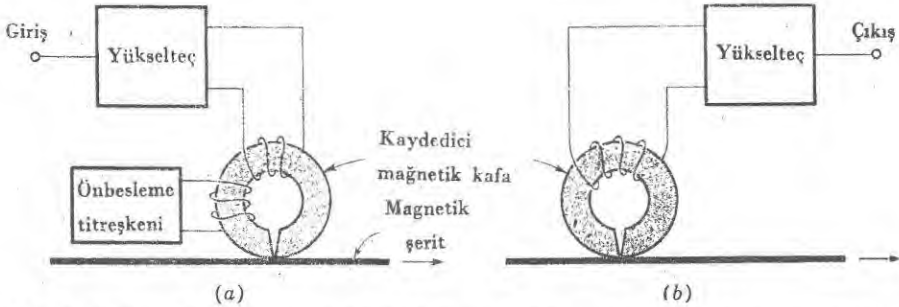
Farklı frekanslarda iki dalgaının üst üste binmesiyle doğan girişim tekniği, mümkün olan en büyük frekans bölgesini elde etmek için yalnız yükseltecin kendisini akord etmeye yet tutulur. Geniş bir şerit bölgesinde çıkış frekansları verebilen bir osilatör devresi, aynı frekans aralığını tarayabilen akordlanabilir bir yükselteçten daha basittir. Ayrıca sabit-akordlu bir yükseltecin sabit bir tepe tepkisi ve yükseltile frekans-şeridi belirtgeni vardır ve ikisini de akordlanabilir bir sistemde başarmak güçtür. Dalgabıçımı çözümleyicinin frekans göstergesi f_a-f_i cinsinden ayarlanır böylece bilinmeyen frekans doğrudan doğruya okunur.

Magnetik Kaydedici

En kullanışlı işaret kaydetme düzeneklerinden biri *magnetik -kaydedici* ilkesine dayanır. Bu kaydedicide, herhangi bir elektrik dalgabıçımının ferromagnetik bir karta ya da şeride mıknatıslanma biçiminde kaydedilir. Kaydettikten sonra şerit cihazdan yeniden geçirilir ve başlangıçtaki giriş işaretine karşılık

gelen bir gerilim işareti elde edilir. Eğer gerekirse, bu yöntem işaretin yinelenerek gözlenmesini ve istenildiği kadar farklı tekniklerle dalgabıçımının incelenmesini mümkün kılar.

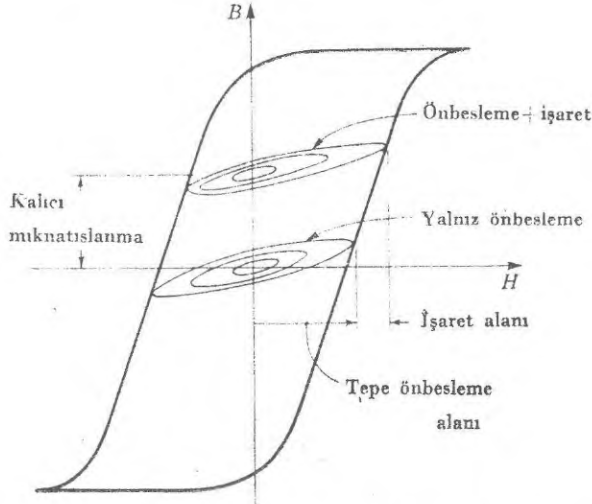
Magnetik şerit, çoğu kez, plastik bir şerit üzerine ferromagnetik bir oksit tozunun kaplanması ile oluşturulur ve kaydedici kafanın magnetik alanı ile giriş işaretine uygun olarak mıknatıslanır, Şek. 10-23 a. İşaret akımı, kaydedici kafanın çekirdeğinde iyi bir biçimde belirlenen aralıkta bir magnetik alan oluşturur ve bu alan, şerit aralıktan geçerken onu devamlı biçimde mıknatıslar. Aynı zamanda, kaydetme sürecinin doğrusallığını geliştirmek amacıyla kaydedici kafaya yüksek frekanslı bir a.a. önbesleme işareti de uygulanır. Kaydedilen işaret yeniden ortaya çıkarılmak istenildiği zaman, Şek. 10-23b de gösterildiği gibi, şerit yine kafanın önünden geçirilir ve şeridin magnetik alanı kafadaki kangalda bir gerilim oluşturur. Şeridin mıknatıslanması ilk işarettaki değişimlere karşılık geldiğinden, kafada oluşturulan gerilimler giriş dalgabıçımının bir kopyası olur. Yineleyerek oynatma (çalma) şeridini mıknatıslanmasını değiştirmez, bundan ötürü işaret istenildiği kadar yeniden üretilebilir.



Şekil 10-23. Magnetik kaydetme tekniklerini kullanarak elektriksel işaretlerin (a) kaydedilmesi (b) yeniden elde edilmesi.

A.a. önbesleme frekansının etkisi, Şek. 10-24 deki histeresis ilmekle gösterildiği gibi magnetik şeridin doğrusal olmayan tipik özelliklerini düşünererek anlaşılabilir. A.a. önbesleme yoksa kaydedilen mıknatıslanma işaret alanının doğrusal bir fonksiyonu olmaz ve yeniden çalındığından elde edilen işaret oldukça bozuk olur. A.a. önbesleme, Şek. 10-24 de gösterildiği gibi, şeridin mıknatıslanmasının küçük histeresis ilmekler çizmesine neden olur. Şeridin herhangi bir kesimi kaydetme aralığından uzaklaştığı zaman ilmeklerin büyüklüğü sifıra iner. Bundan ötürü, işaret olmadığı durumlarda doğan mıknatıslanma sifıra eşittir. İşaret alanı, kalıcı mıknatıslanma sonlu bir değer alacak biçimde küçük ilmeği hareket ettirir. Büyük histeresis ilmeğinin kenarlarının doğrusal olmasından ötürü kalıcı mıknatıslanma ve işaret alanı arasındaki bağlantı doğrusaldır. A.a. önbesleme işareti maksimum işaret frekansının beş katı mertebesinde ve tepe genliği yaklaşık olarak şeridin "geriçağırıcı"

kuvvetine (şeritteki kalıcı mıknatıslanmayı ortadan kaldırmak için gerekli magnetik alan) eşittir.



Şekil 10-24. A.a. önbeslemesinin etkisi, şerit kaydedici kafanın altından geçerken magnetik şerit mad- desinin küçük histeresis ilmekler oluşturmaya neden olmaktadır. Bu durumda, kalıcı mıknatıslanma işaret magnetik alanının doğrusal bir fonksiyonudur.

Kaydedilebilen en yüksek frekans, şerit hızına ve kaydedici-yeniden çalıcı kafadaki aralığın genişliğine bağlıdır. Frekansı ω olan sinüsel bir kaydetme- den doğan etkin (kok) yeniden çalma gerilimi V ,

$$V = MN\omega \frac{\sin(\omega l/2v)}{\omega l/2v} \quad (10-22)$$

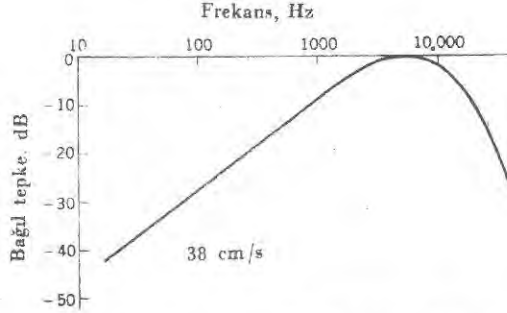
dir, burada M şeritteki etkin magnetik işaret akısı, N yeniden çalıcı kafanın kangalındaki sarım sayısı, l kafadaki aralık ve v şerit hızıdır. Denklem (10-22) ye göre, yeniden çalma gerilimi düşük frekanslarda küçük olup sonra bir mak- simuma yükselir ve

$$\frac{\omega_m l}{2v} = \pi \text{ ya da } f_m = \frac{v}{l} \quad (10-23)$$

olduğu zaman keskin bir biçimde sıfıra düşer. $f = v/\lambda$ olduğundan, Denk. (10-23) aynı zamanda

$$\lambda_m = l \quad (10-24)$$

biçiminde de yazılabilir. Denklem (10-24) ün anlamı, yeniden çalınabilecek minimum dalgaboyu kafadaki aralığın genişliğine eşittir. Yani, Denk. (10-23) gereğince maksimum frekans şerit hızına bağlıdır. Şekil 10-25 de verilen de- neysel sonuçlar Denk. (10-22) ile genellikle uyuşmaktadır.



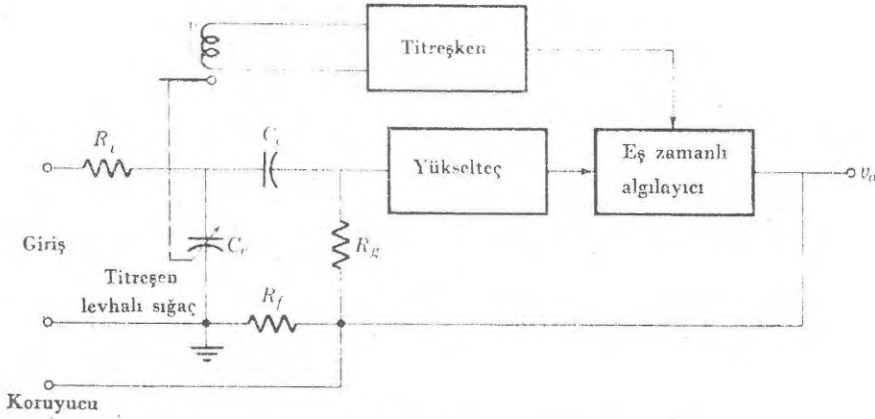
Şekil 10-25. Magnetik kaydedicinin, işaretin yeniden elde edilmesini sağlayan kafasının deneysel frekans-tepki belirtgeni. Yüksek frekanslardaki düşüş kafadaki aralığın büyüklüğü ile belirlenir.

Düşük frekanslarda yeniden çalma işaretindeki düşüş, uzun dalga boylarında akının değişim hızının küçük oluşunun bir sonucudur. Düzgün frekans tepkisi, yüksek frekanslarda azalan kazanca ve düşük frekanslarda büyük kazanca sahip olan dengeli bir yeniden çalma yükseltecinin kullanılması ile elde edilir. Yüksek frekans tepkisi, kaydedici kafadaki aralığın açıklığına ve şerit hızına bağlıdır. Böylece değişkenlerin uygun bir biçimde seçilmesi ile, 10 MHz e kadar yüksek frekanslarda çalışma imkânı doğar.

Magnetik kaydedicilerin en çok kullanımı, tamı tamına giriş işaretinin genlik ve frekans belirtgenlerini yine üretmek ise de, başka pek çok ihtimaller de getirir. Örneğin, Denk. (10-23) gereğince yeniden çalma frekansı şerit hızına bağlıdır. Bundan ötürü, oldukça uzun süreli, düşük frekanslı bir kayıt, yüksek şerit hızında yeniden çalınabilir. Elde edilen yüksek frekanslı işaret, kaydetme için gerekli zamandan daha kısa bir zamanda çözümlenebilir. Tersine, yüksek frekanslı bir kayıt, yavaş bir şerit hızında yeniden çalınabilir. Bu durum işarettaki frekans bileşenlerinde bir azalışa neden olur. Bu yolla, işaret, yalnız düşük frekans yeteneği olan cihazlarla bile çözümlenebilir. 1000 den büyük sıkışma ya da genişleme oranları mümkündür.

Elektrometre

Titreşen-levhali elektrometre, çok zayıf elektrik akımlarını ölçmek için elektromagnetik olarak sürülen titreşen bir kondansatör kullanır. Titreşen kondansatör bir a.a. işareti oluşturur, bu işaret yükseltilir, doğrultulur ve giriş devresine geri verilir. Bu sistem, tamamıyla Böl. 7 de tartışılan içkenetli yükseltece benzer ve bu devrenin kararlılık ve duyarlık üstünlüklerine sahiptir. Çoğu kez, titreşen kondansatör, C_e , Şek. 10-26, bir osilatörden çıkan sinüsel bir gerilimle elektromagnetik olarak titreştirilen küçük bir metal levhadır. Osilatör çıkışından, aynı zamanda, giriş işaretine göre bir d.a. çıkış gerilimi oluşturmak için eşzamanlı detektöre de bir işaret verilir. Levhanın mekanik titreşimi, karışımında bulunan sabit bir elektrotla birlikte levhanın sıgasında sinüsel bir değişim oluşturur. Kondansatör üzerine depolanan Q_e yükü,



Şekil 10-26. Titreşen-levhali elektrometrenin blok çizimi.

$$v_e = R_i V_e \frac{dC_e}{dt} \quad (10-25)$$

değerinde bir a.a. gerilimi üretir ve bu gerilim yükselteç girişine uygulanır.

Titreşen-levhali elektrometrenin çalışması, Şek. 10-26 ya baş vurarak aşağıdaki biçimde incelenir. Giriş uçlarına uygulanan bir Q yükü levha sığası ve çiftlenim sığası C_e arasında bölüşülür, öyleyse C_e üzerindeki yük

$$Q_1 = \frac{QC_e}{C_e + C_c} \quad (10-26)$$

dir. Titreşen kondansatörden gelen a.a. işareti yükseltilir, doğrultulur ve geri besleme direnci R_f nin uçları arasında bir v_o çıkış gerilimi olarak belirir. Aynı zamanda, bu gerilim de C_e üzerinde bir yük oluşturur ve bu yük,

$$Q_2 = \frac{v_o}{1/C_c + 1/C_e} = \frac{v_o C_e C_c}{C_e + C_c} \quad (10-27)$$

ile verilir. Bundan ötürü, C_e üzerindeki toplam yük Denk. (10-26) ve (10-27) nin toplamıdır,

$$Q_e = Q_1 + Q_2 = \frac{C_e}{C_e + C_c} (Q + v_o C_c) \quad (10-28)$$

Sistemin tüm kazancı A , çıkış geriliminin titreşen sığacın uçları arasındaki d.a. gerilimine oranıdır, öyleyse

$$v_o = -A \frac{Q_e}{C_e} \quad (10-29)$$

dir. Kazanç, titreşen levhanın sığasında Denk. (10-25) ile belirlenen etkin değişim ile birlikte yükselteç kazancını ve doğrultucunun verimini içerir. Denklem (10-29) dan Q_e değeri çekilip Denk. (10-28) de kullanılır ve elde edilen bağıntıdan çıkış gerilim bulunursa,

$$v_o = \frac{Q}{C_e + (C_e + C_c)/A} \approx - \frac{Q}{C_e} \quad (10-30)$$

sonucu elde edilir; tüm geribeslemeli yükselteçlerde olduğu gibi A büyükse bu yaklaşım doğrudur.

Denklem (10-30) a göre, çıkış gerilimi giriş yükünün doğrudan doğruya bir ölçüsüdür. Çıkış gerilimi, bilinen bir d'Arsonval ölçü cihazı ile ölçülür. Özenle yapılan titreşen levhalı elektrometreler bir kaç yüz elektrona eşdeğer olan 10^{-16} coulomb kadar küçük yükleri ölçebilme yeteneğindedirler. C_e nin yüklenme hızını zamanlayarak ya da bilinen büyük bir dirençle giriş uçlarını şöntleyerek oldukça küçük akımlar ölçülebilmektedir. Saniyede bir kaç yüz elektrona karşılık gelen 10^{-17} A mertebesindeki akımlar detekte edilebilir.

Giriş direnci R_i , kaynağın sığasından cihazı yalıtım amacıyla kullanılır. Bu yalıtım gereklidir, çünkü C_e ile paralel konumdaki herhangi bir sabit sığa titreşen sığadaki net değişimi azalttığından etki bakımından titreşen levhanın oluşturduğu a.a. işaretini azaltır. Bu yalıtımı elde etmek için, $R_i C_e$ zaman sabiti levhanın titreşim periyodundan daha büyük yapılır. Aynı zamanda, geribesleme geriliminin aslında giriş gerilimine eşit olduğuna dikkat ediniz. Bundan ötürü, Şek. 10-26 da gösterilen *koruyucu* uç, üst giriş ucu ve devredeki öteki noktalar arasında istenmeyen kaçak akımlarını azaltmak amacıyla kullanılabilir. Bu noktalar koruyucu uca bağlandıkları zaman, gerilim farkı ihmal edilebilir ve geçici kaçak akımlar yok edilir.

GÜRÜLTÜ İŞARETLERİ

İncelenmek istenilen işaretle ilgisi olmayan akımlara ya da gerilimlere *gürültü* denir. Çünkü bunlar gerçek işaretle istenilmeyen girişimlerde bulunurlar. Gürültü gerilimleri ya elektronik cihazların temel çalışma düzeninden ileri gelir ya da uygun olmayan devre çizimi ve kullanımının bir sonucudur. İşaretleri mümkün olan en büyük doğrulukla belirtmek ve en zayıf işaretlerin yükseltilmesine izin vermek için gürültü etkilerinin minimuma indirilmesi önem taşımaktadır. Herhangi bir işaret üzerinde gürültünün etkisinin kolay bir ölçüsü *işaretin gürültüye oranıdır*. Bu, bir devrenin herhangi bir noktasındaki işaret gücünün gürültü gücüne oranı demektir.

Isısal Gürültü

Birçok yükselteç katı peş peşe eklendiği zaman, bir giriş işareti olmadığı zaman bile, çıkış uçlarında rastgele bir gürültü gerilimi gözükür. Bu çıkış gerilimi, giriş direncinde üretilen bir gürültü geriliminden ileri gelir. Herhangi bir direncin uçları arasında ortaya çıkan gürültü gerilimleri, direnç maddesindeki serbest elektronların rastgele hareketlerinden doğar. Bir iletkenindeki elektronlar, ısısal enerjileri nedeni ile amaçsız olarak serbestçe dolaşırlar ve verilen

herhangi bir anda direncin bir ucuna doğru yönelen elektronlar öteki ucuna doğru yönelenlerden çok olabilir. Bu durum, direncin uçları arasında küçük bir ani gerilim farkı oluşmasına neden olur. Verilen bir yönde hareket eden elektronların sayısı zamana göre değiştiği için gerilimin büyüklüğü de dalgalanır.

Bir direncin uçları arasındaki gürültü gerilimi gelişigüzel dalgalanma gösterdiğinden çeşitli frekansları içeren Fourier bileşenleri var demektir. Bundan ötürü, gürültü gerilimini şerit genişliğinin birim devir sayısı başına gürültü geriliminin karesinin ortalaması cinsinden belirtmek daha kolaydır. Bir R direnci için bu nicelik,

$$\langle \Delta v^2 \rangle = 4kRT \quad (10-31)$$

dir, buradaki k Boltzmann sabiti ve T mutlak sıcaklıktır. Denklem (10-31) ile verilen gürültü gerilimine, bu denklemi elde eden fizikçinin adını anmak için *Nyquist gürültüsü*, veya serbest elektronların ısısal uyarılmasını bir sonucu olması nedeniyle *ısısal gürültü* ya da onu ilk ölçen mühendisin adını anmak için *Johnson gürültüsü* denir.

Denklem (10-31) in anlamı aşağıdaki biçimde açıklanır. Herhangi bir direncin uçları arasında bir gürültü gerilimi gözükür. Herhangi bir cihazla ölçülen gürültü geriliminin büyüklüğü cihazın frekans tepkisine bağlıdır. Örneğin, 10000 Hz lik bir şerit genişliği olan bir voltmetre ile ölçüm yapıldığında oda sıcaklığında 1000-Ω luk bir direncin etkin gürültü gerilimi, Denk. (10-31) i kullanarak,

$$v = (1,65 \times 10^{-20} \times 10^3 \times 10^4)^{1/2} = 4,1 \times 10^{-7} = 0,41 \mu V$$

elde edilir. Oldukça küçük olan bu gerilim önemsiz değildir. Eğer giriş direnci 1000 Ω ise, kazancı 10^6 ve yükseltme şeridi 10-kHz olan bir yükseltecin çıkış gerilimi hemen hemen $\frac{1}{2}$ V olacak demektir. Hiçbir giriş işareti uygulanmasa bile bu çıkış gerilimi gözlenecektir.

Dirençlerin gürültü gerilimi frekanstan bağımsızdır. Bundan ötürü, beyaz ışık enerjisinin düzgün spektral dağılımına benzetilerek ısısal gürültüye "beyaz" gürültü denir. Herhangi bir devrede ısısal gürültünün varlığı, gürültüsüz bir dirençle seri bağlı olan ve Denk. (10-31) ile verilen bir gürültü üreticinin konulması ile açıklanır. Uygulamada genellikle bir yükseltecin yalnız giriş devresindeki dirençlerin ısısal gürültülerinin düşünülmesi gerekir. İlk katın kazancı, giriş direncinin yükseltilmiş gürültüsünü daha sonra gelen katlardaki dirençlerin gürültüsünden daha büyük yapar.

Isısal gürültü, her direncin temel ve önüne geçilmez bir özelliğidir. Her zaman var olan ısısal gürültü gerilimlerini minimuma indirmek için, bir yükseltecin tüm işaret bileşenlerini yeterince yükseltebilmesi amacıyla yalnız gerekli olan büyüklükteki bir şerit genişliği olmalıdır. Örneğin, eğer bir tek

frekanstaki işaretin yükseltilmesi istenirse, yükseltecin frekans tepkisi o frekansta keskin bir biçimde maksimum kılınmalıdır. Böylece, çıkıştaki toplam gürültü azaltılır, çünkü yükseltecin yalnız yükseltme şeridindeki frekanslara karşılık gelen gürültü bileşenleri yükseltilir. Böylece işaretin gürültüye oranı artırılır ve zayıf işaretler işe yararlı bir biçimde yükseltilebilir.

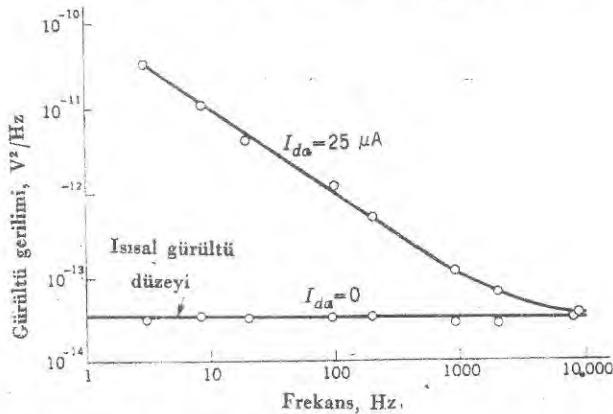
Akım Gürültüsü

Bazı dirençlerde doğru akım olduğu zaman, deneysel olarak ısısal gürültüden daha fazla gürültü gerilimleri gözlenir. Bu ek gürültünün fiziksel kaynakları pek açık olmamakla birlikte, birçok deneyler gürültünün düşük frekanslarda en fazla ve akımın karesi ile arttığını göstermektedir. Bu etki için deneye dayanan bir bağıntı,

$$\langle \Delta v^2 \rangle = K \frac{I^2}{f} \quad (10-32)$$

biçiminde verilebilir, burada K direncin geometrisini, direnç maddesinin türünü ve öteki etkenleri içeren ve deneye dayanan bir sabit, I d.a. akım ve f frekanstır. Denklem (10-32) ye göre, birim şerit-genişliği başına gürültü geriliminin karesinin ortalaması, frekansın tersi ile orantılıdır. Bundan ötürü olaya $1/f$ gürültüsü denir. Bu gürültü aynı zamanda I ya bağlı olduğundan, akım gürültüsü olarak da bilinmektedir.

$1/f$ gürültüsünün büyüklüğü, iletken maddesi ve onun fiziksel biçimi ile oldukça değişir. Bu gürültü, saf metallerde söz konusu değildir ve bundan ötürü tel-sarımli dirençlerde yalnız ısısal gürültü gözlenir. Öte yandan, birden fazla maddeden oluşan dirençler büyük bir $1/f$ gürültü düzeyi oluştururlar, Şek. 10-27. Bu gürültü, bu çeşit dirençlerde tanecikler arasındaki dokunmalarla ilgilidir. Böyle dokunmaların önemli olduğu bilinmekle birlikte, do-



Şekil 10-27. Karışımından oluşan 2,2 M Ω luk bir direncin deneysel gürültü gerilimi. Spektrumun, d.a. akımı olduğu zaman $1/f$ ve olmadığı zaman beyaz Nyquist gürültüsü olduğuna dikkat ediniz.

kunma etkilerinin önemsenemeyecek kadar az olduğu tek-kristal yarı-iletkenlerde de $1/f$ gürültüsü gözlenir.

Alçak-frekanslı gürültü düzeyini minimuma indirmek için, telli dirençler gibi $1/f$ gürültüsünün küçük olduğu direnç çeşitleri seçilir. İndüktansları nedeniyle tel-sarımlı dirençlerin uygun olmadığı yüksek frekanslarda kullanılan karışık maddelerden oluşan dirençlerin $1/f$ gürültüsü, ısısal gürültüye göre genellikle önemsenmeyebilir. Başka durumlarda, üretilen akım gürültüsünü azaltmak için gürültü yaratabilecek bileşenlerdeki doğru akım minimuma indirgenmeye çalışılır. Verilen herhangi bir devredeki toplam akım gürültüsü gerilimi, yükseltecin frekans tepkisi belirtgeni üzerinden Denk. (10-32) nin integralini alarak bulunur.

Düşük frekanslarda etkin olan $1/f$ gürültüsü, aynı zamanda vakum tüplerde ve transistörlerde de vardır. Bu gürültü vakum tüplerde çoğu kez, *pır pır gürültü* diye bilinir ve özellikle, yayıcı yüzeyi başta olmak üzere yarı iletken katot maddesinden doğar. Transistörlerdeki gürültü yüzey durumları başta olmak üzere yarı-iletken özelliklerinden ileri gelir.

Transistörlerdeki Gürültü

Transistörlerde aynı zamanda başka gürültü etkileri de vardır. *Atış gürültüsü*, bir *pn* eklemının bir tarafından ötekine rastgele elektron yayınlanmasının bir sonucudur. Her elektron, akımda bir artışa karşılık geldiğinden toplayıcı akımı d.a. değeri etrafında hafifçe dalgalanır. Bu etki, teneke bir çatı üzerine düşen yağmur damlalarının gürültüsüne benzer. Yani, atış gürültüsünün temel nedeni, elektronun, elektriksel yükünün kesikli bir birim oluşudur.

Atış gürültüsünden ileri gelen akım dalgalanmaları,

$$\langle \Delta i^2 \rangle = 2eI \quad (10-33)$$

dir. Gürültünün burada akım dalgalanmaları cinsinden ifade edilmesi bir yana, $\langle \Delta i^2 \rangle$ niceliği Denk. (10-31) de verilen ısısal gürültü bağıntısındaki $\langle \Delta v^2 \rangle$ ye benzemektedir. Denklem (10-33) ün sağ tarafı frekanstan bağımsız olduğundan atış gürültüsünün bir beyaz gürültü olduğuna dikkat edin.

Gürültü gerilimleri, çeşdeğer devrelerde gürültü gerilimi üreteçleri konularak incelenir. Yükseltecin yükseltile frekans şeridinin etkisi, saptırıcı şönt sığası ile ya da akordlu devrelerle bulunabilir ve gürültü gerilimlerinin büyüklüklerini belirlemede göz önüne alınır. Her üreteçten doğan gürültü ayrı ayrı incelenebilir çünkü rastgele-gürültü gerilimleri birbirinden bağımsızdır. Bundan ötürü, toplam çıkış gürültü gerilimi tüm gürültü etkilerinin toplamıdır.

Her devreye verilen giriş işareti, kendisine has bir işaret-gürültü oranına sahiptir, çünkü en azından kaynak direncine karşılık gelen ısısal gürültü vardır. İdeal bir yükselteç, gelen işareti ve gelen gürültüyü eşit oranda yükseltir ve hiç bir ek gürültü katkısında bulunmaz. Bu nedenle, baştaki işaretin gü-

rültüye oranı çıkışta korunur. Birinci kattaki akım gürültüsü ve giriş devresinin ısısal gürültüsü nedeniyle kullanılan yükselteçler ideal değildir. Herhangi bir devre için kullanışlı bir sayı, *gürültü çarpanıdır* ($G-C$). Bu çarpan girişteki işaret-gürültü oranının çıkıştaki işaret-gürültü oranına bölümü olarak tanımlanır. İdeal bir yükseltecin gürültü çarpanı birdir ve uygulamada kullanılan pek çok devre bu değere oldukça yaklaşır.

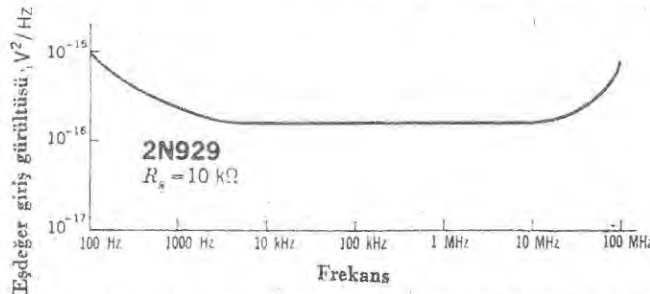
Transistörlerdeki gürültü, yarı-iletkenin direncinin ısısal gürültüsünün, yarı-iletken kristaldeki akımın neden olduğu $1/f$ gürültüsünün ve eklemeleri geçen taşıyıcıların atış gürültüsünün bir sonucudur. Ayrıca, yarı-iletkenlerde başka bir gürültü olayı da gözlenmiştir. Her şeritteki taşıyıcıların uygun ortalama sayısı değişmemek şartı ile elektronlar bağlanma şeridinden iletkenlik şeridine rastgele çıkarlar ve aynı zamanda bağlanma şeridine rastgele dönerler. Taşıyıcıların rastgele üretilmesine ve yeniden birleştirilmesine ısısal enerjiler neden olur ve bu olgu yarı iletkende bir iletkenlik dalgalanması oluşturur. Bu durum bir doğru akım geçtiği zaman bir gürültü gerilimi üretir. Yarı iletkenlerdeki bu ikinci tür akım gürültüsüne *üreme-yeniden birleşme gürültüsü* denir.

Transistörlerdeki gürültü olayının incelenmesi, yukarıda belirlenen çeşitli etkenler ve doğal giriş-çıkış çiftlenimi nedeniyle oldukça karışıktır. Sonuç olarak bir transistörün orta frekanslardaki gürültü çarpanı,

$$\text{Gürültü çarpanı} = 1 + \frac{r_b}{R_s} + \frac{r_e}{2R_s} + \frac{(R_s + r_b + r_e)^2}{2h_{fe}r_e R_s} \quad (10-34)$$

biçiminde yazılabilir. Burada R_s kaynak direnci ve öteki gösterimler ise her zamanki anlamlarını taşımaktadırlar. Denklem (10-34) e göre, eğer yayıcı ve taban dirençleri kaynak direncine göre küçük ve doğru yönde akım kazancı h_{fe} büyükse, gürültü çarpanı bire yaklaşır. Bir transistörün iç gürültüsünün çalşıma noktasına bağlı olduğuna dikkat ediniz.

Denklem (10-34) de $1/f$ gürültüsü ihmal edilmiştir. Bu gürültü, düşük frekanslarda gürültü düzeyini artırır, Şek. 10-28. Ayrıca, α - kesilim frekansı mertebesindeki frekanslarda, gürültüde bir artış gözlenir. Şekil 10-28 de de apaçık görülen bu son etki, üreme-yeniden birleşme gürültüsü üzerinde akım kazancının ve α -kesilim frekansının etkisine dayanılarak yeterince açıklanabilir.



Şekil 10-28. Kaynak direnci 10 000 Ω olan bir 2N929 transistörünün deneysel iç gürültü düzeyi.

Alan-etkili transistörlerin iç gürültüsü, kanaldaki ısısal gürültünün bir sonucudur. Bu nedenle, orta frekanslarda akıttıcı gürültüsü,

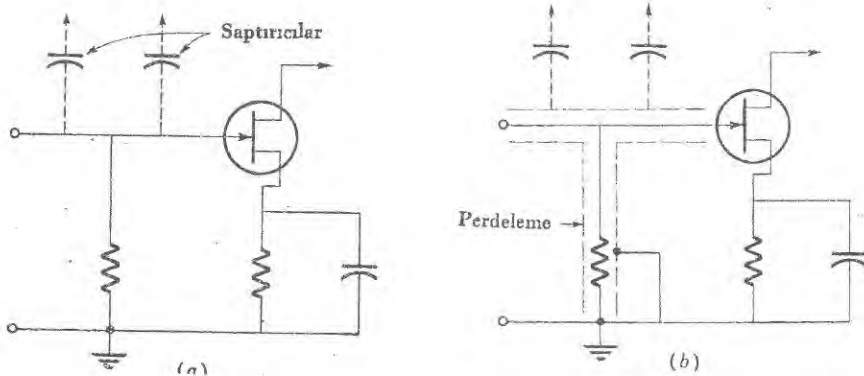
$$\langle \Delta i_d^2 \rangle = 4kTg_m \quad (10-35)$$

bağıntısı ile iyi bir biçimde temsil edilir, burada g_m alan-etkili transistörün (AET) aktarım-iletkenliğidir. Denklem (10-35) ve (10-31) arasındaki benzerlik açıktır. Akıttıcı devredeki eşdeğer gürültü direnci $1/g_m$ dir ve bundan ötürü, çalışma noktasına bağlıdır. Gürültü, $1/f$ gürültüsü nedeniyle düşük frekanslarda ve kanal gürültüsü ile geçit elektrodu arasındaki sığasal çiftlenimden ötürü ise yüksek frekanslarda artar. Özenle çizimi ve yapımı sürdürülürse AET, özellikle yüksek impedans düzeylerinde tüm etken cihazların en düşük gürültü çarpanına sahip olanıdır.

Perdeleme ve Topraklama

Gürültü, kullanılan devrelerde, çoğu kez, dışarıdan gelen işaretlerin devre ile etkileşimde bulunmaları sonucu ortaya çıkar. Bu gürültünün en önemli kaynağı, güç şebekelerinin oluşturduğu 60-Hz lik elektrik ve magnetik alanlardan gelmektedir. Bu alanların oluşturduğu 60-Hz lik işarete, bir yükseltece bağlanan hoparlörde düşük frekans tonunda işitilebildiğinden *vızıltı* denir. Öteki *saptırıcı algılamalar* yakındaki elektrik cihazlarının, elektrik motorlarının, şimşek çakmalarının v.b. ürettiği elektrik alanlarından ileri gelebilir.

Bir devrenin, işaret düzeyi küçük ve dolayısıyla gürültü gerilimlerinin en rahatsız edici olduğu kesimlerinin perdelenmesi oldukça işe yarar. Elektrik alanları gürültü gerilimlerini sığasal yoldan oluştururlar. Bu nedenle, saptırıcı algılamaları azaltmak için devreyi yalnız topraklı bir iletken perde ile çevrelemek yeterlidir. Bu olgu, Şek. 10-29'da şematik olarak gösterilmektedir. Şekil 10-29a daki dış kaynaklarla sığasal etkileşim, Şek. 10-29b de topraklı bir



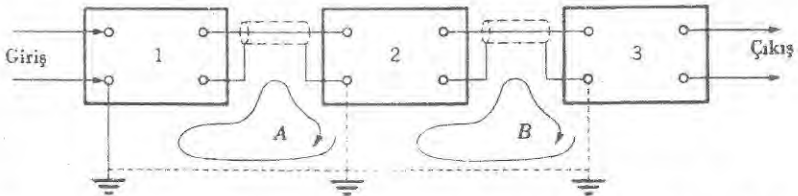
Şekil 10-29. (a) Saptırıcı sığasal çiftlenim, duyarlı devrelere algılanan gürültü işaretleri verir. (b) Topraklı iletken devreyi çevresinden perdeler.

iletken kullanılması ile önlenmiştir. Bu tür perdeleme, aynı devrenin farklı katları arasındaki (örneğin, bir yükseltecin giriş ve çıkış katı arasındaki) *karşılıklı etkileşimi* azaltmada da etkindir.

Ayrıca, saptırıcı magnetik alanlardan ileri gelen indükleme akımlarını minimuma indirmek için de bir devreyi perdelemek yararlıdır. Bu, yüksek geçirgenlikli ferromagnetik zırhlarla başarılabilmektedir. Bu zırhlar, içlerine aldıkları bölgedeki magnetik alan şiddetini azaltırlar. Ancak, ferromagnetik maddelerin özellikleri nedeniyle bu tür perdeleme hiçbir zaman tam olamaz. Mükün olan en kısa işaret bağlantıları kullanarak devrenin yüzeyini minimuma indirmek her zaman yararlıdır, çünkü, eğer devrenin içine aldığı yüzey azaltılırsa, değişen magnetik alandan ötürü devrede oluşan indükleme gerilimleri azalır. Çok sayıda tel sarımları nedeniyle transformatörler, özellikle indükleme algılamalarından ötürü sorun çıkarılırlar. Bu nedenle bu transformatörler güç transformatörlerinin ürettiği kuvvetli magnetik alanlar nedeniyle onlardan oldukça uzakta tutulmalıdırlar.

Genel olarak, saptırıcı algılamaları, karşılıklı etkileşimleri ve saptırıcı sğaları minimuma indirmek için bütün devreleri fiziksel olarak küçük tutmak iyi bir uygulamadır. Tüm topraklı bileşenler, örneğin, verilen bir kattaki yan geçiş kondansatörleri tek bir noktaya bağlanır. Bu işlem, *toprak ilmeklerini* azaltır, bu ilmekler elektronik devrelerin yerleştirildiği metal zırhlar üzerinden geçen akım yollarıdır. Eğer bir katın tüm bileşenleri aynı noktada topraklanmazsa, akımlar, katlar arasında istenmeyen işaret çiftlenimlerine neden olabilirler.

Birçok ayrı elektronik birimler birbirleri ile birleştirilmek istenildiği zaman, birimler arasındaki tüm işaret bağlantıları için perdeli kaplılar kullanılır. Şekil 10-30 da gösterildiği gibi perde, toprak bağlantı teli olarak kullanılır. Cihazın tamamının yalnız bir noktada, genellikle giriş ucunda topraklanması önemlidir. Eğer her birim ayrı ayrı topraklanırsa, Şek 10-30 da kesikli çizgilerle gösterildiği gibi, çevrilen büyük yüzey nedeniyle devrede büyük 60-Hz'lik akımlar oluşturulabilir. 60-Hz'lik saptırıcı magnetik alanların *A* ilmeğinde oluşturduğu akım, yükseltece büyük bir saptırıcı algılama gürültüsü verir.



Şekil 10-30. Çeşitli elektronik cihazların birleştirildiği zaman, cihazların topluluğu tek bir noktada topraklanmalıdır ve bu noktanın girişte olması başka seçeneklere üstün tutulur. Çok topraklama noktası kullanılması büyük toprak-ilmeği akımları doğurabilir.

Merkezdeki tel ve onun perdesi arasındaki sığanın, yüksek frekanslarda işareti şöntleme eğilimi gösterdiğine dikkat ediniz. Bu nedenlerden ötürü, öyle kablolar mümkün olduğu ölçüde kısa yapılmalıdır. Aynı zamanda, devrenin çıkış impedansı da küçük yapılmalıdır, çünkü bu küçük impedans şönt etkisini azaltır. Bu nedenle, pek çok elektronik devrelerin kondansatörünün çıkış katları bir kaynak ya da yayıcı izleyicisidir.

İLETİM HATLARI

Genellikle bir ölçüm sisteminin bileşenleri birbirilerinden fiziksel olarak ayrıdır. Örneğin, farklı özelliklerde birçok elektronik cihaz bir ölçü yapmak üzere peş peşe bağlanabilir. O zaman işaret, bir birimin çıkışından ötekinin girişine iletilmelidir. Bu, çeşitli devreleri *iletim hatları* ile bağlayarak yapılır. Önceki bölümlerde kapalı bir biçimde varsayıldığı üzere, en basit bir iletim hattı yalnız iki telden oluşur. Bununla birlikte, bir iletim hattı işareti minimum dalgabıçımı ya da genlik bozulması ile cihazlar arasında düzgün bir biçimde iletmelidir. Eğer böyle olmazsa sistemin son çıkışı hatalı olabilir.

Düşük frekans ve d.a. sistemlerinde, iletim hattındaki iletkenlerin yalnız öz direncini ve belki iletkenler arasındaki şönt direncini de düşünmek yeterlidir. Bu etkiler, Böl. 1 de yapıldığı gibi uygun devre çözümlemeleri ile incelenir. Doğru bir tel parçasının bile kendisine has küçük bir indüktansı ve öte yandan iki iletken arasında küçük bir sığa vardır. Yüksek frekanslarda bu önüne geçilmez indüktansların ve sığaların reaktansları önem kazanır ve iletim hattı boyunca işaret iletimini etkilerler. Bu, puls dalgabıçımları ile ilgili yüksek frekanslar nedeniyle özellikle puls devrelerinde önemlidir. Kullanışlı pek çok yüksek frekans devrelerinde, eğer iletim hatları uygun bir biçimde kullanılmazsa yalnız bir kaç santimetre uzunluktaki hatlar bile kabul edilemeyecek dalgabıçımı bozulmalarına neden olabilirler.

Belirtgin İmpedans

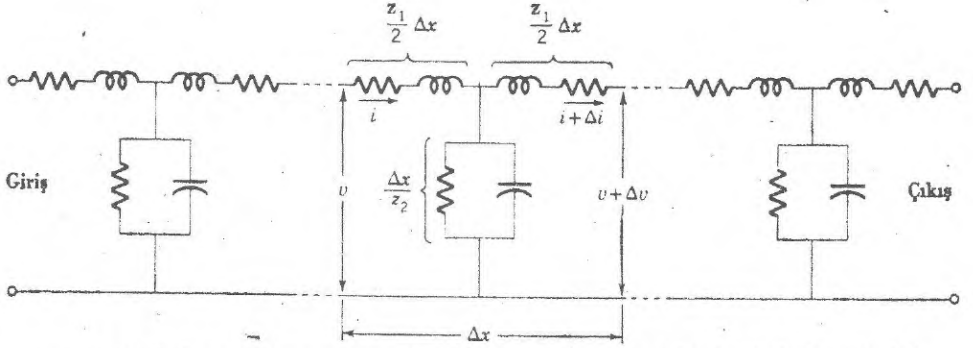
İletim hattının küçük bir kesiminin impedans artışını Şek. 10-31 deki gibi, birim uzunluk başına seri bir direnç r_1 ve indüktans l ile birlikte yine birim uzunluk başına bir şönt direnci r_2 ve c sığası ile göstermek yararlıdır. Böylece, hattın küçük bir Δx kesiminin seri ve şönt kompleks impedansları,

$$z_1 \Delta x = (r_1 + j\omega l) \Delta x$$

$$\frac{1}{z_2} \Delta x = \left(\frac{1}{r_2} + j\omega c \right) \Delta x \quad (10-36)$$

olur.

Bir giriş işaretine tepki olarak, iletim hattı boyunca gerilim ve akım değişimleri oluşturulur. Giriş geriliminin v ve çıkış geriliminin bir artışla farklı olduğu, $(v + \Delta v)$, hattın bir Δx kesimini göz önüne alalım. Benzer biçi-



Şekil 10-31. İletim hattının artış uzunluğu başına seri ve şönt impedanslar cinsinden gösterimi.

minde, hat parçasının giriş ve çıkış akımları sırayla i ve $i + \Delta i$ olur. O zaman, bu devrenin dış ilmek çevresindeki gerilim denklemi,

$$v - i \frac{z_1}{2} \Delta x - (i + \Delta i) \frac{z_1}{2} \Delta x = v + \Delta v \quad (10-37)$$

dir. Her iki tarafı Δx ile bölerek,

$$\frac{\Delta v}{\Delta x} = -z_1 i - \frac{z_1}{2} \Delta i \quad (10-38)$$

elde edilir. $\Delta x \rightarrow 0$ olurken limit durumunda, $\Delta v / \Delta x$ niceliği, dv/dx türev durumunu alır ve Denk. (10-38) in sağ yanında bulunan ikinci terim sıfır olur,

$$\frac{dv}{dx} = -z_1 i \quad (10-39)$$

Benzer biçimde, şönt yolunu içeren gerilim denklemi,

$$v - i \frac{z_1}{2} \Delta x - [i - (i + \Delta i)] \frac{z_2}{\Delta x} = 0 \quad (10-40)$$

$$v = i \frac{z_1}{2} \Delta x - \frac{\Delta i}{\Delta x} z_2 \quad (10-41)$$

dir. Limit durumunda, $\Delta x \rightarrow 0$, Denk. (10-41)

$$\frac{di}{dx} = -\frac{1}{z_2} v \quad (10-42)$$

ye indirgenir. Denklem (10-39) un x e göre türevini alıp Denk. (10-42) yi kullanarak,

$$\begin{aligned} \frac{d^2 v}{dx^2} &= -z_1 \frac{di}{dx} \\ \frac{d^2 v}{dx^2} &= \frac{z_1}{z_2} v \end{aligned} \quad (10-43)$$

sonucu elde edilir. Benzer biçimde, Denk. (10-42) nin x e göre türevini alıp Denk. (10-39) u kullanarak yalnız i cinsinden

$$\frac{d^2 i}{dt^2} = \frac{z_1}{z_2} i \quad (10-44)$$

denklemini bulunur. Denklem (10-43) ve (10-44) e iletim-hattı denklemleri denir. Bu denklemlerin çözümleri hat üzerindeki herhangi bir noktadaki akım ve gerilimi verir.

Denklem (10-43) ün genel çözümü,

$$v = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \quad (10-45)$$

dir. Burada A ve B iletim hattının giriş ve çıkış şartlarına bağlı sabitlerdir ve γ ya *iletim sabiti* denir. İletim sabiti,

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{\frac{z_1}{z_2}} \quad (10-46)$$

bağıntısı ile verilen ve gerçekte kısmı α ve sanal kısmı β olan, kompleks bir sayıdır. Bu bağıntının doğruluğu, Denk. (10-45) ve (10-46) nin iletim hattı denklemini Denk. 10-43 de yerlerine konularak gösterilebilir.

Denklem (10-44) de i için verilen diferensiyel denklem, Denk. (10-43) de gerilim için verilen denklemle biçim bakımından özdeş olduğundan, çözümü de aynı biçimde verilir. Denklem (10-42) yi kullanarak keyfi sabitlerin değerlerini A ve B cinsinden bulma imkânı vardır. Sonuç,

$$i = \frac{A}{Z_c} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_c} e^{\gamma x} \quad (10-47)$$

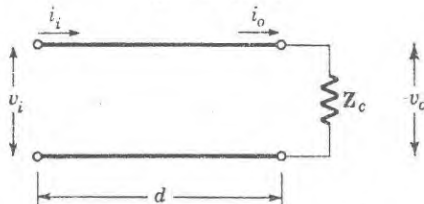
dir, burada,

$$Z_c = \sqrt{z_1 z_2} \quad (10-48)$$

ye hattın *belirtgin impedansı* denir. Denklem (10-45) ve (10-47) gerilimin ve akımın hat boyunca uzaklıkla değişimini verirler. Bu denklemlerin öneminin incelenmesi biraz sonraya bırakarak belirtgin impedansın anlamı üzerinde duracağız.

Şekil 10-32 de olduğu gibi d metre uzunluğundaki bir iletim hattının belirtgin impedansına eşit bir impedansla son bulunduğunu varsayalım. Denklem (10-45) ve (10-47) yi kullanarak, çıkış gerilimi v_o ,

$$v_o = i_o Z_c$$



Şekil 10-32. Belirtgin impedansına eşit bir impedansla uçları bağlanmış bir iletim hattı.

$$Ae^{-\gamma d} + Be^{\gamma d} = Z_c \left(\frac{A}{Z_c} e^{-\gamma d} - \frac{B}{Z_c} e^{\gamma d} \right) \quad (10-49)$$

biçiminde yazılabilir. Bu son eşitlikten açıkça görüldüğü üzere $B = -B = 0$ dır. Giriş ucunda $x = 0$, öyleyse $v_i = A$ dır. Bundan ötürü, gerilim ve akım denklemleri

$$v = v_i e^{-\gamma x} \text{ ve } i = \frac{v_i}{Z_c} e^{-\gamma x} \quad (10-50)$$

olur.

Özellikle, hattın giriş impedansı,

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{v_i / Z_c} = Z_c \quad (10-51)$$

dir. Bu demektir ki belirtgin impedansına eşit bir impedansla son bulan bir iletim hattının giriş impedansı, belirtgin impedansına eşittir ve hattın uzunluğundan bağımsızdır. Bu ve biraz sonra görülecek olan aynı derecede önemli bir nedenden ötürü, bir iletim hattı çoğu kez kendisinin belirtgin impedansına eşit bir impedansla sona erdirilir.

Uygulamaların çoğunda iletim hattının seri ve şönt dirençleri reaktans-

ların yanında önemsiz alınır. Böylece, eğer $r_1 \ll \omega l$ ve $\frac{1}{r_2} \ll \omega c$ ise, belirtgin impedans, Denk. (10-48) den

$$Z_c = \sqrt{z_1 z_2} = \sqrt{\frac{r_1 + j\omega l}{1/r_2 + j\omega c}} = \sqrt{\frac{l}{c}} \quad (10-52)$$

ye indirgenir ve bu da belirtgin impedansın saf bir direnç olduğunu gösteriyor.

Z_c nin büyüklüğü hattın geometrisine bağlıdır, çünkü hem l ve hem de c telin büyüklüğü, biçimi, aralarındaki uzaklık v.b. nin fonksiyonlarıdır. Özellikle, iki paralel telden oluşan bir iletim hattının belirtgin impedansı,

$$Z_c = 276 \log \frac{D}{a} \quad (10-53)$$

ile verilir, burada D teller arasındaki uzaklık ve a söz konusu iletkenlerden birinin yarı-çapıdır. Televizyon antenlerini televizyon alıcılarına bağlamakta kullanılan en yaygın bir iletim hattı için $D/a = 10$ olup, böylece $Z_c = 276 \Omega$ dur. Gerçekten, bu tür ikiz-tel yaklaşık 300Ω luk bir belirtgin impedansa sahiptir. Fark, iki iletkeni birbirlerinden ayıran yalıtkanın dielektrik sabitinden ileri gelmektedir. Denklem (10-53) teller arasında hava (dielektrik sabiti birdir) olması durumunda geçerlidir.

Aynı eksensli iletim hatları da yaygın biçimde kullanılmaktadır. Aynı eksensli bir iletim hattının belirtgin impedansı,

$$Z_c = 138 \log \frac{b}{a} \quad (10-54)$$

ile verilir, burada b dıştaki iletkenin yarı-çapı ve a içteki telin yarı-çapıdır. Belirtgin impedansı 72Ω olan aynı eksenli hatlar en çok kullanılmasına rağmen başka değerli olanlar da ticari olarak bulunabilir.

Gecikme Zamanı

Eğer seri ve şönt dirençler önemsiz olursa, kendisinin belirtgin impedansına eşit bir impedansla son bulan bir iletim hattı boyunca gerilim, Denk, (10-50) ye göre,

$$v = v_0 e^{-j\beta x} \quad (10-55)$$

bağıntısı ile verilir. Giriş işaretinin sinüsel olduğunu varsayalım. O zaman, Denk. (10-55).

$$v = V_i \sin \omega t (\cos \beta x - j \sin \beta x) = V_i \sin (\omega t - \beta x) \quad (10-56)$$

biçiminde yazılabilir. Denklem (10-56), hem zamana ve hem de uzaya göre periyodik olan bir dalgayı göstermektedir.

$t = 0$ olduğu zaman, bir devir için Denk. (10-56)'nın bir çizimi, Şek. 10-33 de gösterilmektedir. Benzer biçimde, $t = T/4$ ve $t = T/2$ (burada T giriş işaretinin periyodudur) olduğu zaman Denk. (10-56) 'nın çizimleri, giriş işaretinin hattın giriş ucundan başlayarak ileri doğru hareket ettiğini göstermektedir. Verilen herhangi bir anda işaretin *dalga boyu* λ , gerilimin 2π radyanlık tam bir devri tamamladığı hat boyunca olan uzunluktur. Bu nedenle, Denk. (10-56) dan, $\lambda = 2\pi/\beta$ dır. (Şekil (10-33)'e göre, giriş işareti $T/4$ zamanı süresinde $\lambda/4$ lük bir uzaklığa, $T/2$ zamanı süresinde $\lambda/2$ lik bir uzaklığa v.b. gibi hareket eder. Bundan ötürü, hat boyunca giriş işaretinin taşınma hızı,

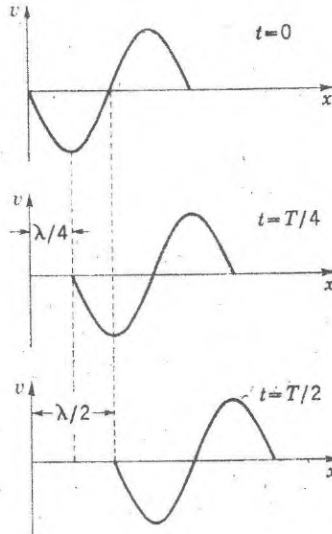
$$v = \frac{\lambda/4}{T/4} = \frac{\lambda}{T} \text{ ya da } v = \lambda f \quad (10-57)$$

dir, burada f giriş işaretinin frekansıdır. Denklem (10-57), ilerleyen herhangi bir olayın dalga boyu, frekansı ve hızı arasındaki temel bağıntıyı vermektedir.

Bir giriş işaretinin iletim hattının girişinden çıkış ucuna geçmesi için gerekli zaman, Denk. (10-57) yi kullanarak,

$$t_d = \frac{d}{v} = \frac{d}{\lambda f} = \frac{d}{\lambda} T \quad (10-58)$$

bağıntısı ile verilir, burada d hattın uzunluğudur. Denklem (10-58) e göre, giriş işaretinin periyodu cinsinden *gecikme zamanı*, dalga boyu cinsinden hattın uzunluğuna bağlıdır. Gecikme zamanı hattın değişkenlerinin bir fonksiyonudur, çünkü $\lambda = 2\pi/\beta$ hat geometrisine bağlıdır.



Şekil 10-33. İletim hattı boyunca sinüsel işaretin ilerleyişi.

İletim hatlarının iletim belirtgenleri, çoğu kez, giriş ve çıkış işaretleri arasında verilen bir zaman gecikmesi oluşturmak amacıyla kullanılır. Böyle *gecikme hatları* Şeki. 10-31 e göre bağlanan gerçek indüktansla ve kondansatörlerle de yapılır. Eğer uzun gecikme zamanları istenirse bu tür bağlantı gereklidir, çünkü l ve c büyük olduğu zaman gecikme zamanı artar.

Yansımalar ve Rezonans

Bir iletim hattının kendi belirtgin impedansına eşit bir impedansla son bulunması her zaman gerekli değildir. Yararlı bir örnek olarak, çıkış ucu kısa devre ve bu nedenle $v_o = 0$ olduğu durumu düşünelim. Böylece $x = d$ için (burada d hattın uzunluğudur),

$$0 = Ae^{-j\beta d} + B e^{j\beta d} \quad (10-59)$$

Benzer biçimde, Denk. (10-47) den,

$$i_o = \frac{A}{Z_c} e^{-j\beta d} - \frac{B}{Z_c} e^{j\beta d} \quad (10-60)$$

elde edilir. Denklem (10-59) ve (10-60) dan A ve B için çözüm yapılırsa,

$$A = \frac{i_o Z_c}{2} e^{j\beta d} \text{ ve } B = - \frac{i_o Z_c}{2} e^{-j\beta d} \quad (10-61)$$

bulunur. Denklem (10-45)i kullanarak hattaki gerilim,

$$v = \frac{i_o Z_c}{2} e^{j\beta d} e^{-j\beta x} - \frac{i_o Z_c}{2} e^{-j\beta d} e^{j\beta x}$$

$$v = \frac{i_o Z_c}{2} (e^{-j\beta(x-d)} - e^{j\beta(x-d)}) \quad (10-62)$$

dir. Benzer biçimde Denk. (10-47) den akım,

$$i = \frac{i_o}{2} (e^{-j\beta(x-d)} + e^{j\beta(x-d)}) \quad (10-63)$$

dir.

Denklem (10-62) ve (10-63) ü Denk. (10-50) ile karşılaştırarak (10-62) ve (10-63) deki ikinci terimi, çıkış ucundan giriş ucuna doğru giden bir dalga olarak yorumlarız. Yani, çıkış ucundaki impedans uyumsuzluğu nedeni ile gelen ilk dalga iletim hattının çıkışından geri yansır. Özellikle puls uygulamalarında yansımalar önlenmelidir, çünkü hattın giriş ve çıkış uçları arasında ileri geri yansıtılan atımlar gerçek giriş işaretini tamamen belirsiz duruma getirirler. Bir iletim hattının niçin genellikle kendi belirtgin impedansına eşit bir impedansla sona erdirilmesi gerektiğinin ikinci önemli nedeni budur.

Bununla birlikte, giriş impedansını hesaplayarak gösterilebileceği gibi, çıkışı kısa-devre yapılan iletim hattının yararlı özellikleri de vardır. Denklem (10-62) ve (10-63)ü kullanarak kompleks giriş impedansı,

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{v_i}{i_i} = Z_c \frac{e^{j\beta d} - e^{-j\beta d}}{e^{j\beta d} + e^{-j\beta d}} \\ &= Z_c \frac{\cos \beta d + j \sin \beta d - \cos \beta d + j \sin \beta d}{\cos \beta d + j \sin \beta d + \cos \beta d - j \sin \beta d} \\ &= j Z_c \tan \beta d = j Z_c \tan 2 \pi \frac{d}{\lambda} \end{aligned} \quad (10-65)$$

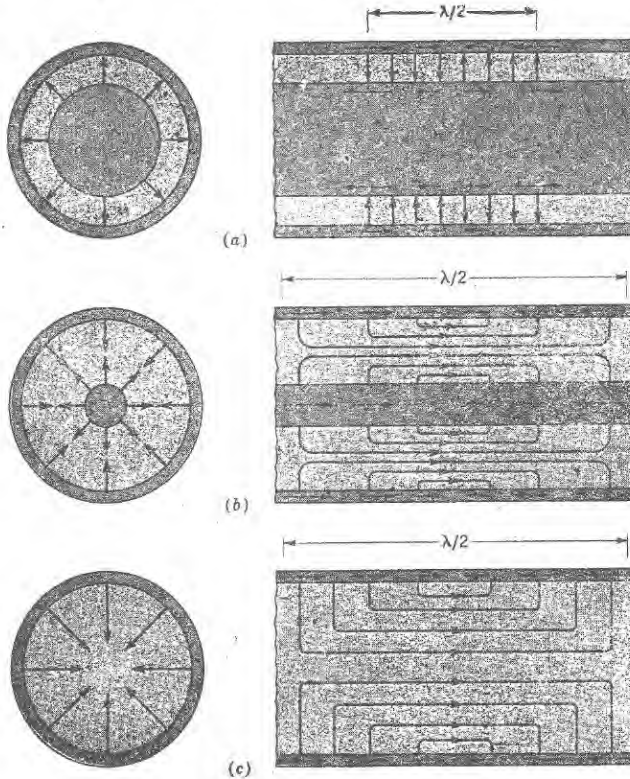
dır. Denklem (10-65) e göre, hattın uzunluğu $d = \lambda / 2$ şartını sağladığı zaman çıkışı kısa-devre yapılmış bir iletim hattının giriş immpedansı sıfıra eşittir, çünkü $\tan \pi = 0$ 'dır. $d = \lambda / 4$ olduğu zamanki durum özel bir önem taşır, çünkü $Z_i \rightarrow \infty$ dur. Yani, $d = \lambda / 4$ 'e karşılık gelen frekansta hat, paralel bir rezonans devresi gibi davranır. Bu çeşit çeyrek dalga-boyu hatları çoğu kez çok yüksek frekanslarda rezonans devreleri olarak kullanılır. Bu kullanım oldukça yararlıdır, çünkü yüksek frekanslarda çok küçük indüktans ve sığa değerleri gerekli olduğundan tek bir indüktans ve kondansatörden oluşan normal paralel rezonans devreleri mümkün değildir. Çıkış ucu açık devre durumuna getirilmiş iletim hatları ile de benzer sonuçlara ulaşılabilir.

Dalga-Klavuzları

Çok yüksek frekanslarda işaretlerin dalga -boyu iletkenler arasındaki uzaklık büyüklüğünde olduğu zaman, paralel-tel ve aynı eksenli iletim hatları girişten çıkış ucuna kadar işaretleri etkin bir biçimde taşıyamazlar. Bu tür işaret frekansları, *dalga-kılavuzları* denen içi boş iletkenlerle taşınır. Dalga kılavuzla-

rının iletim özelliklerinin incelenmesi, iletkenin kendi içindeki akımlar üzerinde dikkati toplamaktan çok, boş iletkenin içindeki elektrik ve magnetik alanların düşünülmesi ile mümkündür. Gerçekte, işaret elektrik ve magnetik alan dalgalarıyla taşınır ve boş iletkenin görevi verici uçtan alıcı uca kadar bu dalgalara kılavuzluk etmektir.

Dairesel bir dalga kılavuzundaki elektrik - alan biçimi hakkında bilgi, aynı eksenli bir hattaki iç iletken küçültüle küçültüle yok oluncaya kadarki durum düşünülerek elde edilir. Şek. 10-34. İçteki iletken büyük olduğu zaman, iletkenler arasındaki bölgede bulunan elektrik alanı, yarıçap boyunca, Şek. 10-34 a ve elektrik alan desenine uygun olarak her iki iletken de akım vardır. İçteki küçük bir iletken, aynı iletken üzerinden doğan ve batan bir elektrik alan deseni ortaya çıkarır, Şek. 10-34 b. Bu olgu, İçteki telin tamamıyla kaldırılabilceği fikrini önerir. İçteki tel ortadan kaldırıldığı zaman oluşan elektrik alan deseni Şek. 10-34 c de gösterilmektedir. İki iletkenli hatta göre dalga kılavuzunun artan etkinliğinin nedenlerinden biri içteki telin direncindeki ısı kayıplarının yok edilmesidir.



Şekil 10-34. (a) ve (b) aynı eksenli iletim hatlarındaki ve (c) boş daireysel dalga-kılavuzundaki elektrik alan biçimleri.

Dikdörtgen kesitli dalga kılavuzları dairesel kesitli olanlardan daha çok kullanılmaktadır, çünkü elektrik alan biçimleri daha az karışıktır. Bu demektir ki giriş ve çıkış uçlarının bağlanması daha basittir. Her iki tipte de elektrik alanının biçimi, belli bir *kesilim frekansından* yalnız daha yüksek frekanslı işaretlerin taşınabileceği biçimdedir. Başka bir deyimle, bir dalga kılavuzu yüksek frekans geçiren bir süzgeç olarak davranır. Örneğin, uzun kenarı a olan dikdörtgen biçimli bir dalga kılavuzundan geçirilebilecek en uzun dalga boyu, $\lambda_c = 2a$ ile verilir. Eğer dalga kılavuzu boyutu, kesit bakımından, yalnız tam ilgilenilen en küçük işaret frekansını geçirebilecek ölçüde ise, minimum kayıp elde edilir. Bu nedenle, bir dalga kılavuzunun büyüklüğü geçirilmek istenilen işaret frekansının iyi bir ölçüsüdür.

Eğer bir dalga kılavuzunun çıkış ucu kısa devre yapılırsa, kısa-devre yapılmış bir iletim hattındakine ilke bakımından özdeş bir rezonans etkisi gözlenir. Çoğu kez, dalga kılavuzunun her iki ucu da kapatılır. Bu yapı, mikrodalga frekanslarında, bir rezonans devresi olarak, yararlı bir *rezonans kovuğu* oluşturur.

KAYNAKLAR

C.F.G. Delaney: "Electronics for the Physicist" Penguin Books, Inc., Baltimore, 1969.

A. James Diefenderfer: "Principles of electronic Instrumentation" W.B. Saunders Company, Philadelphia, 1972.

Franklin Offner: "Electronics for Biologists", Mc Graww-Hill Book Company, New York, 1967.

A. van der Ziel: "Noise" Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1954.

ALIŞTIRMALAR

10-1. Şekil 10-4 deki transistör düzenleyicili güç kaynağının düzenleme çarpanını ve iç direncini bulunuz. Metinde verilen kontrol transistörünün özelliklerinin ve 2N2049 un h parametrelerinin Alıştırma 6-6 da verilenlerle aynı olduğunu varsayın.

Cev: $4,5 \times 10^{-4}$; $2,3 \Omega$

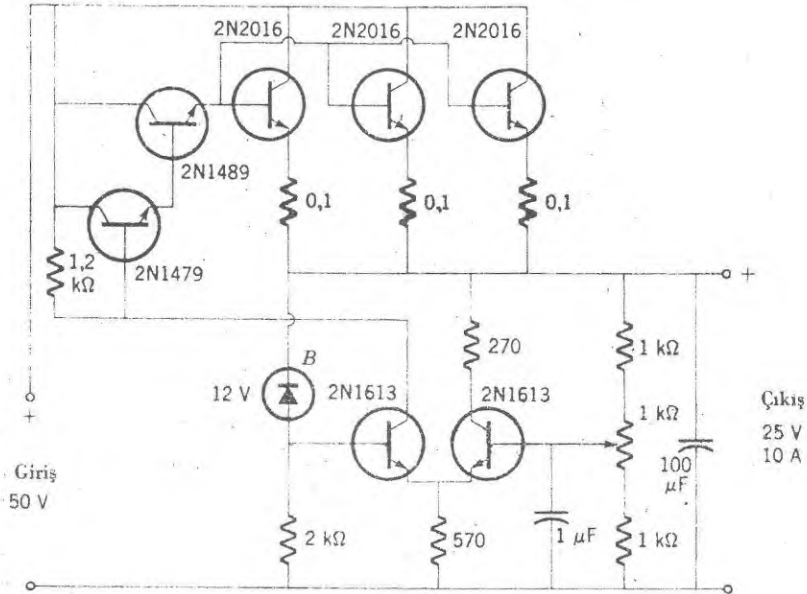
10-2. Şekil 10-3 de verilen basit şönt düzenleyicisini inceleyerek etkin iç direncini ve düzenleme çarpanını bulun. h parametreleri, $h_{ie} = 100 \Omega$ $h_{re} = 10^{-4}$, $h_{fe} = 60$, $h_{oe} = 175 \times 10^{-6}$ mho.

Cev: $5,9 \times 10^{-2}$; $1,6 \Omega$

10-3. Hiçbir yük akımının olmadığı durumdan 10 A lik bir tam yük akımına kadar Şek. 10-35 deki gerilim düzenleyicisinin giriş gerilimindeki değişimin yüzdesini bulun. 5 A lik bir yük akımı olması durumunda giriş geriliminin 40

dan 50 V kadar bir değişimi için problemi yeniden çözün . Düzenleyicinin etkin olduğu giriş gerilimlerinin bölgesini belirleyin. 2N1613 ün küçük-ışaret değişkenlerinin Şek. 7-12 de 2N1415 için verilenlerin aynı olduğunu ve 2N1479 için β nın değerinin 50 olduğunu varsayın. 2N1489 un belirtgenleri 2N2016 ya benzemektedir., Şek. 7-13.

Cev : Yüzde 0,46, yüzde 0,35; 18 V dan 36 V'a kadar.



Şekil 10-35. Gerilim düzenleyici devresi.

10-4. Tipik bir termistörün oda sıcaklığında, santigrad derecesi başına direncindeki değişimin yüzde 6 olduğu verilmiş olsun. Eğer termistör direncindeki sınırlayıcı etken ısısal gürültü ise $1000 - \Omega$ luk bir termistör ile algılanabilen minimum sıcaklık değişimi nedir? Termistöre 10 V luk bir gerilimin uygulandığını ve şerit genişliğinin 10 Hz olduğunu varsayın.

$$C_{ev} : 2,2 \times 10^{-8} \text{ }^{\circ}\text{C}$$

10-5. 1 MHz e kadar işaretleri kaydetmek için magnetik bir kaydedici kullanılırsa, gerekli minimum şerit hızı nedir? Kaydedici kafadaki aralığın 1 μm olduğunu varsayın.

Çev : 1 m / s.

10-6. 10 Hz den 100 k Hz e kadar bir yükseltme-şeridi ve 10^5 lik bir kazancı olan bir yükseltmenin 1-M Ω luk bir giriş direnci kullandığını varsayın. Çıkış-taki gürültü geriliminin etkin değeri nedir?

Çev : 4,1 V.

10-7. Eğer giriş direnci Şek. 10-27 deki karbon direnç ve akım da bu Şekil üzerindeki doğru akım ise, Alıştırma 10-6 yı tekrar çözün.

Cev: 7,3 V.

10-8. Kesici gürültüsünün önemsiz olduğu varsayılırsa, Şek. 7-32 deki kesici yükseltecin detekte edilebilir minimum giriş işareti gerilimi nedir?

Cev: $1,6 \times 10^{-7}$ V.

10-9. 10 m uzunluğunda bir iletim hattı boyunca iletilen 100-MHz lik bir işaretin gecikme zamanını bulun. Hattın özelliklerinin hat üzerindeki dalga-boyunu 1 m yapacak biçimde olduğunu varsayın.

Cev: 10^{-7} s.

10-10. Çıkış ucu açık devre olan bir iletim hattının giriş impedansı nedir? Paralel rezonans şartını çıkış ucu kısa devre yapılmış hat için verilen Denk. 10-65 ile karşılaştırın.

Cev: $-jZ_c \cot(2\pi d/\lambda); \lambda/2$.

Sayısal Elektronik

Sayılar, sıfır ve belirli değer gibi yalnız iki mümkün büyüklükte olabilen elektriksel işaretlerle gösterilebilirler. Bu durumda, yalnız bir işaret durumunun ya da ötekinin varlığı anlamlıdır ve gerçek büyüklük pek önemli değildir. Böylece, sayısal devreler, bir transistörün tamamen iletimde olması, ya da kesilimde olması ile gösterilen yalnız iki kararlı durumu gerekli kılar. Böyle devrelere, işaret düzeylerinin sürekli bir yayılma bölgesini kullanmak zorunluluğu olan alışılmış analog devrelerinden daha çok güvenilir. Herhangi bir sayı sayısal bir dalgabıçımı ile gösterilebilir, böylece duyarlık devre değişkenlerinin kararlılığı ile sınırlanmaz. Sayısal işaretler özel mantık ifadelerine göre devrelerle işlenir ve bilgi saklamayı son derece esnek ve güçlü kılarlar.

SAYISAL MANTIK

İkili Sayılar

Gerilim işaretleri, elektronik devrelerle toplama ve çıkarma gibi matematiksel mantık işlemlerini yapmak için sayıların basamaklarla gösterilmesinde kullanılır. Sayısal devrelerin kararlılık üstünlükleri, işaretin dalgabiçimleri yalnız iki genlikli olduğu zaman, daha iyi anlaşılır. Bu iki genlik, 0 ve 1 durumu ya da *kapalı* ve *açık* durum olarak bilinir. Bunlar, örneğin bir transistörün ya tamamen iletimde ya da tamamen kesilimde olmasını gerektirir. Böylece yalnız iki sayı elde edildiğinden on tabanı üzerine kurulan ve herkesçe bilinen *ondalık* sistemden daha çok *ikili sayı sistemi* kullanılır. Kuşkusuz kullandığımız ondalık sayılara dayanan bir sayma sisteminin elektronik devreler için daha elverişsiz olduğu özellikle yadırganmamalıdır. İkili sayı sistemini pek az bilmemize rağmen, bu iki sayı sistemi arasında ilke olarak hiçbir fark yoktur.

Örneğin, 528 ondalık sayısının anlamını düşünelim. Bu ondalık rakamlar dizisi, bu sayıdaki on'un artan kuvvetleri için kısa bir gösterimdir. Böylece;

$$\begin{aligned} &= (5 + 10^2) + (2 + 10^1) + (8 + 10^0) \\ &= 500 + 20 + 8 = 528 \end{aligned}$$

Benzer biçimde, ikili sistemdeki iki sayı, 0 ve 1, ikili sayıyı ikinin artan kuvvetine göre ifade eder. Örneğin, 10110 ikili sayısının anlamı,

$$\begin{aligned} 10110 &= (1 \times 2^4) + (0 \times 2^3) + (1 \times 2^2) + (1 \times 2^1) + (0 \times 2^0) \\ &= 16 + 0 + 4 + 2 + 0 \\ &= 22 \end{aligned}$$

dir. Bu, onlu 22 sayısının 10110 ikili sayısı ile de gösterilmesi demektir. Çizelge 11-1 de 0 dan 16 ya kadar olan sayıların onlu-ikili eşdeğerleri verilmektedir.

Matematiksel mantığı da içine alan ikili sayılarla aritmetik işlemler ondalık sayılardan daha çok kullanılmaktadır. Toplama ve çıkarma işlemleri, onlu sayılardaki ondalığı taşıma ve bozma benzerliğini de kapsamaktadır. *A* ve *B* gibi iki ikili sistemdeki sayıların toplamının kapsadığı matematiksel mantığı belirlemek yararlıdır. Böyle iki *A* ve *B* sayılarının bütün mümkün olan toplamalarını veren bir *doğruluk çizelgesi*, Çizelge 11-2 de gösterilmektedir. Çizelge 11-2 de dördüncü satırda görüldüğü gibi, bir sayı bir sonraki yüksek konuma, yani sola kaydırılarak taşınır. Örneğin, 0110 ve 1010 in toplamı aşağıdaki biçimde yazılır.

$$\begin{array}{r} 0110 \\ + 0101 \\ \hline 1011 \end{array} \qquad \begin{array}{r} 6 \\ + 5 \\ \hline 11 \end{array}$$

Çizelge 11-1. İkili ve onlu sayılar

Onlu sayılar	İkili Sayılar
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
10	1010
11	1011
12	1100
13	1101
14	1110
15	1111
16	10000

Çizelge 11-2. Toplama için doğruluk çizelgesi

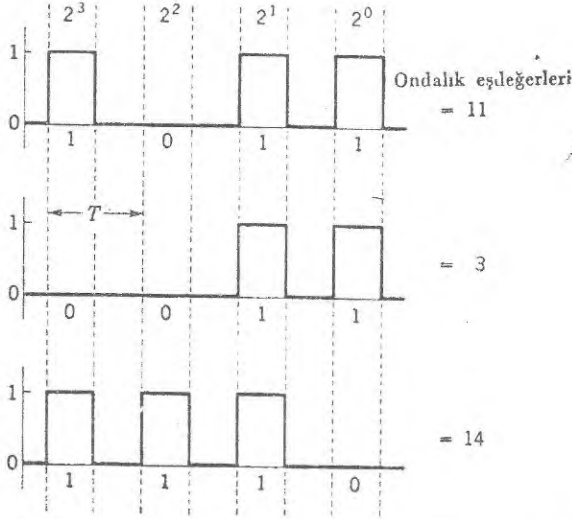
A	B	Toplam	Taşıma
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

İkili sayılar, eşit genlikli ve düzgün aralıklı pulsar biçiminde olan gerilim dalgabıçimleri ile gösterilebilir. Alışılmış olduğu üzere, 2' nin artan kuvvetlerine karşılık gelen pulsar zamana göre, 2° ile başlayan sırayla oluşur. 1011 ve 0011 ikili sayılarının dalgabıçimleri bunların toplamı olan 1110 sayısı ile birlikte Şek. 11-1 de gösterilmektedir. Hem 0 ve hem de 1 sayılarının puls genişliklerinin eşit olduğuna dikkat ediniz. 0 veya 1 sayısına, *ikili sayı* sisteminde kısaca, *atma* (bit) denir.

Toplam dalgabıçiminin, iki sayının dalgabıçimleri ile doğrudan ilgili olmadığına dikkat edilmelidir. Yani, toplamın dalgabıçimi, ikili sayıları teker teker gösteren dalgabıçimlerinin gerilimlerini ekleyerek basit olarak elde edilemez. Bu durum sayısal devrelerdeki dalgabıçimlerinin bir kodlu gösterim olduğunu ve gerilimlerin dalgabıçimlerinin kendi başlarına anlamlarının olmadığını göstermektedir.

Mantık Geçitleri

Sayısal dalgabıçimleri üzerine uygulanan çeşitli işlemler, iki ya da daha çok giriş ile bir çıkışı olan ve *mantık geçitleri* denilen devreleri kullanarak yapılır. Bir mantık geçidinin çıkış dalgabıçimi, giriş dalgabıçimi ile devrenin matematiksel mantık terimleriyle belirlenen giriş-çıkış belirtgenine bağlıdır.



Şekil 11-1. 1011 ve 0011 ikili sayılar ile bunların toplamı olan 1110 sayısının dalga biçimleri.

Örneğin, “ A ve B doğru ise, T nin de doğru olduğunu” gösteren mantık ifadesini düşünelim. Bu ifade gösterim olarak aşağıdaki biçimde,

$$A.B = T \quad (11-1)$$

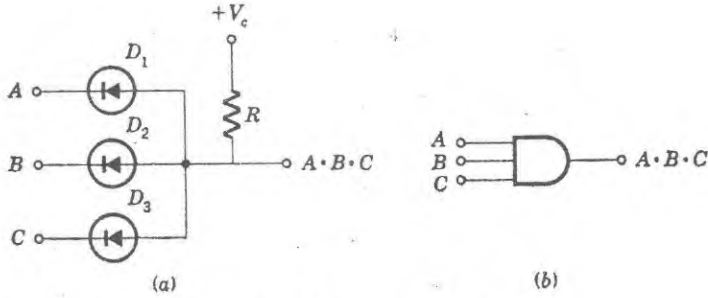
yazılır. Buna VE (AND) kavramı denir ve Denk. (11-1) deki gibi iki A ve B niceliği arasına nokta koyarak belirlenir. Anlaşmaya göre, sayısal devrelerde *doğru* şartı 1 durumu ile bunun karşıtı olan *yanlış* şartı ise 0 durumu ile tanımlanır. VE işlemi için bu biçimde bir doğruluk çizelgesi, Çizelge 11-3, düzenlenebilir. İki giriş niceliğinden daha çok girişler için doğruluk çizelgelerinin düzenlenmesi, her giriş çiftine Çizelge 11-3 deki mantığı birkaç kez uygulayarak kolayca bulunur. Çizelge 11-3 e göre, yalnız A VE B doğru olduğu zaman bir çıkış elde edilir (yani, T de doğrudur).

Çizelge 11-3. VE için doğruluk çizelgesi

A	B	T
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Çizelge 11-3 deki mantığı gerçekleştiren basit üç-girişli bir diyod VE geçidi Şek. 11-2a da görülmektedir. Diyodlar doğru yöndeki küçük - dirençleri üzerinden öngerilimlenmiştir ve çıkış gerilimi sıfırdır. Bu, çıkışın 0 durumunda olduğu anlamını taşır V_c den daha büyük pozitif giriş gerilim işareti eş zamanlı olarak üç girişe de uygulanırsa, diyodlar ters yönde öngerilimlenir ve

çıkış gerilimi V_c ye ya da 1 durumuna yükselir. Bununla birlikte girişlerden biri bile 0 durumunda olsa buna karşılık gelen diyodun doğru öngerimli olacağına ve çıkış işaretinin 0 durumunda kalacağına dikkat ediniz. Bu durum mantıksal olarak A VE B VE C giriş işaretleri olduğu zaman, çıkış işaretinin elde edileceğini anlatmaktadır.



Şekil 11-2. (a) Diyod VE geçidi, (b) devre gösterimi.

VE geçidi nükleer ısıtım ölçümlerinde eşzamanlı devre olarak da adlandırılır çünkü gerçekten bu devre girişte aynı anda bulunan pulsarı algılar. Bir VE geçidinin çalışması matematik toplama işlemi ile karıştırılmamalıdır. Bir VE geçidinin çıkışı, giriş işaretlerinin toplamı değildir; bu durum ilgili doğruluk çizelgeleri arasındaki farklara dikkat edilerek açıkça görülebilir. VE geçitleri sayısal elektronik devrelerinde çok kullanıldıklarından bunlar için, Şekil 11-2b deki özel gösterimi kullanmak daha uygundur.

"A ya da B doğru ise, T de doğrudur" diye bilinen mantıksal-VEYA (OR) ifadesi ise aşağıdaki biçimde yazılır.

$$A + B = T \quad (11-2)$$

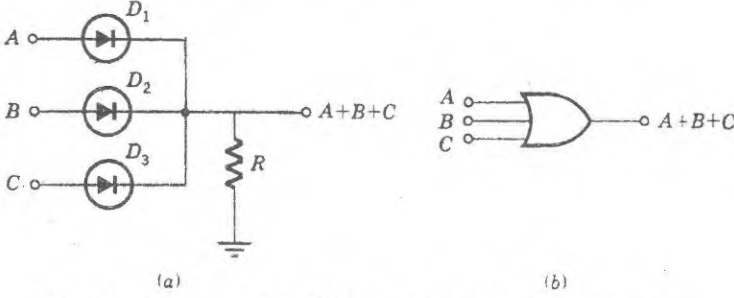
buradaki + işareti VEYA kavramını göstermektedir. Buna karşılık gelen doğruluk çizelgesi, Çizelge 11-4, herhangi bir giriş varsa bir çıkış elde edileceğini göstermektedir.

Çizelge 11-4. VEYA için doğruluk çizelgesi

A	B	T
0	1	1
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Diyodlu bir VEYA geçidi ve devre gösterimi, sırayla, Şek. 11-3a ve b de gösterilmektedir. Burada herhangi bir girişte pozitif bir işaretin buna karşılık gelen diyodu iletken yaptığına ve çıkışta bir işaret olarak belirdiğine dikkat ediniz. Aynı zamanda öteki diyodlar ters öngerilimli olduğundan

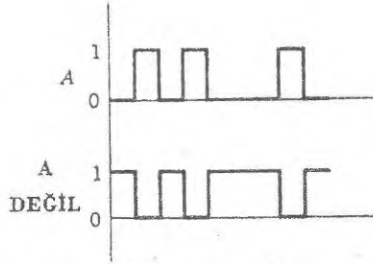
öteki girişlere gelen geribesleme önemsiz olabilir. Gerçekten, VEYA geçidi, pek çok giriş işaretlerini, işaret kaynakları arasında en az bir etkileşme ile ortak bir çıkış olarak birleştiren basit bir karıştırıcı devredir.



Şekil Şekil 11-3. (a) Diyodlu VEYA geçidi, ve (b) devre gösterimi.

İkili mantıkta DEĞİL (NOT) işlemi giriş işaretini Şek. 11-4 de gösterildiği gibi tersine çevirir. Bir sayısal dalgabıçımı yalnız iki durumu, 0 ve 1, içerdiği için herhangi bir anda işaret 1 durumunda ise bu, 0 DEĞİL durumunda olduğunu söylemekle aynı anlamdadır. DEĞİL gösterimi nicelik üzerine bir çizgi konarak belirtilir,

$$A \text{ DEĞİL} = \bar{A} \quad (11-3)$$

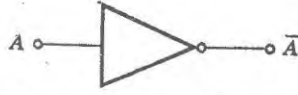


Şekil 11-4. İkili sayı sistemindeki A ve A DEĞİL sayılarının dalgabıçımları.

ve doğruluk çizelgesi, Çizelge 11-5 de olduğu gibi oldukça basittir. Basit bir yayıcısı-topraklanmış yükselteç, girişi ile çıkışı arasında 180° lik faz değişikliğinin bir sonucu olarak Çizelge 11-5 deki mantığı oluşturur. Bununla ilgili olarak bir DEĞİL veya ters çevirici geçit için uygun devre gösterimi daha önce bir yükselteç için kullanılan, Şek. 11-5, gösterime benzemektedir. Üçgenin tepesindeki küçük daire (bazan girişe de konur) özellikle ters çevirmeyi gösterir.

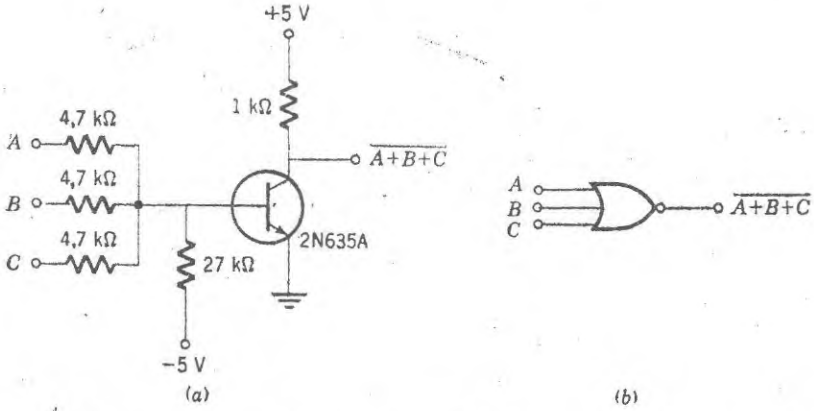
Çizelge 11-5. DEĞİL işlemi için doğruluk çizelgesi

A	\bar{A}
0	1
1	0



Şekil 11-5 DEĞİL işlemi için ters çevirici devre gösterimi.

DEĞİL işleminin öteki mantık-geçit fonksiyonları ile birleştirilmesi uygulamada çok kullanılır. Bu işaretlerin mantık geçidinin kendisinde yükseltilmesine neden olur ve bunun sonucu olarak pek çok katlı mantık-geçidinden oluşan şebeke boyunca işaretin genliğini korur. Üç eşdeğer girişi olan ve her girişteki dalgabıçımının çıkışta gözükmediği Şek. 11-6a'daki tek transistör yükselticisini gözönüne alalım. Bu çizelge 11-4'deki aynı mantıktır ve bundan ötürü bu devre bir VEYA DEĞİL (NOT-OR veya NOR) geçididir. Devre gösteriminde, Şek. 11-6b, ters çevirme işlemini göstermek için küçük bir



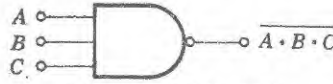
Şekil 11-6. (a) Basit VEYAD geçidi birleştirilen VEYAD işlemini yapar ve (b) devre gösterimini verir.

daire kullanılmaktadır. Bunun gibi bir VE-DEĞİL (NOT-AND veya NAND) geçidi de mümkündür ve böyle seçkin bir devre daha sonraki kesimde açıklanmıştır. Bir VED geçidi için devre gösterimi Şek. 11-7'de verilmektedir. VEYAD ve VED geçitleri için doğruluk çizelgeleri, VEYA için, Çizelge 11-4 ve VE için Çizelge 11-3'te verilen doğruluk çizelgelerinin son sütununa DEĞİL işleminin uygulanmasıyla basit olarak elde edilirler.

Çizelge 11-6. Eşzamanlı olmayan devre için doğruluk çizelgesi

A	B	\bar{B}	$A \cdot \bar{B}$
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0

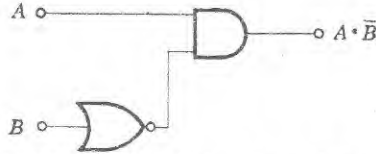
Bir VED geçidi ile ilgili bir mantık geçidi de bir VE geçidi ile bir VEYAD geçidinin bir birleşiminden oluşur, Şek 11-8. Bu devrenin işleyişi Çizelge 11-6 daki gibi uygun bir doğruluk çizelgesi ile en iyi bir biçimde incelenir. VEYAD geçidinin çıkışı, \bar{B} Çizelge 11-5 in yardımı ile ve $A \cdot \bar{B}$ çıkışında ilgili Çizelge 11-3 deki A ve B nin sütunları kullanılarak bulunur. Doğruluk çizelgesine göre, B işareti varsa çıkış yoktur. B girişi A çıkışını yasakladığı için pulslu uygulamalardaki bu devreye eşzamanlı devre ile karşılaştırarak eşzamanlı olmayan devre adı verilir.



Şekil 11-7. VED geçidi

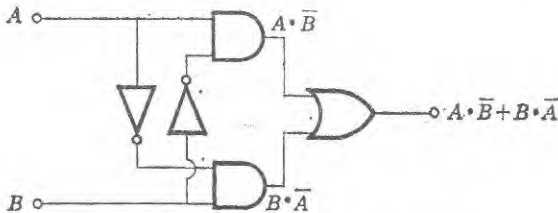
Bundan başka basit mantık ifadelerinden biri de dışarlayan- VEYA fonksiyonudur. Her gün kullanılan veya işlemi biraz belirsizdir çünkü bunun anlamı “biri veya ötekisi ya da her ikisi de” veya “biri veya ötekisi fakat her ikisi değil” ifadelerini içine alır. Daha önce tanımlanan mantıksal VEYA fonksiyonu Çizelge 11-4 deki doğruluk çizelgesine göre “biri veya ötekisi ya da ikisi”, durumlarını gösterir. Daha açık olarak bu mantık içeren- VEYA fonksiyonu olarak da adlandırılabilir. Dışarlayan -VEYA ifadesi,

$$A \oplus B = A \cdot \bar{B} + B \cdot \bar{A} \quad (11-4)$$



Şekil 11-8. Bir VE geçidi ile bir VEYA geçidinin birleştirilmesi bir eşzamanlı olmayan devre oluşturur.

biçimindedir. Bu ifade Şek.11-9 daki mantık geçitleri dizisi ile gösterilmiştir. Yine burada da Çizelge 11-3, 11-4 ve 11-5 ile oluşturulan Çizelge 11-7 deki doğruluk çizelgesini gözden geçirmek yararlı olur. Çizelge 11-7 deki son sütuna göre bir dışarlayan-VEYA devresinden bir çıkış yalnız A ve B nin birisi varsa elde edilir her ikisi birden olsa da olmasa da bir çıkış elde edilmez.



Şekil 11-9. Dışarlayan VEYA mantığı.

Çizelge 11-7. Dışarlayan VEYA için doğruluk çizelgesi

A	B	\bar{A}	\bar{B}	$A \cdot \bar{B}$	$B \cdot \bar{A}$	$A \cdot \bar{B} + B \cdot \bar{A}$
0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	1
1	0	0	1	1	0	1
1	1	0	0	0	0	0

Boole Cebiri

Mantık devrelerin çözülmesi, bir İngiliz matematikçisi olan George Boole nun son yüzyıl içinde geliştirdiği mantık cebir yardımıyla yapılmaktadır. Boole cebirinin teoremleri, normal cebirsel işlemlerin yapılmasında kullanılan matematiksel mantık gibi, sayısal mantık devrelerinin basitleştirilmesinde kullanılır. Kuşkusuz en önemli farklardan biri Boole ifadelerinde değişkenlerin iki mümkün olan değerlerden yalnız birini alabileceğinin varsayılmasıdır.

Boole cebirinde kullanılan teoremlerin bir listesi Çizelge 11-8 de verilmiştir. 1 den 4 e kadar olan teoremler VEYA mantığı olarak tanımlanabilir ve Çizelge 11-4 deki VEYA doğruluk çizelgesi kullanılarak doğrulanabilirler. Benzer biçimde, 5 den 8 e kadar olan teoremler, Çizelge 11-3 deki VE kavramına dayanmaktadır. Teorem 9 DEĞİL fonksiyonunun matematik ifadesidir. Yer değiştirme birleştirme dağıtma ve soğurma teoremleri oldukça kolaydır ve bunların doğrulanması ilgili doğruluk çizelgeleriyle yapılabilir.

Çizelge 11-8. Boole Cebirinin Teoremleri

VEYA fonksiyonu	1	$0+A=A$
	2	$1+A=1$
	3	$A+A=A$
	4	$A+\bar{A}=1$
VE fonksiyonu	5	$0 \cdot A=0$
	6	$1 \cdot A=A$
	7	$A \cdot A=A$
	8	$A \cdot \bar{A}=0$
DEĞİL Fonksiyonu	9	$\overline{(\bar{A})}=A$
Yer değiştirme	10	$A+B=B+A$
	11	$A \cdot B=B \cdot A$
Birleştirme	12	$A+(B+C)=(A+B)+C$
	13	$A \cdot (B \cdot C)=(A \cdot B) \cdot C$
Dağıtım	14	$A \cdot (B+C)=A \cdot B+A \cdot C$
	15	$(A+B) \cdot (A+C)=A+B \cdot C$
Soğurma	16	$A+A \cdot B=A$
	17	$A \cdot (A+B)=A$
De Morgan	18	$\overline{(A+B)} = \bar{A} \cdot \bar{B}$
Teoremleri	19	$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$

18 ve 19 sıra numarası ile verilen De Morgan teoremleri, VE ve VEYA fonksiyonları arasındaki kullanışlı bağıntıları gösterdiği için oldukça ilginçtirler.

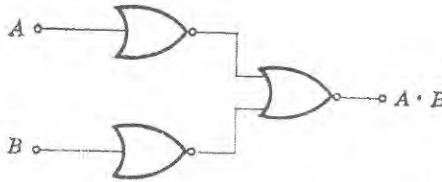
Teorem 18, önce $(\overline{A + B})$ i ve daha sonra ayrı olarak $\overline{A} \cdot \overline{B}$ yi bularak Çizelge 11-9 da gösterildiği gibi ispatlanır. Yukarda sözü edilen iki terimin doğruluk çizelgesi eşit olduğundan teorem ispatlanmış olur. Aynı yöntemler teorem 19 için de kullanılabilir. Boole cebirinin temel iki durumlu olması bu teoremlerle açıklanmıştır ve bunlar Çizelge 11-8 deki öteki ifade çiftleriyle de yazılabilirler. Örneğin iki birleştirme teoremini ve teorem 1'i 6 ile karşılaştırınız. Her durumda VEYA ve VE fonksiyonları ikili olarak birbirine bağlıdır.

Çizelge 11-9. De morgan teoreminin kanıtlanması

A	B	A+B	$\overline{(A+B)}$	\overline{A}	\overline{B}	$\overline{A} \cdot \overline{B}$
0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0

Mantık devrelerini basitleştirmek için kullanılan Boole cebirinin yararlı temel bir örneği, Şek. 11-10 da üç VEYA geçidi bulunan devrede görülmektedir. İki giriş geçidinin çıkışları sırayla \overline{A} ve \overline{B} dir, böylece toplam devrenin çıkışı yazılabilir ve De Morgan teoremi 18 den yararlanıp basitleştirerek

$$(\overline{A + B}) = \overline{A} \cdot \overline{B} = A \cdot B \quad (11-5)$$



Şekil 11-10. ÜÇ VEYAD geçidi bir VE geçidi oluşturur.

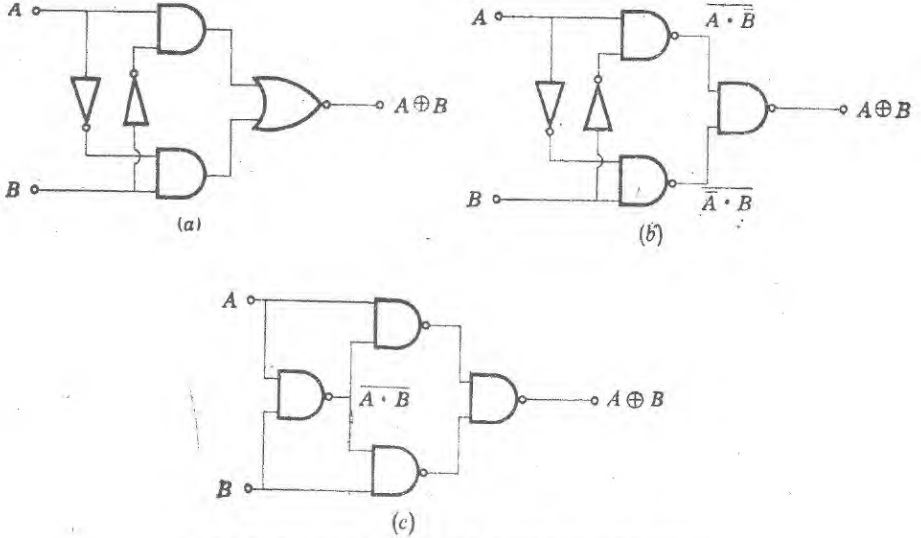
elde edilir. Denklem (11-5) in yazılmasında teorem 9 da kullanılmıştır. Bu sonuca göre üç VEYA geçidinin birleştirilmesi basit bir VE geçidine indirilebilir.

Mantık devrelerinin indirilmesi için ikinci bir örnek Şek. 11-9 da çizilen ve Şek 11-11 a da yeniden verilen dışarlayan-VEYA mantık devresidir. Çıkış mantığının

$$A \cdot \overline{B} + B \cdot \overline{A} = \overline{(\overline{A \cdot B})} + \overline{(B \cdot A)} = \overline{(\overline{A \cdot B})} \cdot \overline{(B \cdot A)} \quad (11-6)$$

biçiminde yazılabileceğine dikkat ediniz. Bu ifade için teorem 9 ve 18 kullanılmıştır. Bu son mantık ifadesi, girişler $(\overline{A \cdot B})$ ve $(B \cdot A)$ ise çıkıştaki VEYA geçidi yerine bir VED geçidinin konulması ile yapılabilir. Bu mantık fonksiyonları iki VE geçidi yerine VED geçitleri konularak kolayca yapılır. Sonuç Şek. 11-11b deki mantık devresidir. Bu devre bir VED geçidi

iki ters çevirici yerine konularak Şek. 11-11c deki biçimde daha da basitleştirilebilir. Bu durum üst koldaki VED geçidi çıkışının belirlenmesi ile ispatlanır.



Şekil 11-11. Dışarlayan-VEYA mantığının indirgenmesi.

$$\begin{aligned}
 \overline{A \cdot (\overline{A \cdot B})} &= \overline{A(\overline{A} + \overline{B})} = \overline{(A \cdot \overline{A}) + (A \cdot \overline{B})} && \text{teorem 19 ve 14} \\
 &= 0 + \overline{(A \cdot \overline{B})} = \overline{0} \cdot \overline{(A \cdot \overline{B})} && \text{teorem 8 ve 18} \\
 &= 1 \cdot \overline{(A \cdot \overline{B})} = \overline{(A \cdot \overline{B})} && \text{teorem 6 (11-7)}
 \end{aligned}$$

Benzer bir çözümleme alt koldaki VED geçidinin çıkışının $\overline{(B \cdot \overline{A})}$ olduğunu gösterir. Böylece Şek. 11-11c deki devre gerçekten Şek. 11-11a daki dışarlayan-VEYA mantığının eşdeğeridir.

Önceki iki paragrafın sonuçları Boole mantık devrelerinin en önemli özelliğini açıklamaktadır. Yani herhangi bir mantık fonksiyonunun yalnız VEYAD geçitleri ya da yalnız VED geçitleri ile başarılabilceğini anlatmaktadır. Şek. 11-10 daki bir VE mantığını başarmak için üç VEYAD geçidini kullanmak savurganlık gibi görünürse de aynı basit alt-birimden binlerce geçitlerin oluşturduğu pek çok mantık devrelerinin kurulabilmesinde bu durum çok önem kazanır. Bu daha çok kurgulamayı, üretimi ve korunmayı son derece basitleştirir. Bundan başka son kesimde tartışılacağı üzere, özel bir kurgu için ya VED ya da VEYAD geçidinin çalışma özellikleri başka geçit tiplerine göre üstün tutulabilir. Böylece, çok yararlı olan bir tipin kullanılması üstünlük sağlar. Kullanılacak tipin seçimi, tamamen o tipin uygun olmasına bağlıdır, ve mantık ifadeleri Çizelge 11-8 deki Boole cebiri için verilen teoremlerin kullanılması ile bir biçimden ötekine dönüştürülebilir.

MANTIK DEVRELERİ

Mantık işaretleri

Önceki tartışmalarda 0 durumu toprak gerilimi ile gösterilirken, 1 durumuna karşılık gelen işaret dalga biçimlerinin de küçük bir artı gerilimde olduğu varsayılmıştır. Bugünkü uygulamalarda, 1 durumunu belirleyen atma (bit) gerilimi yaklaşık $+5\text{ V}$ ve 0 durumu belirleyen gerilim ise yaklaşık olarak 0 V alınmaktadır. Bu seçim, kuşkusuz, tamamen rastgeledir, çünkü Boole cebiri kullanılan işaretlerin özel seçimine bağlı olmayıp, yalnız iki farklı durumun varlığına bağlıdır.

Gerçek geçit devreleri için mantık düzeylerinin kendi aralarında değişmesinin etkisi oldukça ilginçtir. Örneğin 1 durumunun 0 V ve 0 durumunun da $+5\text{ V}$ ile gösterildiğini varsayalım. Buna *negatif mantık* adı verilir, çünkü 1 durumu, 0 durumundan daha negatiftir. Şekil 11-2 a da bir VE geçidi olan diyodun negatif mantığa karşı davranışını düşünelim. Diyodlar doğru yönde öngerilimlenmiştir. Böylece girişlerden herhangi biri toprak geriliminde ya da 1 durumunda olduğu zaman çıkış 1 durumunda olur. Yalnız bütün girişler pozitif ya da 0 durumunda olduğu zaman çıkış pozitif durumda olur. Bu mantığın yalnız iki giriş durumu için doğruluk çizelgesi, Çizelge 11-10 da verilmiştir. Çizelge 11-10 VEYA fonksiyonu için verilen Çizelge 11-4 e özdeştir. Bu çözümlemeye göre pozitif mantıktaki bir VE geçidi, negatif bir mantıktaki bir VEYA geçidi olur. Bu aynı zamanda pozitif mantıklı bir VEYA geçidinin negatif mantıklı bir VE geçidine özdeş olması demektir.

Çizelge 11-10. Negatif mantıklı VE geçidi için doğruluk çizelgesi

A	B	T
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

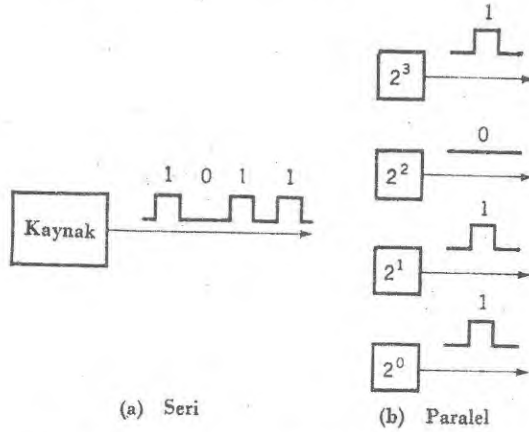
Bir ters-çevirisi geçidini bir mantık düzey değiş-tokuşçusu olarak düşünmek oldukça yararlıdır. Çünkü Çizelge 11-5 de göre, 1 durumlu bir giriş 0 durumlu bir çıkış vermektedir. Böylece mantıksal bir VE fonksiyonu önce işaretleri negatif mantığa dönüştürdükten sonra; bir pozitif mantıklı VEYA geçidi kullanarak elde edilebilir. Negatif mantıklı işaretler, negatif VE mantığını elde etmek için pozitif mantıklı VEYA geçidi üzerine uygulanır. Sonuç olarak işaretler başka bir ters çevirici geçit kullanarak yeniden pozitif mantığa dönüştürülebilir. Bu durum aşağıdaki biçimde,

1. Pozitif mantık işaretleri A, B
2. Negatif mantık işaretleri \bar{A}, \bar{B}

- | | | |
|---------------------------|------------------------|--------|
| 3. Pozitif VEYA geçidi | $\bar{A} + \bar{B}$ | |
| 4. Teorem 19 | $\overline{A \cdot B}$ | |
| 5. Pozitif mantık işareti | $A \cdot B$ | (11-8) |

gösterilebilir. Bu ifadeler Boole cebirinin standard teoremleri kullanılarak pozitif ve negatif mantığın birleşimlerinin nasıl çözümlenebildiğini açıklamaktadır.

Tam bir ikili sayıda çeşitli sayıları gösteren işaretleri iletmenin temelde birbirinden farklı iki yolu vardır. Şekil 11-1 ile ilgili olarak karşılaşılan ilki, sayıda 2 nin artan kuvvetlerine karşılık gelen zamana göre bir pulslar dizisi kullanılmaktadır. Buna seri gösterim denir ve Şek. 12-12a da çizimle gösterilmiştir. Değişik yöntem olan ve Şek. 11-12b de açıklanan paralel gösterim de mümkündür. Paralel şekildeki iletimde, sayıda 2 nin artan kuvvetlerini temsil eden pulslar hep eşzamanlı olarak gözükürler.



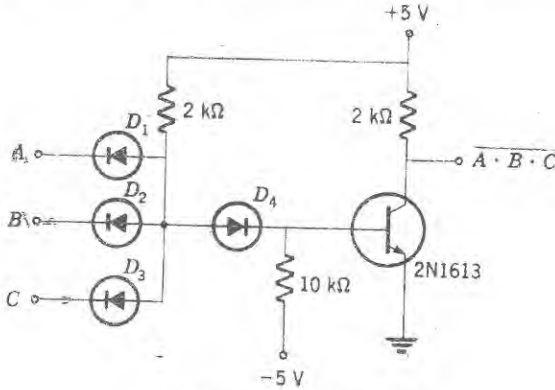
Şekil 11-12. İkili sayıların (a) seri (b) paralel gösterimi.

Sayıların hem seri hem de paralel gösterimi sonraki kesimlerde inceleneceği üzere aynı sayısal devrede geniş biçimde kullanılır. Açık olarak seri iletimde yalnız bir işaret yoluna gerek duyulduğundan bazı üstünlükleri vardır. Buna rağmen paralel iletim durumunda her puls için bir yol gereklidir. Öte yandan paralel gösterim kullanıldığı zaman, bütün sayıların iletimi için yalnız bir puls genişliğinde bir zaman aralığına gerek duyulur; oysa seri gösterimde ihtiyaç duyulan zaman çok uzundur ve zaman aralığı sayıdaki rakamların sayısına da bağlıdır. Herhangi bir durumda seçilen yöntem hangi özelliğin daha üstün olacağına bağlıdır.

DTM ,TTM ve YÇM Mantıkları

Elektronik devrelerin pek çok farklı kurguları mantık geçitleri olarak kullanılır. Şekil 11-2a ve 11-3a da gösterilen en basit olanlarında diyodlar kulla-

nılır ve bunlar *diyod mantığı* ya da DM geçitleri olarak bilinirler. Bu basit devreler istenilen mantık fonksiyonlarını açıkça ifade ederler yalnız çok karışık mantık fonksiyonlarını yapmak için ardarda kolayca eklenemezler. Bunun nedeni devre içinde işaret kaybının kaçınılmaz oluşu ve bir geçidin çıkışı ile bundan sonraki elemanın girişi arasındaki impedans uyumsuzluğudur.

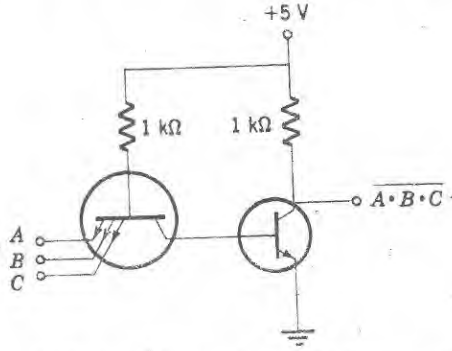


Şekil 11-13. DTM VED geçidi.

Bu güçlükleri yenmek için bir VEYAD geçidi olarak Şek. 11-6a da gösterilen *direnç transistör mantığı* RTM kullanılır. Gerçekte bu kurgu, yalnız bir VEYAD geçidi biçiminde kullanılır, daha öncede belirtildiği üzere bu kurgu bütün mantık fonksiyonlarını yapmak için yeterlidir. Transistör kazanç sağladığından mantık işaretleri geçidi geçerken küçülmezler ve transistör aynı zamanda yük impedansının giriş devresine etkisini azaltır. Bu etkinin yararlı bir ölçüsü *yayılma yahut dallanma* belirtgenidir. Yayılma veya dallanma, devre çalışmasını bozmaksızın çıkışa bağlanabilen özdeş devrelerin sayısını belirtir. Açıkça görüleceği üzere, dallanmanın büyük olması bir üstünlüktür, çünkü o zaman karışık mantık devreleri kurmak mümkün olur. Yaklaşık 5 dallı devre RTM geçitlerinin özelliğidir. Daha iyi dallanma ve devrelerin hızlı çalışması, daha çok ikili bir sistemdeki yer değiştiren sığalara benzer biçimde, toplama devresindeki dirençlerin sığalarla paralel bağlanması ile başılır. Bu kurgu DSTM, *direnç-sığa-transistör mantığı* olarak bilinir.

Şekil 11-13 de olduğu gibi diyodlu bir VE geçidi ile ters-çeviricinin birleştirilmesi çok yararlı bir VED geçidi oluşturur. D_1 , D_2 ve D_3 diyodları mantık fonksiyonunu yapar transistör ise işareti ters çevirir ve yükseltir. Bu devre, RTM geçidinden daha hızlı çalışır ve aynı zamanda D_4 bağlayıcı diyodu aracılığıyla giriş-çıkış etkileşmelerini azaltır (bu diyod D_4 , devrenin çalışmasında bazı kayıplar görüldüğünde bırakılabilir). DTM geçitlerinde dallanma sayısı 10 kadar olabilir. Benzer bir VEYAD geçidi mümkün olmasına rağmen DTM mantığı normal olarak yalnız VED geçitlerini kullanır.

Yukardaki mantık geçitlerinin hepsi integre devreler olarak bulunabilirler fakat ayrı bileşenler olarak kullanılabilirler. İntegre devrelerin yapılmasının kolay olması, Şek. 11-14 deki mantık elemanı biçiminde çok-sayıda yayıcı olan *transistör-transistör mantığına*, TTM izin verir. Devrenin çalışmasında, diyodlarının anodları ortak olan bir DTM olarak bakılabilir. Yayıcılardan herhangi biri toprak geriliminde, 0 durumunda, olduğu zaman toplayıcısı da toprak gerilimde olur ve çıkış transistörü çalışmaz, çünkü yayıcı-taban eklemlerinden akım geçmez. Çıkış transistörü çalışmadığı zaman, çıkış 1 durumundadır. Üç yayıcısının hepsi 1 durumunda ise transistörün her ikisi de çalışır ve çıkış 0 durumuna gelir. Bu mantık olarak, bir VED geçidine eşdeğerdir.



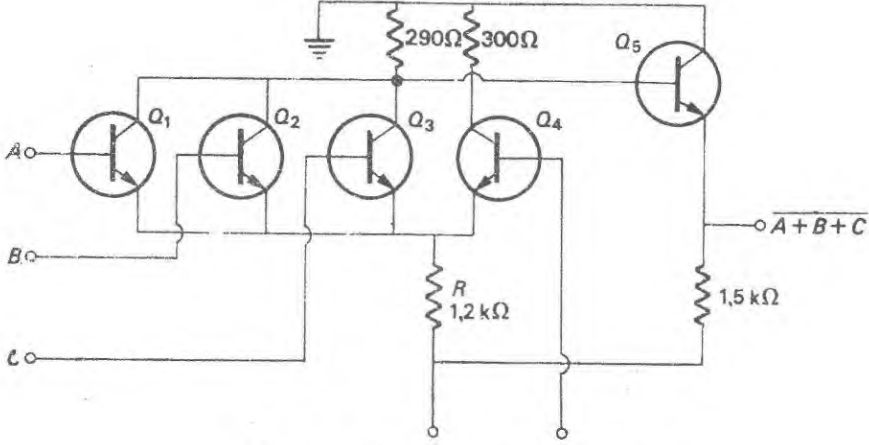
Şekil 11-14. İntegre devre TTM VED geçidi.

TTM mantığında 15 kadar dallanma vardır, sekiz veya daha fazla giriş yayıcıları da kullanılmaktadır. Bundan başka çalışma hızı başka geçit tiplerinden daha büyüktür ve gürültüden etkilenmez. Genel olarak mantık hızı, geçidin *iletim gecikmesi* olarak tanımlanır ve bu girişte mantık durumunda ortaya çıkan bir değişiklikle çıkışta oluşan bir değişiklik arasında geçen süreye denir. İletim gecikmesi TTM geçitleri için yaklaşık 10×10^{-9} s dir (10^{-9} s = 1 nanosaniye veya ns). Bu süre DTM ve RTM geçitleri için 50 ns dir.

Mantık geçitlerinin gürültü bağışıklığı, örneğin uygulanan gerilim v.b. değişiklikler ile şiddetli işaretler uygulandığında bir geçidin verilen bir mantıksal durumda nasıl kaldığını belirten önemli bir değişkendir. Gürültü bağışıklığı, 1 durumunu belirleyen minimum etkin giriş işareti ile çıkışta 0 durumunu belirleyen maksimum çıkış işareti arasındaki farktır. Bu değer büyük olması, geçidin verilen bir mantık durumunda daha çok kaldığını belirtir. Gürültü bağışıklığı TTM geçitleri için 1 V tan fazla DTM geçitleri için yaklaşık 0,75 V ve RTM geçitleri için 0,2 V kadar küçük olabilir.

Yayıcısı-bağlı mantıkta ya da bir yayıcı direnci ile bağlı bulunan ve Q_1, Q_2, Q_3 giriş transistörlerini bulunduran Şek. 11-15 teki YÇM geçitleriyle son

derece küçük iletim gecikmeleri başanlır. Giriş transistörlerinin hepsi kesilimde iken (0 durumu) Q_5 in tabanı 0V ta ve VED'in çıkış işareti tam yayıcı-taban gerilimi kadar veya 1 durumundadır. Bir ya da daha fazla giriş 1 durumuna yükselirse, buna karşılık gelen giriş transistörü iletime geçer ve Q_5 in de iletime geçmesine neden olur, böylece çıkışı 0 durumuna getirir.



Şekil 11-15. İntegre devre YÇM VED geçidi.

Q_1 üzerindeki öngerilim geçit transistörleri 1 durumunda olduğu zaman doyumda olmayacak biçimde ayarlanır. Bu geçit transistörlerinin yeniden çalışmaz duruma gelmesi için geçen zamanı azaltır. 0 durumu ile 1 durumu arasında değişen oldukça küçük gerilimle birlikte bu özellik YÇM geçitlerinin küçük iletim gecikmesine neden olur. YÇM mantığında 0 durumu $-1,5$ V iken, 1 durumunun $-0,75$ V ta olduğunu vurgulamak gerekir. Pozitif mantık böyle olduğu zaman gerilim düzeyleri öteki geçit devrelerinin mantık düzeyleri ile uyumsuzlar.

AET kullanılan geçit devreleri, bundan sonraki kesimlerde anlaşılaacağı üzere, integre-devre mantık sistemleri yapmak için özellikle uygundur. Uygun büyüklükteki sistemlerde yararlı işlemsel özellikleri elde etmek için bütün sayısal geçitler üzerine kurulan kullanışlı sayısal devreler gerçekten integre-devre yöntemine dayanır. Bu ilgi nedeni ile çeşitli mantık geçitlerinin iletim süresi ve güç kayıplarına dikkat etmek gerekir, çünkü hem toplam zaman gecikmesi hem de toplam güç kaybının pek çok mantık sistemlerinde sınırlayıcı etken olduğu görülür. Çizelge 11-11 e göre, küçük iletim gecikmeleri büyük güç kaybını belirtir, burada hız önemli ise YÇM geçitleri yararlı ve güç kaybının çok küçük olması istenirse AET geçitleri oldukça uygundur.

Çizelge 11-11 Mantık geçitlerinin belirtgenleri

Geçit tipi	İletim gecikmesi ns/geçit	Gük kaybı VQ mW/geçit
DM	500	0
AET	200	0.25
DTM	50	10
TTM	10	20
YÇM	1	60

Toplama Geçitleri

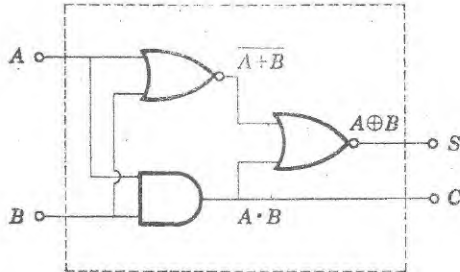
Toplama, sayısal hesaplama temel olan matematiksel bir işlem olduğu için ikili sayıların toplanmasını gözden geçirmek uygun olur. Örneğin çarpma, toplamayı tekrarlayarak yapılabilir. Benzer biçimde bölme, toplamının tersi olan çıkarma ile bulunabilir. Mantık geçitleri aşağıda iki-basamakta verilen yolla, ikili toplamayı yapmak için kullanılır. Önce her sütundaki sayılar toplanır ve sonra taşınan sayılar bir sonraki 2 nin daha yüksek kuvvetini gösteren sütuna eklenir. Bu, bir önceki kesimde açıklanan toplama işlemine özdeşir.

Pulsların toplanması için verilen doğruluk çizelgesi, Çizelge 11-2, taşınan C nin bir VE mantığı Çizelge 11-3, iki pulsun toplamı S nin ise dışarlayan VEYA mantığı, Çizelge 11-7, olduğunu göstermektedir. Öyleyse, A pulsunun B pulsunun eklenmesi aşağıda verilen mantıkla belirlenir.

$$S = A \oplus B \quad (11-9)$$

$$C = A \cdot B \quad (11-10)$$

Bu mantığı yapan bir devreye *yarı-toplayıcı devre* denir ve bunun bir çizimi Şek. 11-16 da gösterilmiştir. Denklem 11-10 dan hemen açıkça görüldüğüne, Denk. (11-9) u veren toplama çıkışının ise aşağıdaki biçimde oluştuğuna dikkat ediniz,



Şekil 11-16. Yarı toplayıcı devre.

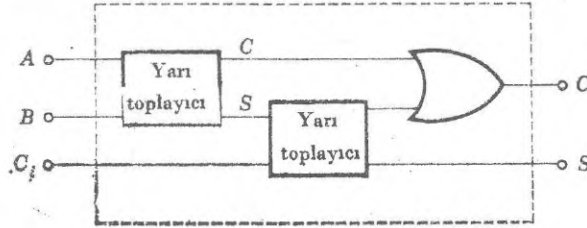
$$S = \overline{(A+B)} + (A \cdot B) = (\overline{A+B}) \cdot (\overline{A \cdot B}) \quad \text{teorem 18}$$

$$= (A+B) \cdot (\overline{A} + \overline{B}) \quad \text{teorem 9 ve 19}$$

$$= A \cdot \bar{A} + A \cdot \bar{B} + B \cdot \bar{A} + B \cdot \bar{B} \quad \text{teorem 14}$$

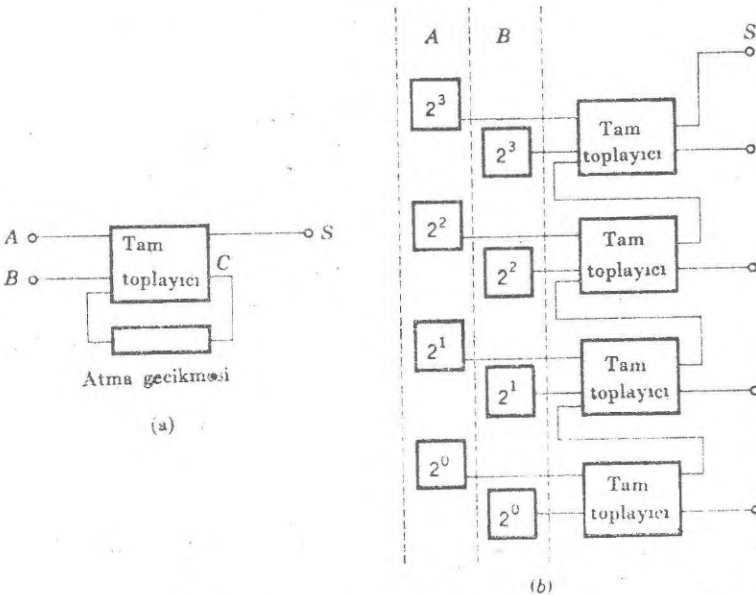
$$= A \cdot \bar{B} + B \cdot \bar{A} \quad \text{teorem 8}$$

Yarı toplayıcı ilk basamakta sayıların toplama işlemini yapar, yani pulsarı toplar. Pulsarın toplamına taşınan pulsarı da eklemek için iki yarı toplayıcı bir *tam toplayıcı* oluşturmak üzere, Şek. 11-17, bir araya getirilir. Taşınan pulsun toplamaya eklenmesiyle yeni bir taşınan puls meydana getireceğinden bir VEYA geçidine gerek duyulur.



Şekil 11-17. Tam-toplayıcı.

Bir tam toplayıcı ile ikili sayıları toplamak için izlenen yol, toplanacak sayıların seri veya paralel gösterimler olup olmadığına bağlıdır. Seri gösterimde, Şek. 11-18a, iki sayının dalga biçimlerini bir tam-toplayıcı devresine verilir ve her pulsun toplamı ardışık olarak toplanır. Ortaya çıkan herhangi bir



Şekil 11-18. (a) Seri ve (b) Paralel toplama.

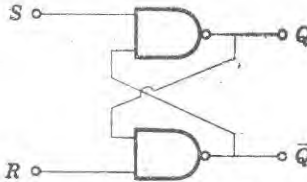
taşıyacak puls, taşıyıcı girişine ardışık pulsalar arasındaki süreye eşit bir zaman aralığı kadar geciktirilerek geri verilirler. Bu gecikme, taşıyıcı pulsun ikili sayıdaki pulsaların bir sonraki sütununa eklenmesine neden olur. Uygun 1-pulsu gecikme Böl. 9 da tartışılan iki ardışık iki durumunun birleşimi ile elde edilebilir.

Paralel gösterimde toplama benzer biçimdedir, yalnız her sayı için bir tam toplayıcı gereklidir, Şek. 11-18b. Bu durumda en az anlamlı puls toplamından oluşan taşınan puls, bundan sonraki en anlamlı pulsun tam-toplayıcısına eklenerek v.b. yapılır. Şekil 11-18b deki 4-rakamlı iki sayının toplanması için 28 mantık geçidi gerekli olduğundan paralel toplama çok iyi devre yapımını gerekli kılar. Ama integre devre yapım tekniğinin bu ihtiyacı karşılayacak yetenekte olduğu hatırdta tutulmalıdır. Böylece bir tüm integre-devreli tam toplayıcı geçit fiziksel olarak gerekli uçları sağlamak için kullanılan koruyucu kabından daha büyük olmamaktadır.

BİLGİ KAYDEDİCİLER

İki durumlu Devreler (flip flops)

Eğer iki ters-çevirici geçit, Şek. 11-19 daki iki VED geçidi durumunda olduğu gibi çapraz-biçimde bağlanırsa, bu birleşim iki kararlı duruma sahip olur. Örneğin *S* girişi (*kurmak için*) 1 durumunda ve *R* girişinin (*yeniden kurma veya silmek için*) de 1 durumunda olduğunu varsayalım. Eğer üst VED geçidinin öteki çapraz girişi 1 durumunda ise çıkışı, *Q*, 0 durumunda



Şekil 11-19. Çapraz bağlantılı iki durumlu VED geçidi.

olmalıdır. Önceki üst geçit girişi için önerilen varsayıma göre, alttaki VED geçidinin 0 ve 1 durumundaki girişleri \bar{Q} çıkışını 1 durumuna koyar. Yani *Q* ve \bar{Q} her zaman zıt mantık durumlarında bulunurlar. Eğer *S* girişi 1 durumunda ve *R* de 0 durumunda ise, çıkışta *Q* nun 0 durumunda ve \bar{Q} nin ve 1 durumunda olduğuna dikkat ediniz. Gerçekten bu çapraz-bağlantılı mantık geçidi, Böl. 9 da incelenen iki durumlu devre ile eşdeğerdir. Bu eşdeğerlik Şek. 11-19 daki mantık çizimi Şek. 11-6b deki RTM durumunda olan Şek. 9-23 deki iki durumlu devre ile karşılaştırılarak doğrulanabilir.

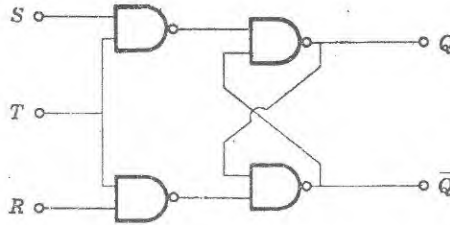
Bir VED iki durumlu devre için doğruluk çizelgesi Çizelge 11-12 de verilmektedir. *S* sıfır durumunda olduğu zaman iki durumlu *kurulmuştur* denir çünkü *Q* = 1 dir. Benzer biçimde, *R* ye verilen 0 durumlu bir giriş *Q* yü

Çizelge 11-12. İki durumlu VED devresi için doğruluk çizelgesi

R	S	Q
0	0	belirsiz
0	1	0
1	0	1
1	1	Q

sıfır durumuna getirerek iki durumlu devreyi *siler*. Bir iki durumlu devrenin bir hafıza devresi olduğuna dikkat ediniz, çünkü iki durumlu en son hangi girişin 0 durumunda olduğunu göstermektedir. Aynı zamanda hem *R* ve hemde *S* girişi 1 durumunda olursa bu, devreyi ilk duruma getirir, 0 durumlu iki giriş ise belirsiz bir sonuç verir, çünkü devrenin mantığı sağlanmamakta ve bu giriş işaretlerinden sonra son durum tamamen şansa bağlı kalmaktadır. İki durumlu devreye benzer bir devre çapraz bağlı VEYAD geçitlerinden oluşur ve buna karşılık gelen doğruluk çizelgesi Çizelge 11-12 ye benzer fakat onunla özdeş değildir.

Eğer giriş geçitleri, Şek. 11-20 deki VED iki durumlu devresine eklenirse, yalnız *T* veya saat girişi 1 durumunda olduğu zaman, devre mantık işaretlerine cevap verir. Bunun nedeni, *T* saat girişi 0 durumunda olduğu zaman giriş geçitlerinin her ikisinin de 1 durumunda olmasıdır (*R* ve *S* deki işa-



Şekil 11-20. Geçitli VED iki durumlu devresi.

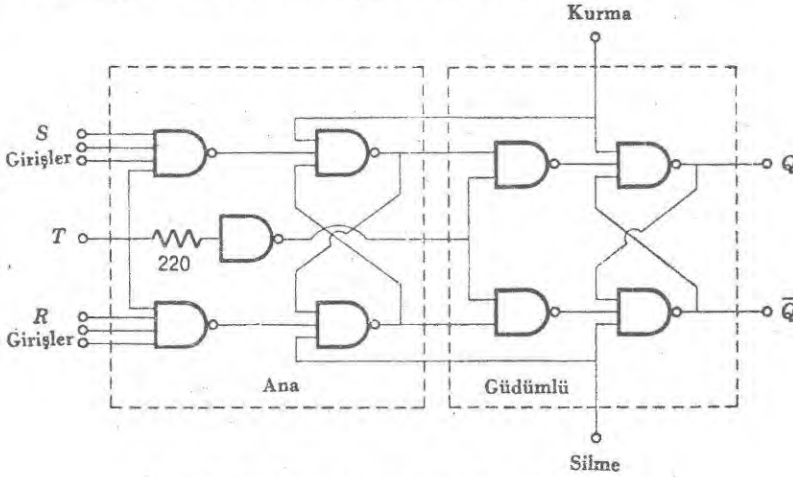
retlerden bağımsız). Çizelge 11-12 ye göre iki durumlu devre bu şart altında ilk durumunda kalır. *T* girişi 1 durumunda olduğu zaman *R* ve *S* deki mantık işaretleri, Çizelge 11-13 ile açıklandığı üzere, devrede geçiş neden olabilir. Giriş geçitlerindeki ters-çevirme nedeniyle bu mantık basit VED iki durumlu devresi ile karşılaştırıldığında ters olduğuna dikkat ediniz. Gerçekten bu devre *T* girişindeki işaretlerle kontrol edilir veya geçitlendirilir çünkü *R*

Çizelge 11-13. Geçitli VED iki durumlu devresi için doğruluk çizelgesi

R	S	Q
0	0	Q
0	1	1
1	0	0
1	1	Belirsiz

ve S deki mantık işaretleri yalnız T girişi 1 durumunda olduğu zaman etkilenirler. Bölüm 9 da anlatılan RS / T iki durumlu devre ile bu kurgunun benzerliğine dikkat ediniz. Söz konusu geçitli iki durumlu d.a. ve puls biçiminde olmayan mantık işaretlerine bile tepki gösterir.

Geçitli iki durumlu devrenin çıkış uçlarını giriş uçlarına, devreyi RS/T iki durumlu devresinde olduğu gibi durum değiştirmesi için bağlamak mümkün değildir. Bunun nedeni çıkış ucu giriş işaretine bağıyken durumunu değiştirememesidir. Bununla birlikte d.a. çiftlenimin üstünlüklerini aynen saklayarak kollu iki durumlu yapmayı başarmak için iki basamaklı iki durumlu devre kullanılabilir. Şek. 11-21 deki RS ana-güdümlü iki durumlu devresinin mantık şebekesi bu yöntemi açıklamaktadır.



Şekil 11-21. RS ana-güdümlü iki durumlu devre.

Devrenin aynı saat girişi ile kontrol edilen geçitli iki tane iki durumlu devresi olduğuna dikkat ediniz. Bununla birlikte, güdümlü iki durumlu devresi bir ters çevrilmiş saat işareti ile geçitlenmiştir, çünkü saat girişi hattındaki 220 Ω luk direnç ana iki-durumlu devresinden birazcık farklı zamanda harekete geçer. Saat sıfır durumunda olduğu zaman R ve S girişlerindeki mantık işaretleri düzgün geçitli bir iki durumlu devresinde olduğu gibi etkisiz olurlar. Bununla birlikte ters-çevrilen saat-ışareti güdümlü iki-durumlu devresinde 1 durumunda olur ve güdümlünün ana devre ile aynı durumda olduğu varsayılır. Saat işareti 1 durumuna giderken saat ters-çevirici geçidinin girişi, ana devrenin giriş geçidi 1 durumunu almadan önce, 0 durumuna varır. Bundan ötürü güdümlü giriş geçitleri, güdümlü iki-durumluyu ana-devreden ayırır ve güdümlü iki durumlu ana-devrenin durumunu saklar.

Bundan sonra ana-devresinin giriş geçitleri saat işaretinin 1 durumunu alır, R ve S deki mantık işaretleri Çizelge 11-13 e göre ana iki durumlu devre-

sinin durumunu belirtirler. Saat pulsunun sonunda, ana-giriş geçitleri, R ve S girişlerinden ana-iki durumlu devresini ayırır. Saat yeniden önceki 0 durumunda olduğunda, güdümlü iki durumlu devresindeki ters-çevrilmiş saat işareti güdümlünün ana-iki durumunun durumunu almasına neden olur. Böylece, çıkış durumu R ve S deki mantık işaretlerini yansıtır, ama saat pulsuna sona erinceye kadar çıkış durumuna erişemez.

Hem R ve hemde S girişlerine çok sayıda uçların konulabileceğine dikkat ediniz. Çizelge 11-13'e göre, herhangi bir S girişinde bir 0 durumu Q yü 0 durumuna koyar ve herhangi bir R girişinde bir 0 durumu Q yü 1 durumuna koyar. Doğrudan doğruya kurma ve silme girişleri de yapılabilir. Kurma girişinde 0 durumunda olan bir işaret bütün öteki işaretleri geçer ve $Q = 1$ durumunu oluşturur. Benzer biçimde, sil girişinde 0 durumunda olan bir işaret $Q = 0$ yapar ve iki durumlu silinir.

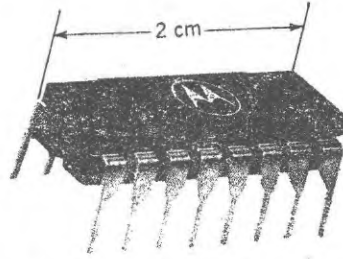
Durum değiştirme kipi, Şek. 11-21'deki \bar{Q} yi S girişlerinden birine ve Q yü R girişlerinden birine bağlayarak yapılır. Geriye kalan S uçlarına J girişi ve serbest R uçlarına da K girişi adı verilir. Bu kurgu bir JK ana-güdümlü iki durumlu devresi olarak bilinir. Çizelge 11-14'de verilen yeni doğruluk çizelgesinin son girişinde gösterildiği gibi, devre durum değiştirmenin dışında geçitli bir VED iki durumlu devresine benzemektedir. Sözle ifade edilirse: bir JK iki durumlu devresinin mantığı; herhangi bir J girişindeki bir 0 durumu Q deki 1 durumunu ve herhangi bir K girişindeki bir 0 durumu da Q deki bir 0 durumunu önler ve J ya da K girişlerinden biri 0 durumu ile yasaklanmadığı sürece devre durum değiştirir. Durum değiştirme kipinin T de puls biçiminde olan ve olmayan işaretlere basit cevap verdiğine de dikkat ediniz.

Çizelge 11-14. JK VED Ana-güdümlü iki durumlu devresi için doğruluk çizelgesi

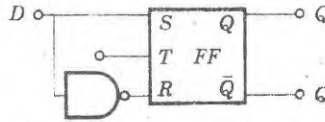
$J_1 \cdot J_2$	$K_2 \cdot K_1$	Q
0	0	Q
0	1	0
1	0	1
1	1	\bar{Q}

Böylece dikkatle hazırlanan iki durumlu devreler yalnız, integre devreler biçiminde kullanışlı olurlar. TTM mantığında seçkin bir JK ana-güdümlü iki-durumluda, toplam 18 transistör kullanılmakla birlikte Şek. 11-22'de gösterilen uygun büyüklükte bir pakete sığdırılır.

Geçitli bir iki durumlu devresinin yararlı değişik bir biçiminde S girişine bağlı tek bir giriş ucu vardır ve \bar{S} si R girişine bağlamak için bir ters-çevirici kullanılır, Şek. 11-23. Uygun doğruluk çizelgesi, Çizelge 11-15, D iki durumlu sunun (verileri kilitlemek için), saat pulsunun 1 durumunda olduğu son aralıkta, giriş ucundaki işareti sakladığını göstermektedir. Bu devrenin bir uygulaması gelecek kesimde işlenmiştir.



Şekil 11-22. JK ana-güdümlü iki durumunun İntegre devresi (Motorola semiconductor Products, Inc.).



Şekil 11-23. Verileri kilitleyen iki durumlu devre.

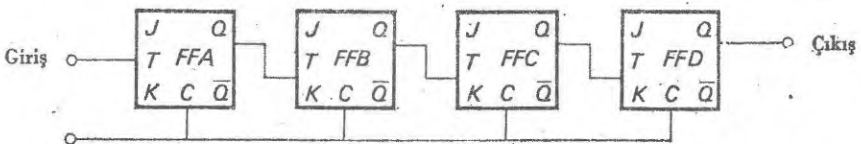
Çizelge 11-15. İki durumlu D devresi için doğruluk çizelgesi

D	Q
0	0
1	1

Sayaçlar

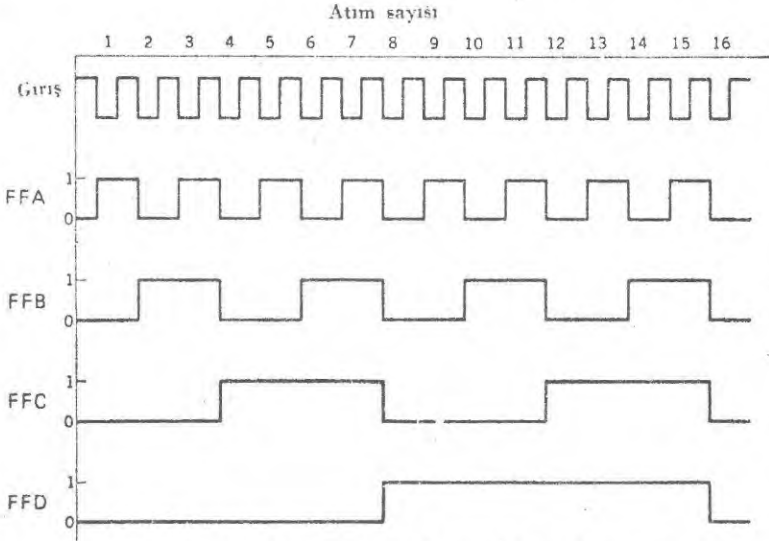
Tek bir JK iki durumlu devre, saat girişine uygulanan her iki puls için bir çıkış pulsu oluşturur. Bunun nedeni, 9. bölümde tartışılan RS / T iki durumlu devrede olduğu gibi iki puls devreyi bir kararlı durumundan ötekine kaydırır ve sonra yeniden ilk durumuna geri getirir. Bir iki durumlu devrenin Q çıkışı, ikinci bir iki durumlu devrenin T girişine bağlanırsa, toplam dört giriş pulsu tek bir çıkış pulsunu oluşturur. Yani bir dizi iki durumlu devreler giriş puls-larının sayısını belirleyen bir elektronik sayaç oluşturur. Her iki durumlu devrenin durumu, herhangi bir anda giriş puls-larının toplam sayısını verir.

Şekil 11-24 deki dört tane iki durumlu sayacı düşünelim. Önce dört tane iki durumlu silindiğini ve böylece her basamakta $Q = 0$ olduğunu varsayalım. Giriş puls-larının düzgün sıralanmasının bir sonucu olarak, her



Şekil 11-24. Peş peşe iki durumlu devreler iki durumlu sayaçları meydana getirir.

iki durumunun çıkışındaki dalga biçimleri Şek. 11-25 de gösterilmektedir. İlk giriş pulsu *FFA* nın durumunu değiştirmeye neden olur, ötekiler ise 0 durumunda kalır.



Şekil 11-25. 16. ölçekli sayaçta dalga biçimleri.

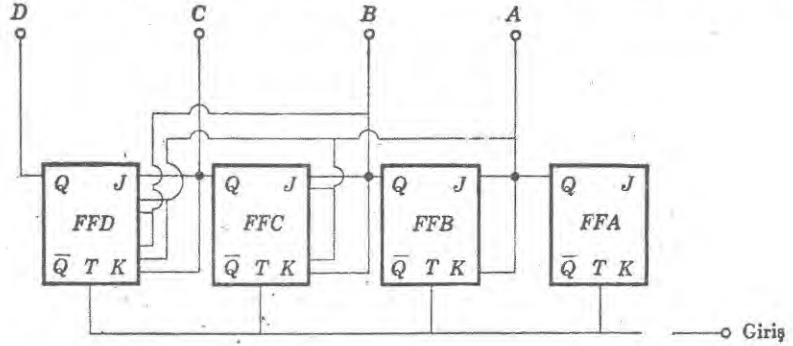
İkinci giriş pulsunun *FFA*, 1 durumundan 0 durumuna yeniden döner ve çıkış işareti *FFB* yi 1 durumuna tetikler. İki giriş pulsunun net sonucu, öteki üç devre 0 durumunda iken *FFB* nin 1 durumuna gelmesidir. Şekil 11-25 deki çizimde açıklandığı gibi, on altıncı giriş pulsu ile negatife-giden bir tek çıkış işareti oluşuncaya kadar, bu süreç daha sonraki giriş pulslarıyla devam eder. Buna uygun olarak dört tane iki durumlu devrenin peş peşe birleşimi 16 ölçekli sayaç adını alır.

Peş peşe bağlanan *RS/T* iki durumlu devrelerinin büyük bir uygulama yeri, örneğin çıkış pulslarını elektromekanik kaydedicilerle kaydedilebilecek ölçüye kadar, nükleer ışıma detektörleriyle puls sayılarını azaltmak ya da ölçeği düşürmektir. Böyle bir ölçekleyicinin ölçek çarpanı, iki durumlu devrelerin eklenmesiyle basit olarak artırılabilir. *Kaydediciler* denilen peşpeşe iki durumlu devreler, ikisi sayıları gösteren işaretleri ve sayısal mantık işaretlerini kontrol etmek, biriktirmek ve saymak için çok kullanılır.

Kaydedici uygulamalarda, Şek. 11-24 deki basit peş peşe bağlama her basamağın geçiş zamanı ile ortaya çıkan iletim gecikmesinden zarar görür. Örneğin sekizinci ve on altıncı giriş pulslarında, dört tane iki durumlu devrenin hepsi de ardışık olarak durumunu değiştirir, böylece toplam süre her basamağın geçiş zamanı ile son geçiş için gerekli olan basamakların sayısının çarpmı-

mına eşittir. Hızlı giriş pulsuları için ilk iki durumlu son iki durumlu devrenin son durumuna varmadan önce, ardışık giriş pulsalarına hemen cevap verebilir. Bundan ötürü herhangi bir anda sayacın durumu gerçek sayısı gösteremez.

Bu zorluk bütün dört iki durumlu devrenin eş zamanlı olarak durumlarını değiştirebildiği eşzamanlı iki durumlu sayaç adını alan, Şek. 11-26 daki sayaçla giderilir. Bu şekilde giriş ucunun sağ-tarafta konulduğuna ve böylece kaydediciye kaydedilen bir sayının, normal okumada olduğu gibi, sol tarafta en anlamlı rakamı ile gösterildiğine dikkat ediniz. Her iki-durumlu devre bütün

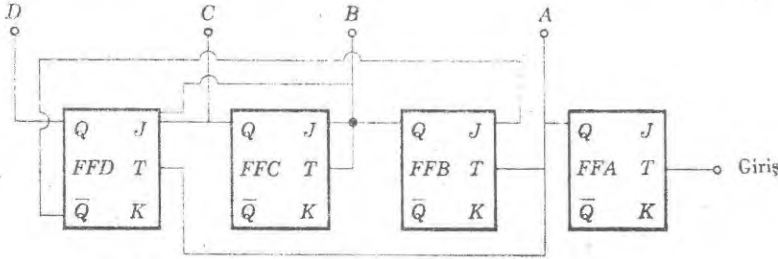


Şekil 11-26. Eşzamanlı iki durumlu sayaç

saat girişlerine uygulanan giriş pulsuları ile durum değiştirmeye zorlanır. İki durumlu devreler arasındaki bağlantılar uygun saymaya erişilinceye dek geçişleri yasaklar. Örneğin bütün J ve K girişleri 1 durumunda olduğu zaman sekizinci (ve on altıncı) giriş pulsuna kadar FFD yasaklanırken FFA'nın her giriş pulsusu için durum değiştirdiğine dikkat ediniz. Her JK iki durumlu devresinin son durumu saat pulsunun negatif geçişinde olduğu için, dalga-biçimleri eşzamanlı olmayan iki-durumlu sayaç için verilen dalgabıçımlarına, Şek. 11-25 özdeşirler. Bu dalgabıçımı deseni, JK iki-durumlu devresi için verilen doğruluk çizelgesi Çizelge 11-14 kullanılarak doğrulanabilir.

Genel olarak bilgilerin ondalık biçimde gösterilmesi istenir ve bundan ötürü sayıları, ikili sayı gösteriminden ondalık gösterime dönüştürmek gereklidir. Bu değişikliği başarmak için kullanılan çözücü mantık, 4 ya da 5 pulstan daha çok puls olduğu zaman çok karışık olur. Bunun yerine, bir ondalık sayının her rakamının ayrı olarak ikili biçimde saklamak çoğu kez daha uygundur. Böylece, ondalık sayının her rakamı 0 dan 9 a kadar sayan bir dört tane -ikidurumlu kaydedici devre ile gösterilir, örneğin böyle beş kaydedici 0 dan 99999 a kadar ondalık sayıları saklayabilir. Böylece çözücü mantığın yalnız 0 dan 9 a kadar olan ondalık sayılar kaydetmesi gerekli olur ve büyük sayılar, her onluk için bir ek kaydedici ekleyerek kolaylıkla elde edilebilir.

Bir dörtlü-iki durumlu devresi 16 ya kadar saymak için yeterlidir, fakat böyle *ikili kodlu onlu*, ya da *İKO*, bir sayaçta toplam 10 sayma istenir. Bu, Şek. 11-27 de olduğu gibi, iki durumlu devreler arasında bağlantılarla kolayca başarılabilir. Çiriş pulsarı *FFA* nın durumunun değiştirmeye neden olur ve *FFD* den *Q* çıkışının yasaklandığı sekizinci saymaya kadar *FFA*, *FFB* nin de durumunu değiştirir. Benzer biçimde *FFD*, yedinci saymaya kadar biri ya da öteki *J* girişleri 0 durumunda olan *FFB* ve *FFC* in *Q* çıkışı ile yasaklanır. *FFB* sekizinci giriş pulsunda değişir. Dokuzuncu puls yalnız *FFA* yı ikili durumdan birine koyar ve onuncu saymada hem *FFA* ve hemde *FFD* de-



Şekil 11-27. Eş-zamanlı olmayan ikili kodlu onlu sayaç.

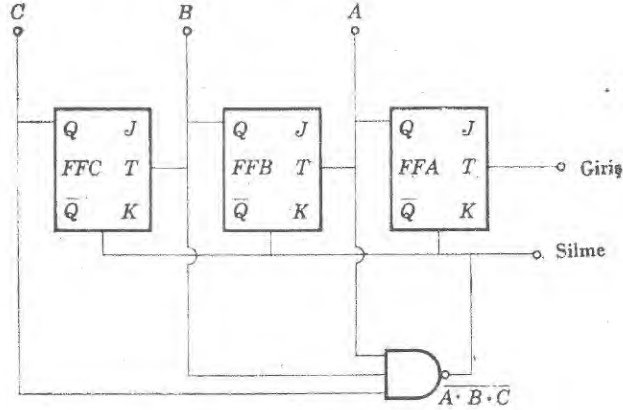
ğişir ve böylece bütün *Q* ler sıfır durumunda olur ve devir tamamlanır. Bu olay giriş sayısının bir fonksiyonu olarak her iki durumlu devresinin durumunu gösteren bir çizelge ile, Çizelge 11-16, en iyi biçimde açıklanmaktadır. Bu desenin Şek. 11-25 deki ikili sayacın dalgabıçimleriyle özdeş olduğuna dikkat ediniz. Bu *İKO* sayacının sayma deseni 16 lık sayacın ölçeğinin ilk dokuz durumu ile aynı olması demektir. Buna doğal 8421 kodu denir ve çok kullanılır.

Çizelge 11-16 *İKO* Kodu sayacının durumları

Sayma	FFD	FFC	FFB	FFA
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Bir *İKO* sayacının devri ya da *tabanı* 10 dur, çünkü bütün iki durumlu devreler her 10 saymada bir silinir. Benzer biçimde, bir dörtlü iki durumlu sayacın tabanı 16 dır. Uygun mantık bağlantıları ile herhangi bir tabanlı sayaçlar yapmak mümkündür. Örneğin giriş *FFB* nin *T* ucunda olursa,

İKO sayacı, *FFB*, *FFC* ve *FFD* iki durumlarının birleştirilmesinden oluşan 5-tabanlı bir sayaç olur. Değişik bir yolla basit bir ikili sayaç, uygun bir sayma sonunda, tüm iki durumlu devreleri silmek için doğrudan silme girişleri ve bir mantık devresi kullanarak istenen herhangi bir tabanlı sayaca dönüştürülebilir. Bu yöntem, doğrudan silinen bir 7-tabanlı sayaç için Şek. 11-28 de açıklanmaktadır. Önce *Q* çıkışlarının hepsi 1 durumunda olduğu zaman



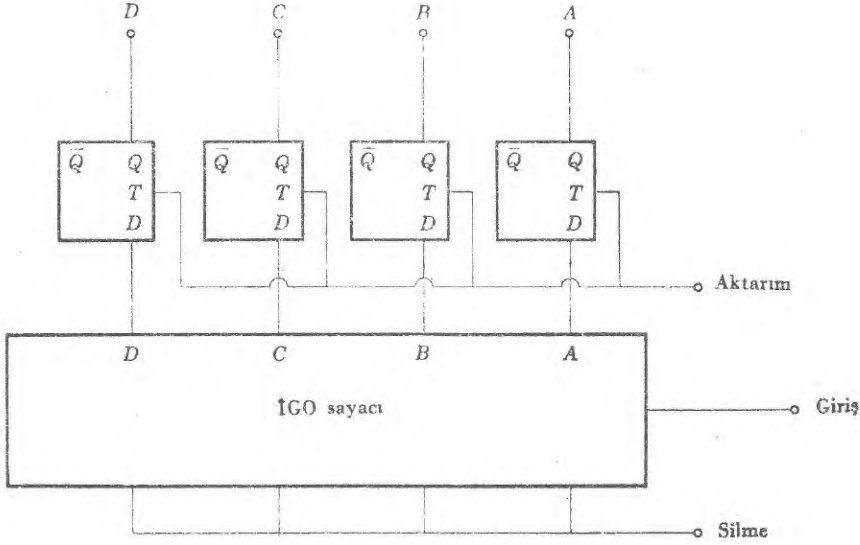
Şekil 11-28. Doğrudan silme kullanan 7-ölçekli sayaç.

(Çizelge 11-16 e bakınız) devre yedinci giriş pulsuna kadar normal iki durumlu gibi sayar. VED geçidinin çıkışı 0 duruma geçer, bütün iki-durumlu devreler silinir ve sayma devri tekrarlanır.

Sayaç yeni bir dalgabıçımını saymaya devam ederken, bir kaydedicideki toplam sayıyı tekrar göstermek amacıyla çoğu kez saklanması istenir. Bunu başarmak için, Şek. 11-29 da olduğu gibi, her sayıcı-iki-durumluya bir *D*-iki durumlu devresi bağlanır. Hafıza iletim ucundaki 1 durumlu bir puls her *D*-iki durumlu devresinin Çizelge 11-15 e göre kendilerine karşılık gelen sayacın aynı durumunu almasına neden olur. Böylece, iletim pulsu anında *İKO* sayacındaki sayı, sayaç yeniden saymak için silinirken hafıza kaydedicisinde saklanır. Gelecek pulsa kadar sabit kalan hafıza kaydedicisinin çıkışı ışıklı göstermeyi başlatmak için kullanılabilir. Bu yerleşimin, ikili sayıları seri gösteriminden paralel gösterimine dönüştürdüğüne de dikkat ediniz.

Kaydediciler

Mantık işaretlerini saklamak için düzenlenmiş iki-durumlu devreler dizisine kaydedici denir ve Şek. 11-29 da gruplandırılan dört *D*-iki -durumlu devresi buna tipik bir örnektir. Kuşkusuz, bilgileri saklayan peş peşe ekli bir dizi iki durumlu devreler de bir kaydedicidir. Bir kaydedicide saklanan mantık

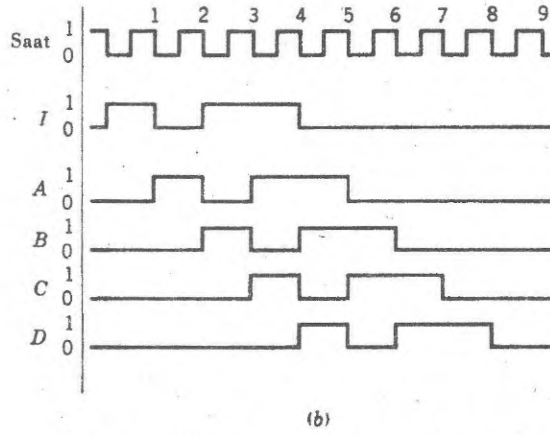
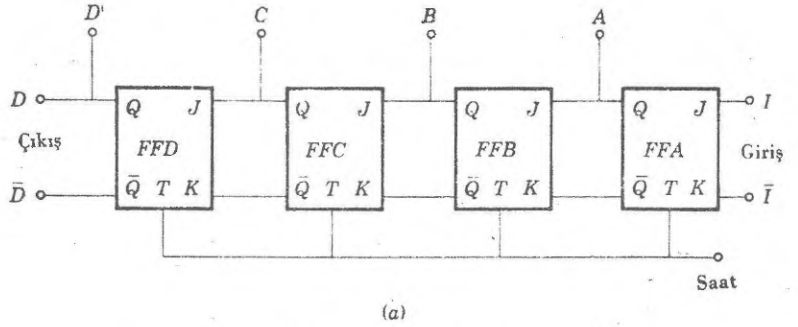


Şekil 11-29. İGO sayacı ve saklayıcı kaydedici.

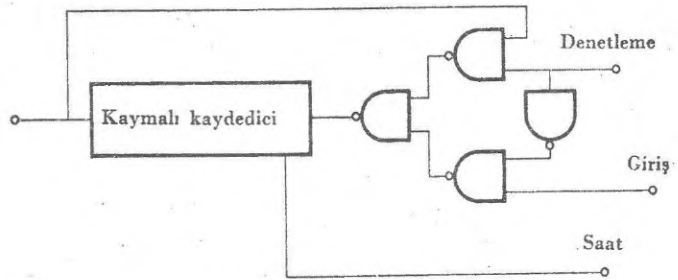
işaretinin ilgili dalgabıçımını değiştirmeden iki durumlu devreler zinciri boyunca hareket ettirmek çoğu kez yararlıdır ve böyle bir sisteme *kaymalı kaydedici* denir.

Şek. 11-30a da JK iki-durumlularından oluşan 4-basamaklı kaymalı kaydediciyi buna karşılık gelen Şek. 11-30b deki dalgabıçımlarıyla gözönüne alınız. Burada I ve \bar{I} giriş işaretleri, J ve K girişlerine uygulanmaktadır. Ne zaman I , 1 durumunda ise, aynı mantık saat pulsunun azalan kenarında FFA nın Q ucunda ortaya çıkar. Bu FFB nın Q ucunun bundan sonra gelecek saat pulsunun kesilmesi anında (azalan kenarında) 1 durumunda olmasına neden olur ve böylece devam eder. Yani girişine verilen bilgiler, her ardışık iki-durumlunun çıkışında bir saat pulsı kadar gecikmeyle gözükür. Bundan ötürü bilgi deseni, Şek. 11-30b de seçkin dalgabıçımlarıyla gösterildiği gibi, kaydedici boyunca dokunulmamış biçimiyle kayar.

Bir kaymalı-kaydedicinin çıkışı yeniden girişine verilirse, mantık işaretleri sürekli olarak döşalır. Böyle dolaşımli bir kaydedicinin kullanışlı bir biçimi, Şek. 11-31 de gösterilmektedir. 1 durumundaki kontrol girişi ile, kaydedicinin çıkışındaki mantık işaretleri yeniden girişe verilmektedir. İşaretler her m pulsunda çıkışta yeniden ortaya çıkar, burada m kaydedicideki iki-durumluların sayısıdır. Yeni mantık işaretleri kontrol ucundan 0 durumlu bir işaretlerle verilebilir. Böyle yüzlerce-puls uzunluğunda dolaşımli kaydedicilerin integre devresini elde etme imkânı vardır.



Şekil 11-30. (a) Dört basamaklı kaymalı kaydedici (b) tipik dalgabıçimleri.



Şekil 11-31. Dolaşımli kaydedici.

Bununla ilgili ve yararlı özellikleri olan bir kaydedici, Şek. 11-30'daki kaymalı-kaydedicinin çıkışlarının giriş uçlarına bağlanması ve giriş işareti olarak da saat ucunun gözönüne alınması ile elde edilir. Önce 1 durumunda bir işaret FFA'ya yerleştirilir ve her iki-durumlu devresindeki doğrudan-kurma ve silme girişleri kullanılarak bütün öteki iki durumlu devreler 0 durumuna silinir. Şekil 11-30'daki dalgabıçimlerine göre 1, saat ucundaki giriş pulslarının tetiklemelerine göre kaydedicide dolaşır. Bu dört basamaklı halkalı sayacın,

ardışık durumları Çizelge 11-17 de gösterilmektedir. Gerçekte, bu çalışma biçiminin bir 4 tabanlı sayaç olduğuna ve toplam ondalık saymanın her iki durumlu devresinin çıkışına bir gösterge bağlayarak kolayca ayırdedilebileceğine dikkat ediniz. Yani halkalı sayaç kendi başına bir çözücüdür. Bu yararlı özellik, her iki-durumluya sadece bir puls yerleştirebilme gerçeğini göstermektedir.

Çizelge 11-17. 4-basamaklı halkalı sayacın durumları

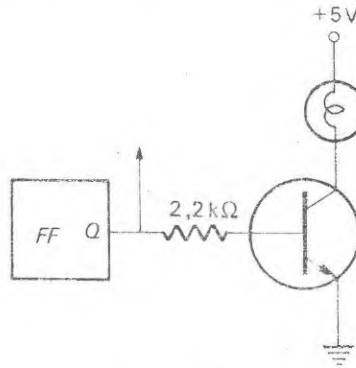
Giriş pulsu	FFD	FFC	FFB	FFA
1	0	0	0	0
2	0	0	1	0
3	0	1	0	0
4	1	0	0	0

İŞIKLI GÖSTERİMLER

Çoğu kez, bir kaydedicide saklanan bilgilerin ışıklı biçimde gösterilmesi oldukça yararlı olmaktadır. Kaydedicideki her iki-durumunun mantık durumunu bildiren basit göstericiler yeterli olabilir. Fakat saklanan bilgileri onluk sayılar cinsinden daha incelikli biçimde göstermek, çoğunlukla daha uygundur.

Tek-Elementle Gösterimler

Bir iki-durumunun mantık durumu, Şek. 11-32 de verildiği biçimde, küçük bir ampul yardımıyla doğrudan gösterilebilir. $Q = 1$ olduğu zaman tran-



Şekil 11-32. İki-durumunun mantık durumunu gösteren ampullü devre.

sistörün tabanı doğru yönde öngerilimlenir ve ampul yanar. Buna rağmen, iki-durumlu $Q = 0$ durumunda olduğu zaman transistör kesilimde olur ve ampul yanmaz. Basit olarak iki-durumlu devresinde toplayıcının yük direnci ile seri olarak bir ampul konulmasından çok bir transistör anahtarının konulması

daha yararlıdır, çünkü ampülü yakmak için gerekli olan yaklaşık 50 mA lik akım devrenin normal çalışmasını kolaylıkla bozabilir.

Bir sayaçta her iki-durumunun durumu, ayrı bir ampul ile gösterilebilir ve herhangi bir anda toplam sayma ampullerinin yanmalarına dikkat edilerek belirlenebilir. Şek. 11-24 deki 16-ölçekli sayaçtaki her iki-durumluya bağlanan ampuller, Şek. 11-25 deki dalga biçimlerine göre, sırayla 1, 2, 4 ve 8 olarak adlandırılır. Toplam yanan ampullerinin gösterdiği sayıları ekleyerek bulunur. Açıkça görüldüğü gibi bu basit gösterim ikili sayı sistemindeki bilgileri belirtir.

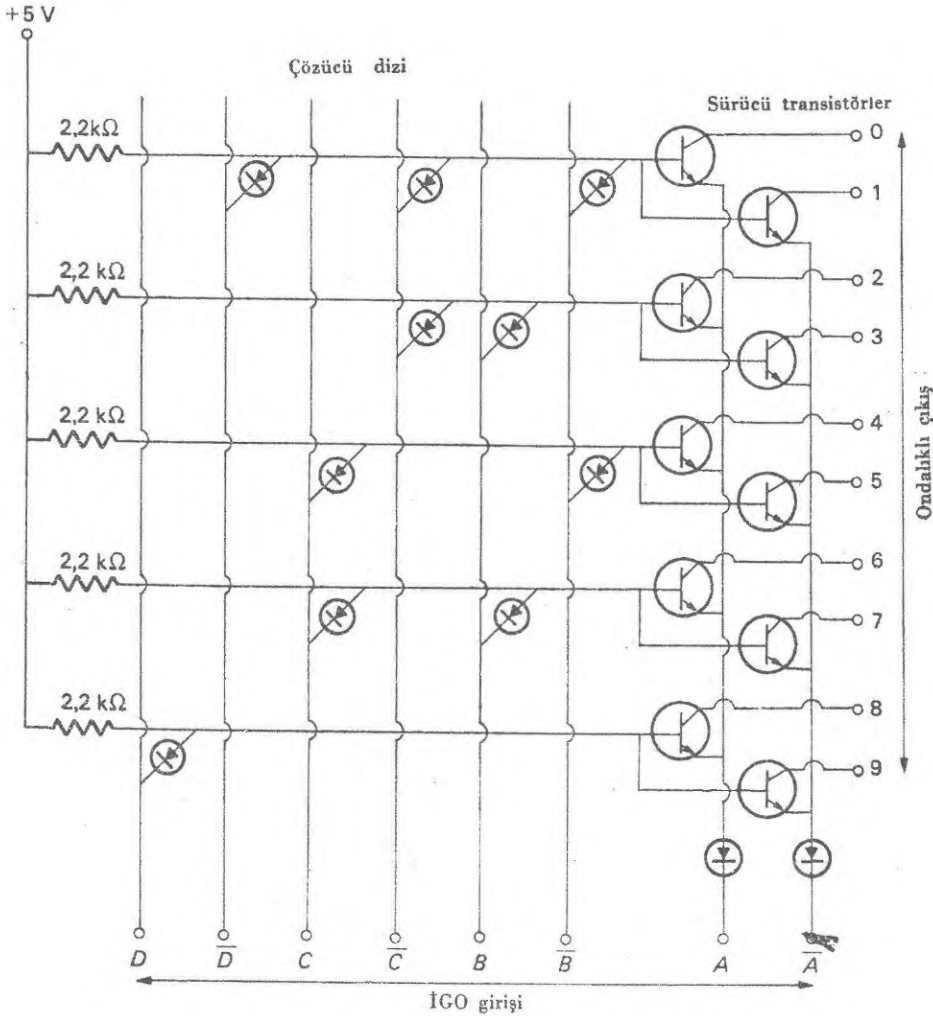
Onlu sayı sistemindeki ışıklı göstergeleri sağlamak için önce ikili işaretleri, kendilerine karşılık gelen onlu rakamlı işaretlere dönüştürmek gerekir. Örneğin, Şek. 11-27 deki *İKO* sayacını düşünelim. Bu sayaç için, her onlu sayıya karşılık gelen mantık ifadesi (yani sayacın durumu) Çizelge 11-18 de gösterilmiştir. Bu, ardışık giriş pulslarında her iki-durumunun durumunu gösteren Çizelge 11-16 daki gösterimin yeni bir ifadesidir.

Çizelge 11-18. İkiliden onlu kodluya

Ondalık sayı	İkili mantık ifadesi
0	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$
1	$A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$
2	$\bar{A} \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$
3	$A \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$
4	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot \bar{D}$
5	$A \cdot \bar{B} \cdot C \cdot \bar{D}$
6	$\bar{A} \cdot B \cdot C \cdot \bar{D}$
7	$A \cdot B \cdot C \cdot \bar{D}$
8	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D$
9	$A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D$

Çizelge 11-18 deki ikili ifadelerin hepsi, Şek. 11-33 deki diyod VE geçitlerinin bir dizisi ile yapılabilen VE mantığıdır. Bu, Şek. 11-34 deki 0 lambasına eşlik eden devrenin yalıtılması ile kolayca açıklanabilir. Bu devrede $\bar{B}, \bar{C}, \bar{D}$ girişleri var olduğunda bütün diyodların ters-öngerilimde olduğuna ve transistörün tabanın da doğru yönde öngerilimlendiğine dikkat ediniz. Şimdi ek olarak, transistörün yayıcısı topraklanırsa (yani \bar{A} olursa) lamba yanar. Benzer bir çözümleme öteki *İKO* mantık giriş ifadelerinin her biri için yapılabilir. Gerçekten bu devre, girişteki bilgileri *İKO* kodu olarak alır ve onları çıkışta ondalık kodlu işaretlere dönüştürür ve bundan ötürü bu dizi, bir *çözücü* adını alır. Şekil 11-32 ile ilgili olarak tartışıldığı üzere sürücü transistörler lamba akımını sağlaması için gereklidir.

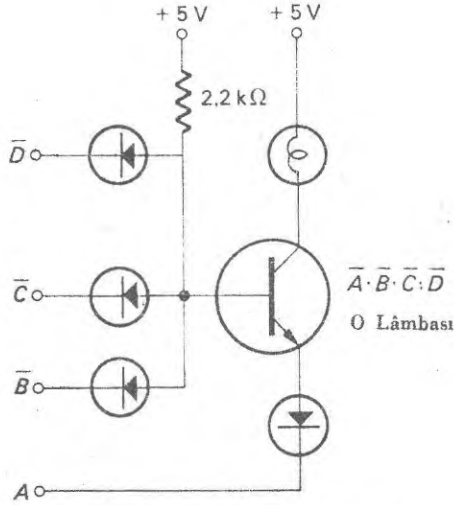
Bu *çözücü* biçime erişilirken, *İKO* mantığının belli basitleştirme üstünlükleri kullanılmıştır. Örneğin Çizelge 11-18 de yalnız D ve \bar{D} nin 0 ve 1 durumlarını 8 ve 9 dan ayırdığına yani \bar{D} nin 2 den 7 ye kadar olan durumları belirtmesine gerek olmadığına dikkat ediniz. Bundan ötürü *çözücü* dizisi



Şekil 11-33. İKO dan ondalık çözücü ve sürücüye.

içinde bu sayılar için D ve \bar{D} tellerine bağlantı yapılmamıştır. A ve \bar{A} de, ayrı düşey mantık bağlantılarından daha çok sürücü transistörlerle bağlanarak verilebilir. İki bağlantının da eşdeğer olmasına A ve \bar{A} nin ayrı düşey mantık bağlantıları çok karışık bir devre oluşturur.

Çözücü mantık, mantık ifadeleriyle belirtildikten sonra, ikili sayıların onlu sayılara dönüştürülme işlemi aşğıdaki biçimde görülebilir. Sayacın durumunu belirten her 4-basamaklı ikili sözcük, özel bir onlu sayıya kodlanır ve bu sayı ilgili lâmba ile gösterilir. Bu gösterim, sayaçtaki her iki-durumunun durumunu basit olarak gösterme biçiminden, daha uygundur ve daha çok bilgi içerir.



Şekil 11-34. 0 lambası için İKO çözücünün yahtulmuş VE geçidi.

Bir ondalık çözücü kaydedicideki saymaya karşılık gelen gerçek sayıyı göstermek için pek çok gösterim şekilleri geliştirilmiştir. Bunlardan biri *Nixie* tüpü adı verilen 10 katotlu neon tüpüdür. Katotların her biri 0 dan 9 a kadar olan rakamlara benzer biçimde telden sarılmışlardır. Bunlar 10 ayrı lâmba kullanılarak yapılan göstermeye benzer biçimde çözücü-sürücüsüne bağlanır, böylece bir anda yalnız bir katot yanar. Belirtgin kırmızı neon ışığı katot telini büsbütün kaplar ve bu sayılar tüpün yüzeyinde gözüktür, Şek. 11-35. Her onlu kaydediciye bir Nixie tüpü bağlanır ve ardarda onluklara karşılık gelen tüpler bir sıra halinde dizildikleri zaman, toplam sayma doğrudan doğruya bir onlu sayı olarak gösterilir.

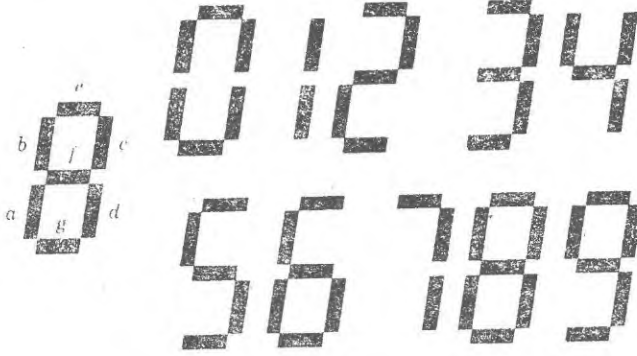


Şekil 11-35. Nixie tüpü sayı göstericisi (Burroughs Corporation)

Yedi Parçalı Gösterimler

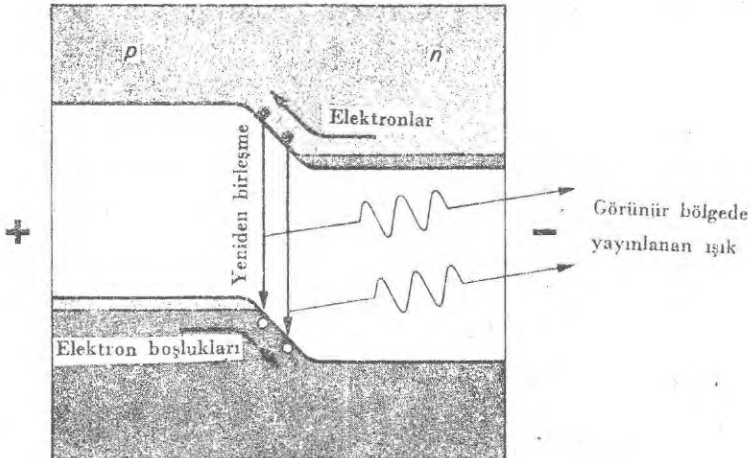
Çok tutulan sayısal bir gösterge de Şek. 11-36 da verilen yedi-parçalı gösterme biçimi kullanılır. Her parça küçük bir lamba ile aydınlatılır ve aydınlanan parçaların uygun biçimde düzenlenmesiyle 0 dan 9 a kadar olan sayılar oluş-

turulur. Yedi-parçalı gösterim için kullanılan Şek. 11-33 e benzer bir çözücü-sürücü mantık devresi gelecek kesimde tartışılacaktır.



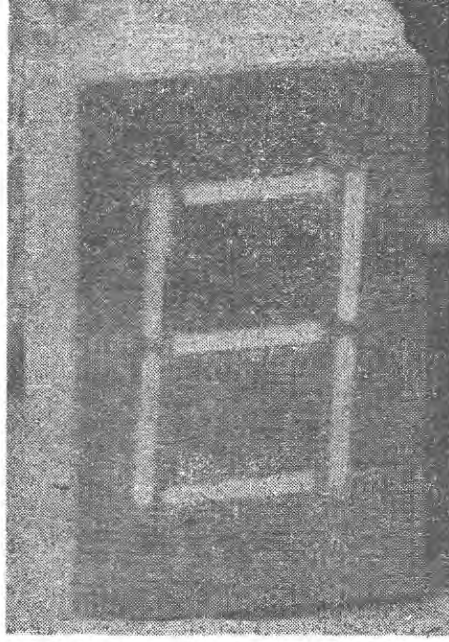
Şekil 11-36. Yedi-parçalı onlu gösterim.

Yedi parçalı gösterimin bir ikinci tipi, bazı pn eklemelerinin doğru ön-gerilim altında bulunduğu zaman görünür bölgede ışık yayma özelliklerine dayanmaktadır. Belli yarı-iletkenlerin pn eklemelerinde, daha çok galyum arsenit ve galyum fosfatın oluşturduğu azınlık taşıyıcıları eklem bölgesinde hızla yeniden birleşirler. Her yeniden-birleşme Şek. 11-37 de enerji-şeridi örneğinde açıklandığı üzere, yasaklanan-enerji-aralığının genişliğine karşılık gelen dalga boyunda bir ışık enerjisinin yayınlanmasına neden olur. Bu olay, Şek. 10-18de pn eklemli fotoseller için verilen enerji-şeridi örneği ile ilgili olarak tartışılan foto-iletkenliğin tam tersidir.



Şekil 11-37. Işık -yayınlayan diyodun, IYD, enerji-şeridi modeli.

Çoğu kez böyle *ışık-yayınlayan diyod* yani IYD, kırmızı ışık yayınlar; gerçi yeşil ve sarı IYD lar da vardır. Bir yedi parçalı gösterim her parça için doğrusal bir eklem şeklinde yapılır. Şek. 11-38, ve bu çok amaçlı sayısal uygulamalarda oldukça faydalı olur. Bu yararlı özelliğine ek olarak, IYD göstericisinin oldukça uzun çalışma ömrü de vardır.



Şekil 11-38. Yedi-parçalı gösterim (IYD) (Dialight Corporation)

Öteki yedi-parçalı göstericiler floresans hedefli vakum tüpleri ile çok filâmanlı akkor-lambaları içerirler. İlk tipi, Şek. 11-36 daki desenlere göre düzenlenmiş yedi floresans hedef içeren bir vakum tüpüdür. Hedef parçalarının elektronlarla dövülmesi onları katoda göre pozitif yapar ve aynı zamanda mavi-yeşil renkte floresans ışınım yayınlamalarına neden olur. Bu gösterim biçiminin hızlı bir tepki zamanı vardır ve parça başına çok küçük bir akım gerektirir. Çok filâmanlı lâmbalı gösterimlerde pek çok akkor filâmalar doğrusal olarak yapılır ve yedi-parçalı desene yerleştirilir. Bu göstergeye, bütün rakamların görünen elemanlarının bir vakum kabında toplanması nedeniyle tek-tek lâmba ile gösterme tipinin daha derli toplu ve daha kullanışlı bir biçimi olarak bakılabilir.

Çözücü Mantık

Bu yedi-parçalı gösterim tiplerinin her biri, her onlu sayıyı belirten İKO giriş sözcüklerine karşılık gelen uygun parçaları çalıştırmak için çözücü bir mantık devresine ihtiyaç duyar. Her sayı için aydınlanan parçaları

belirten bir doğruluk çizelgesi, Çizelge 11-19 da olduğu gibi kolayca kurulur. Örneğin, 0, 2, 6 ve 8 ondalık sayılarının yazılması için a parçasını aydınlatma mantığı

Çizelge 11-19. Yedi-parçalı onlu gösterim için doğruluk çizelgesi

Ondalık Sayı	İKO Sözcüğü	Parça						
		a	b	c	b	e	f	g
0	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$	1	1	1	1	1	0	1
1	$A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$	0	0	1	1	0	0	0
2	$\bar{A} \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$	1	0	1	0	1	1	1
3	$A \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$	0	0	1	1	1	1	1
4	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot \bar{D}$	0	1	1	1	0	1	0
5	$A \cdot \bar{B} \cdot C \cdot \bar{D}$	0	1	0	1	1	1	1
6	$\bar{A} \cdot B \cdot C \cdot \bar{D}$	1	1	0	1	1	1	1
7	$A \cdot B \cdot C \cdot \bar{D}$	0	0	1	1	1	0	0
8	$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D$	1	1	1	1	1	1	1
9	$A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D$	0	1	1	1	1	1	1

$$a = (\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}) + (\bar{A} \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}) + (\bar{A} \cdot B \cdot C \cdot \bar{D}) + (\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D) \quad (11-11)$$

dir. Bu ifade, Çizelge 11-18 de teorem 14 kullanılarak basitleştirilebilir, yani

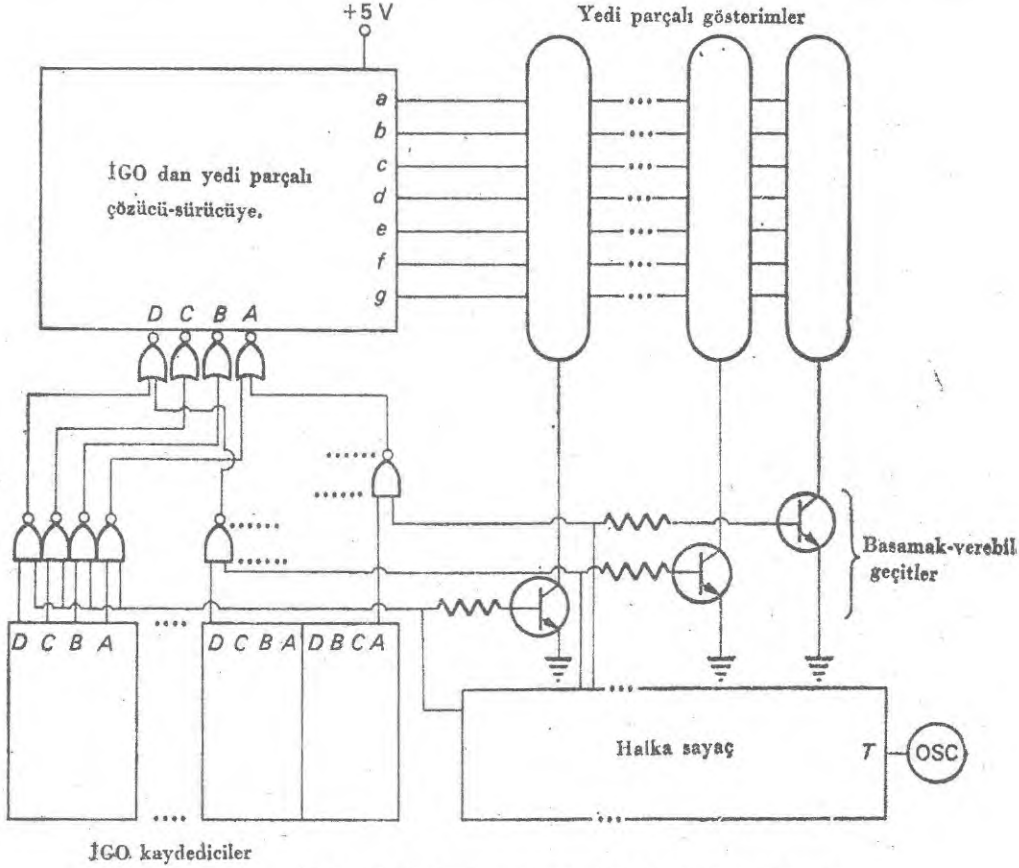
$$\begin{aligned} a &= (\bar{A} \cdot \bar{B}) \cdot (\bar{C} \cdot \bar{D} + \bar{C} \cdot D) + (\bar{A} \cdot B) \cdot (\bar{C} \cdot \bar{D} + C \cdot \bar{D}) \\ &= (\bar{A} \cdot \bar{B}) \cdot (\bar{C} \cdot \bar{D} + D) + (\bar{A} \cdot B) \cdot (\bar{D} \cdot \bar{C} + C) \\ &= \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} + \bar{A} \cdot B \cdot \bar{D} \end{aligned} \quad (11-12)$$

olur. Öteki altı parça için benzer bir mantık ifadesi yazılabilir. d ve e gibi belli parçalarda aydınlanmamış durumlar için mantık ifadesi kısadır, çünkü bu parçalar on sayıdan bir ya da birkaçı dışında hemen gemen hepsinde aydınlanmamış durumdadır. Her durumda sonuç, Denk. (11-12) ye benzer ve Şek. 11-33ü hatırlatan VE ve VEYA mantık dizileri ile ifade edilebilir. Bu ilgiden hareket edilerek, VEYA mantığının basitçe diyodlarının doğru yönleri ters-çevrilerek bir DM dizisi ile yapılabileceğine dikkat edilmelidir.

Çözücü mantık dizileri, çoğu kez peş-peşe gelen karışık devreleri içerdiği için en iyi biçimde integre devre teknikleri ile yapılabilir. Böylece tek bir integre devre çözücüsü, bir İKO sözcüğüne karşılık gelen dört giriş işaretini alır ve yedi çıkış ucunun her birinde uygun çıkış işaretleri verir.

Bazı sayısal cihazlarda 6-, 8-, ya da 12- basamaklı, onlu sayıları gösterebilen göstergeler kullanılabilir. Bu, sayıda çözücü-sürücü dizilerinin gerekli olduğu ve devre yapısının ise karışık olduğunu anlatmaktadır. Başka bir seçenek çok sayılı bir gösterimde bir tek çözücü-sürücüsünün her sayıyı sırayla çabuk çabuk göstermesidir. Bu durumda, gösterimin kalıcılığı sayıları sanki sürekli olarak aydınlanır biçimde gösterir.

Sürekli yapma adı verilen bu çabuk-anahtarlama tekniği Şek. 11-39 da açıklanmaktadır. Bu gösterimdeki bütün ortak parçalar birleştirilir ve çözücünün uygun çıkış ucuna bağlanır. Çözücünün giriş sözcüğü, her bir İKO kaydedicisinden VEYAD ve VED geçitlerinin birleşimi aracılığıyla öyle alınır ki herhangi bir anda çözücünün girişine sadece bir İKO bağlanır. Aynı



Şekil 11-39. Sayısal gösterim için sürekli-yapma devresi.

anda sadece bu girişe karşılık gelen onlu sayı, bu sayıya izin veren geçitle çalıştırılır. VED geçitlerinin her biri ile ilgili olarak çalışan geçit, halka sayacında devreden mantık 1 durumu ile peş peşe çalıştırılır (Çizelge 11-17 ile karşılaştırınız)

Bu sürekli yapmanın net sonucu her sayının onun uygun yedi parçalı çözücü koduyla uygulanması ve halka sayacın her devirde bir kez yanması demektir. Halkalı sayacı süren osilatörün frekansı, gösterimdeki titrek yanmayı yok edecek biçimde büyük yapılır. Devre karışıklığını anlamlı bir biçimde azaltmasına ek olarak, sürekli yapan göstergeleri aydınlatmak için gerek-

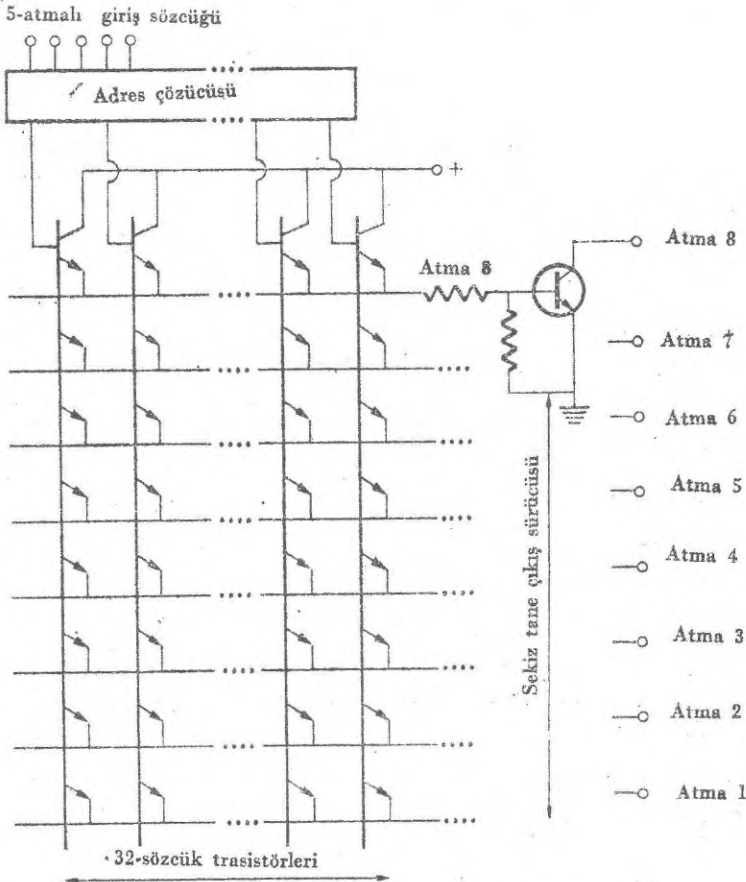
li olan gücü de azaltır, çünkü gerçekte herhangi bir anda yalnız bir rakam yanar.

HAFIZA DEVRELERİ

Yalnız hafızaları-okuyan

Bir önceki kesimde tartışılan gösterici mantık çözücü dizileri her biri *yalnız-hafıza okuyan* yani *YHO* adı verilen devrelerin basit örnekleridir. Bir *YHO* kendi iç mantığına göre her giriş işaretine eşlik eden özel bir çıkış işareti oluşturur. Giriş ile çıkış arasındaki sabit bağlantı, *YHO* yu bundan sonra anlatılacak öteki hafıza devrelerinden ayırmaktadır.

Şek. 11-40 daki 32 sözcüklü, 8-atma oluşturacak biçimde düzenlenen bir 246 atmalı *YHO* devre düzenlenişini düşünelim. İntegre- devre teknikleriyle



Şekil 11-40. 256-atmalı YHO devresi.

yapıldığı üzere her sözcük doğrusu bir transistörün toplayıcısına ve transistörün yayıcısına sekiz atmalı doğrulara bağlıdır. Seçilen bir sözcük transistörün ün taban ucundaki 1 durumu, çıkıştaki sürücü transistörleri çalıştırır, yani çıkışta 0 durumunun oluşmasına neden olur. Yapılan son basamakları sırasınca sözcük transistörleri ile atma doğruları arasındaki belli yayıcı-bağlantıları, istenilen mantık örneklerine göre kalıplanır. Buna göre, verilen bir sözcük transistöründen bağlantısı çözülen bu atma çizgileri, o sözcük transistörü çalışmaya başladığı zaman çıkışı 1 durumda yapar. Sözcük doğruları ile atma doğrularının kesişme noktasına bağlı olan ve olmayan transistörlerin deseni, giriş sözcükleri ile çıkış işaretleri arasındaki bağlılığı devamlı hatırlatan *YHO* gibidir.

Şekil 11-40 da 00000 dan 11111 e kadar olan ikili sayılar 32 farklı sözcüğü belirler ve bir adres çözücü dizisi, her 5-atmalı giriş sözcüğüne göre 32 sözcük transistörlerinin birini seçmek için kullanılır. Böylece, bu *YHO* nun bütünüünün çalışması, bir 5-atmalı ikili sözcüğü ile giren ve bir 8-atmalı ikili sözcüğü ile gösterilen bilgilerin 256-atmasını devamlı olarak saklamaktadır.

Sözcük doğruları ile atma doğrularının kesişme noktasında bir taransistörün bulunması ya da bulunmamasının o konumdaki mantığı belirlediğine dikkat ediniz. Bu, Şek. 11-33 deki çözücü-sürücü *YHO* da kullanılan diyodlara tamamen benzer. Benzer olarak bir *MOYAET YHO* da, kesişme noktasında bir geçit elektrodunun bulunması ya da bulunmaması mantığı belirtecek biçimde yapılır. Mantık bağlantılarının üç tipi de uygulamada kullanılır. ²¹⁴ (16384) e kadar atmayı saklama yeteneğinde olan *YHO* lar elde edilebilir.

Sayısal devrelerdeki *YHO* ların başlıca uygulamasında trigonometrik, üstel, karekök ve logaritmik fonksiyonlar gibi, matematik fonksiyonların çizelgelerine bakılır. Örneğin, bir sinüs çizelgesi durumunda, giriş işareti verilen bir açıya karşılık gelir çıkış da o açının sinüsünü gösterir. Tek bir 1024-atmalı *YHO* 0,7 derecelik bir açısal çözme gücüne karşılık gelen 128 açısal artışı saklayabilir ve sinüsün el-kitabında verilen değerinden yüzde 0,1 den daha az bir hata ile 8-atmalı bir çıkış işareti üretebilir. Açık olarak doğruluk, hafızanın atma saklama yeteneğini artırmakla düzeltilir.

Çoğu kez, atma toplamalarının ve yer-değiştirmelerinin bir zincirini kapsayan gerçek çarpım yapmak yerine *YHO* çarpım çizelgelerini kullanmak daha verimli olmaktadır. Öteki matematik fonksiyonların durumunda olduğu gibi, *YHO* çarpım çizelgeleri için gerekli olan hafıza yeteneği, istenilen duyarlılıkla üstel olarak artar. Örneğin bir 2048 atmalı *YHO* iki 4-atmalı ikili sayıların çarpım çizelgelerini kapsamaya yeterlidir fakat iki-8-atmalı sayılar durumunda 10^6 atmayı aşan bir sığdırma yeteneği gereklidir.

Bu sınırlama, birbiriyle çarpılacak her bir sayıyı daha küçük iki ikili sayının toplamı biçiminde yazarak kaldırılabilir, yani,

$$M_1 = m_1 + n_1 \text{ ve } M_2 = m_2 + n_2 \quad (11-13)$$

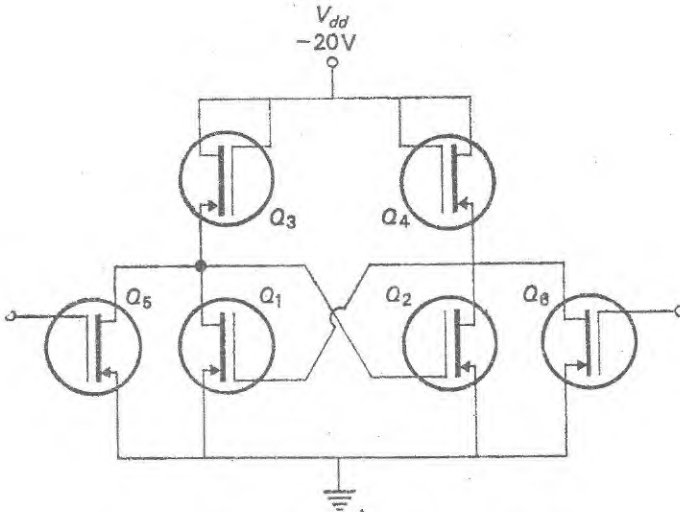
yazılır. Burada, m_1 ve m_2 her sayıdaki en anlamlı atmaları ve n_1 ve n_2 de en az anlamlı atmaları göstermektedir. M_1 ile M_2 nin çarpımı,

$$M_1 M_2 = m_1 m_2 + m_1 n_2 + n_1 m_2 + n_1 n_2 \quad (11-14)$$

dört terimin toplamıdır. Denklem (11-14) deki bir terim, $M_1 M_2$ için gerekli olandan daha az yetenekli bir YHO da yerleştirilebilir. Örneğin M_1 ve M_2 nin her biri 8-atmalı sayılar ise, m_1 , n_1 , m_2 , ve n_2 nin hepsi 5-atmalı sayılardır. Bu, Denk. (11-14) deki her terimin bir 2048 -atmalı YHO gerektirdiği anlamını taşımaktadır. Öyleyse toplam olarak yalnız $4 \times 2048 = 8,2 \times 10^3$ atmalı bir hafıza yeteneği gereklidir. Denklem (11-14) ü tamamlamak için tam toplayıcılar kullanılsa bile bu, devre-karışıklığının anlamlı bir biçimde azaltılması sonucunu doğurur. Benzer bir yaklaşım, başka matematiksel fonksiyonlar için verilen YHO çizelgelerine de uygulanabilir.

MOY Kaymalı-Kaydedici Hafızalar

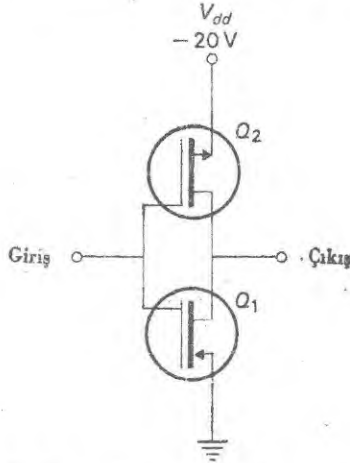
Pek çok sayısal-devre uygulamalarında, sayısal işaretlerin daha sona hatırlanması için geçici olarak saklanması yararlı olmaktadır. Bu, gerçekte YHO durumundan farklı olarak okunduğu kadar, bilgilerin alınabildiği ve değiştirilebildiği bir hafızadır. Kaymalı-kaydediciler bu amaca uygun ve etkin hafıza devreleridir. Yararlı olacak biçimde büyük hafıza yeteneğine ulaşmak için bunlar, bilinen integre-devre teknikleriyle yapılırlar. Bununla ilgili olarak MOYAET devreleri, Çizelge 11-11 de işaret edildiği üzere her geçit kaybı küçük olduğundan, özellikle yararlıdır.



Şekil 11-41. p-kanallı MOYAET iki-durumlu devresi.

Basit bir MOYAET ikili devresi, Şek. 11-41, 6. bölümde tartışıldığı gibi, toplayıcı yük dirençleri olarak transistör kullanan çapraz bağlı ters-çevirici katlar içerir. Giriş - sürücü Q_5 ve Q_6 transistörleri ikili devreyi önceki kattan ayırmak için kullanılır. Q_5 teki negatif bir giriş işareti, Q_5 i iletim ve Q_2 yi de kesilim durumuna koyar. Q_2 nin toplayıcısından Q_1 in geçidine geri-besleme bağlantısı olduğundan bundan sonra Q_1 iletime geçer. Sonra Q_6 ya gelen negatif bir puls Q_1 i kesilime getirir ve iki-durumluyu öteki kararlı durumuna koyar. MOYAET iki-durumlu devrelerinin, integre devre teknikleriyle kolayca yapılabilen AET lerden oluştuğuna dikkat edilmelidir. AET geçitlerinin minimum güç kaybı özellikleri ile birlikte integre-devre tekniğiyle yapılmaları pek çok geçidin bir öge oluşturduğu hafıza devreleri için özellikle yararlıdır.

Her geçit başına mümkün olan en az güç kaybı, hem n -kanallı hem de p -kanallı MOYAET leri kullanan tamamlayıcı MOY ya da TMOY devreleriyle başılır. Şekil 11-42 deki p -kanallı MOYAET Q_1 ile seri basit bir n -kanallı MOYAET Q_2 den oluşan TMOY ters-çevirici geçidi düşünelim. Giriş ucu 0 durumunda yani toprak geriliminde olduğu zaman Q_1 geçidi ön-gerilimli değil-

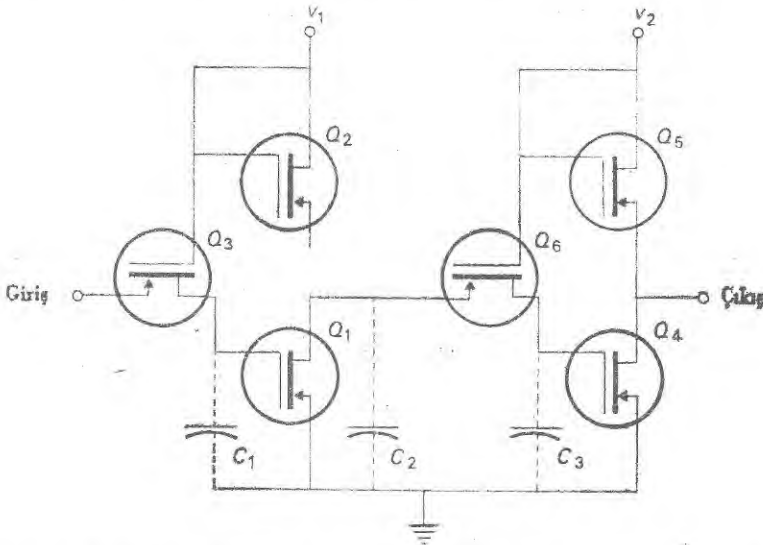


Şekil 11-42. Tamamlayıcı MOY ters-çeviricisi.

dir ve bu nedenle kaynağa göre Q_2 nin geçidi pozitif olduğu için Q_2 iletimde iken Q_1 kesilimdedir. Q_1 çalışmadığı ve Q_2 çalıştığı için, ters-çevirici bir geçitten beklenildiği gibi, çıkış ucu V_{dd} geriliminde ya da 1 durumundadır. Buna rağmen giriş ucu 1 durumuna giderse, (yani V_{dd}), Q_2 öngerilimsiz olduğu için çalışmıyorken Q_1 öngerilimli olur ve çalışır. Bundan ötürü çıkış ucu toprak geriliminde ya da 0 durumunda olur. İki durumda, ya Q_1 ya da Q_2 nin çalışmadığına ve akımın olmadığına dikkat ediniz. Öyleyse, TMOY geçidinin güç kaybı sıfırdır.

Şekil 11-41 e benzeyen çapraz-bağlantılı TMOY ters çevirici geçitleri güç harcamadan, her iki durumdan herhangi birinde kalan ikili bir devre oluşturur. Böylece, minimum güç kaybı ile çalışan pek çok mantık dizileri yapılabilir. Bu çok önemli olan gerçek üstünlük, aynı sistem içinde n -kanallı ve p -kanallı cihazları içine alan integre-devre yapımında işe giren önemli karışıklıkları dengeler. Bununla birlikte TMOY mantık geçitlerini bir durumdan ötekine değiştirmek için güç gerektiğine dikkat ediniz. Bu, durgun şartlar altındaki sıfır güç kaybı üstünlüğünün gerçek çalışmada biraz bozulduğu anlamındadır, çünkü mantık geçitleri, mantık işaretlerine tepki göstererek durumlarını değiştirirken güç kaybederler. Bu olgu özellikle çok çabuk saat pulslu hızlı mantık devreleri için geçerlidir.

Gerçekten, pek çok sayısal mantık devrelerinin çalışması devredeki mantık geçitlerinin saat pulsu ile ardışık olarak çalışmalarında olduğu gibi, dinamik özelliktedir, örneğin bu Şek.11-31 deki dolaşımli kaydedici için doğrudur. Bu durumda, kaydedicinin puls saklayan katının iki-durumluya has iki durgun kararlı duruma sahip olması gerekli değildir. İki ters-çevirici geçitten oluşan Şek. 11-43 teki *dinamik kaymalı-kaydedicinin* puls saklama katını düşünelim. Bu devrede, Q_3 katı bir önceki devreyi bu kattan ayırır, Q_1 ve Q_2 ters-çeviricisi Q_6 aracılığı ile Q_4 ve Q_3 ters-çeviricisine bağlıdır. C_1, C_2 ve C_3 kondansatörleri, devrenin dinamik çalışmasında önemli olan saptırıcı sığalardır. Burada v_1 ve v_2 gibi iki saat pulsu gerektiğine ve bunların genel d.a. akıttıcı geriliminin de yerini tuttuğuna dikkat ediniz.



Şekil 11-43. İki MOY ters-çeviricisi bir dinamik kaymalı kaydedicinin bir pulsunu gösterir.

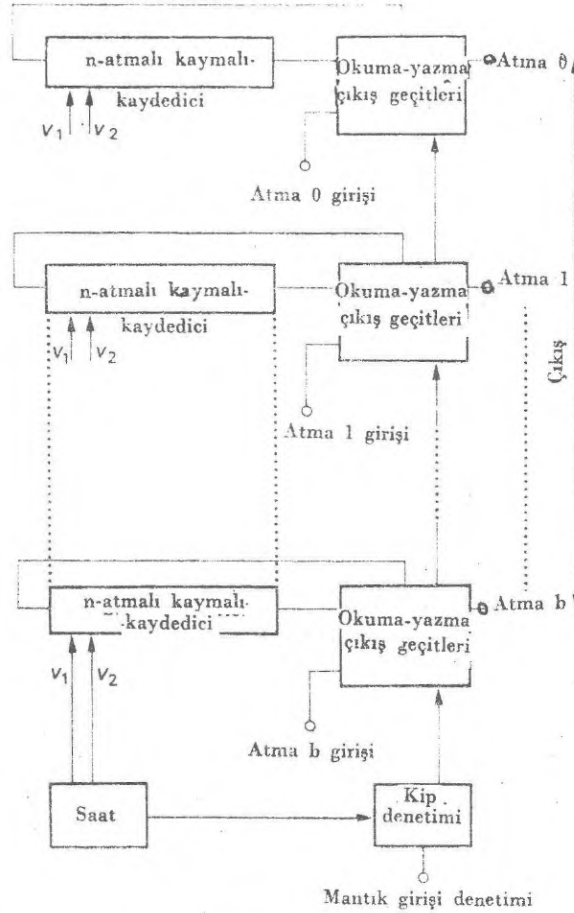
Bu devrenin dinamik çalışması, aşağıda verildiği gibi ardışık bir seri basamaklar şeklindedir. v_1 1 durumunda olduğu zaman, Q_2 ve Q_3 iletimdedir böylece, C_2 sığası Q_2 üzerinden 1 durumuna yüklenirken, C_1 sığası Q_3 üzerinden giriş durumu düzeyine (1 veya 0 durumundan birine) yüklenir. v_1 , 0 durumuna döndüğünde Q_1 transistörü C_1 üzerindeki yüke bağlı olarak ya iletimde ya da kesilimdedir. Bu da v_1 1 durumunda olduğu sürece giriş durumu düzeyine bağlıdır. Giriş düzeyi 1 durumunda ise C_1 yüklenir, Q_1 iletir ve bu da C_2 yi boşaltır. Buna karşılık, giriş düzeyi 0 durumunda ise C_1 yüklenmez, Q_2 kesilimdedir ve 1 durumu C_2 üzerindeki yükü sabit tutar. v_1 in 1 durumundan 0 durumuna dönmesinin C_2 yi giriş durumunun tersi durumuna koyma sonucunu doğurduğuna dikkat ediniz. Yani Q_1 ve Q_2 (Q_3 le birlikte) *dinamik bir ters-çevirici geçit* oluşturmaktadır.

v_1 ucu 0 durumunda olduğu zaman, v_2 1 durumuna gider ve sonra 0 durumuna döner. Q_4 , Q_5 ve Q_6 dan oluşan dinamik ters-çevirici geçit, giriş geçidine benzer biçimde çalışır. Net sonuç, C_3 ün C_2 gibi aynı durumda yüklenmesi ve Q_4 ün C_2 üzerindeki yüke bağlı olarak ya iletimde ya da kesilimde olmasıdır. Böylece, v_1 ve v_2 saat pulsu çifti, devrenin dinamik olarak bu puls çifti süresince giriş pulsunu saklamasına ve çıkış ucunu da giriş pulsu düzeyinde bulundurmasına neden olmaktadır.

Böyle katların peş peşe eklenmesiyle oluşturulan devre giriş işaretinin iki-durumlulardan oluşan kaymalı-kaydedici gibi, kattan kata ardışık olarak kaymasına neden olur. Kaydedicide saklanan bilgileri korumak için saat pulslarının sürekli yapılması kuşkusuz doğrudur. Bu aynı zamanda dinamik kaydedicilerin, çoğu kez dolaşımli kaydediciler olarak kullanıldığını belirtir, çünkü çıkış uçlarına erişen veriler yeniden girişe verilerek korunmaktadır. Dinamik çalışmanın üstünlüğü devrenin basit olmasından (bir ana-güdümlü iki - durumlu devresini, Şek. 11-21'i temel alarak, Şek. 11-41 ile Şek. 11-43 karşılaştırınız) ve minimum güç kaybından ileri gelmektedir.

Dolaşımli-kaydedici ilkeleri üzerine kurulan bir kaymalı-kaydedici hafızasının düzenlenişi Şek. 11-44 de gösterilmiştir. Her kaydedici her sayısal sözcüğün bir pulsunu saklamakta ve kaydedicilerin hepsi aynı saat pulsu ile çalıştıklarından sözcükler aynı zamanlı olarak kaydedici boyunca kaydırılmaktadır. Şekil 11-31 dekine benzer biçimde, okuma, yazma ve çıkış geçitleri, çıkış işaretlerinin yeniden dolaştırıldığını, kaybolduğunu, çıkış olarak okunduğunu ve yeniden dolaştırıldığını ya da yerlerine yeni giriş işaretleri konulup konulmadığını belirler. Bu çeşitler kip denetleyici devreleriyle birlikte çalıştırılır, böylece bir sözcüğün bütün pulsarı eşzamanlı olarak yazılır ve okunur. Burada kip denetleyici devresi, sözcükler hafıza üzerinden dolaşırken sözcüklerin yerleşim izlerini saklayarak adres mantığı görevini de yapar.

Hafızanın yeteneği, her sözcükteki pulsların sayısını artırmak için paralel olarak daha çok kaymalı-kaydediciler koymakla artırılabilir. Değişik olarak



Şekil 11-44. n-sözcüklü, d-pulslu kaymalı-kaydedici hafızası.

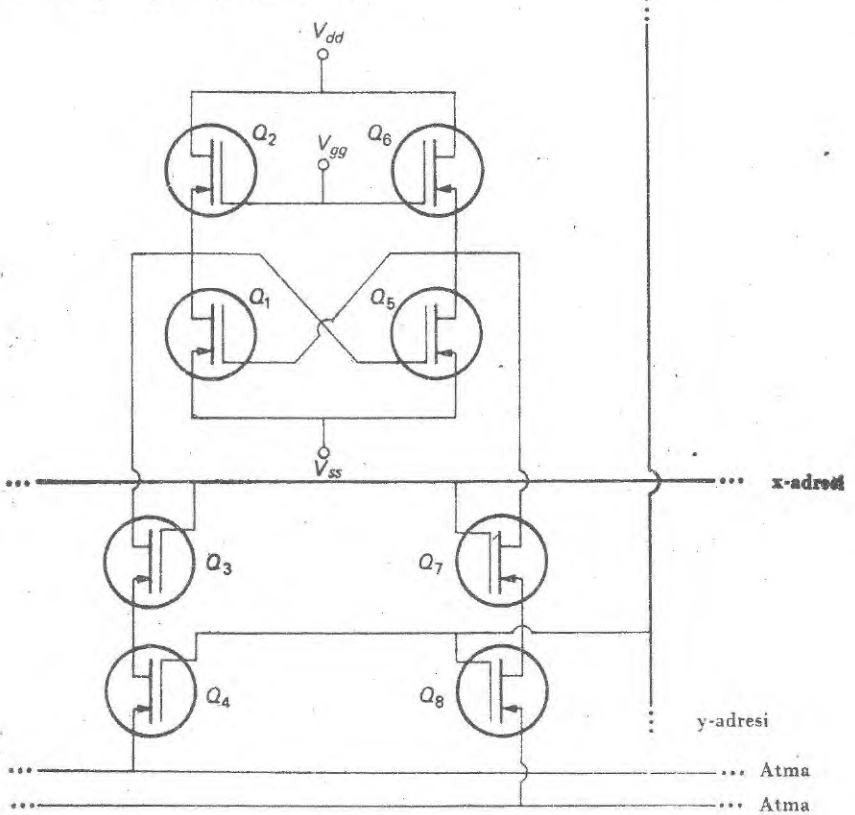
sözcüklerin sayısı ek kayma-kaydedicilerinin peş peşe konulmasıyla da artırılabilir. Bu durumda verilen herhangi bir sözcüğü okumak için geçen süre olarak tanımlanan *giriş süresinin* orantılı olarak artması yararlı olmayan bir durumdur, çünkü bilginin hafızada dolaşması için gerekli toplam süre her kaydedicideki pulsların sayısına bağlıdır.

Rastgele-Giriş Hafızaları

Bir kaymalı-kaydedici hafızasındaki giriş süresi sözcük adresine ve hafızanın sözcük saklama yeteneğine bağlıdır, çünkü bilgi yalnız kaymalı-kaydedicinin çıkışlarında peş peşe elde edilir. Bir *rastgele giriş hafızasında* yani RGH de giriş süresi hafızadaki bilginin yerleşiminden bağımsızdır ve adres yazma mantığı hafızada saklanan herhangi bir bilgiye hemen giriş izni verir. Bilgi-

lerin bir iki durumlu hafıza hücresinin durumuyla her arakesitte saklanması dışında, bir RGH, daha çok bir YHO ya benzer biçimde sözcük doğruları ve atma doğruları ile düzenlenir.

Kullanılan toplam dört denetleyici AET dışında Şek. 11-41 deki MOYAET ikili devresine benzeyen Şek. 11-45 deki MOY hafıza hücresini düşünelim. Hem x -adres doğrucu ve hem de y -adres doğrusu 0 durumunda olduğu zaman dört denetleyici transistör Q_3 , Q_4 , Q_7 ve Q_8 kesilimdedir ve hafıza hücresi elektriksel olarak çevresinden yalıtılmıştır. Hücreye, hem x -adres doğrusu ve hem de y -adres doğrusu 1 durumuna koymakla giriş verilir. Bu, dört transistörü de ilettime geçirir, böylece atma ve atma - DEĞİL doğrularındaki mantık düzeyleri iki-durumlunun durumuna karşılık gelir. Başka bir deyimle, iki-durumlunun durumu dışardan atma ve atma-DEĞİL doğrularına uygulanan mantık düzeyleriyle ayarlanabilir.

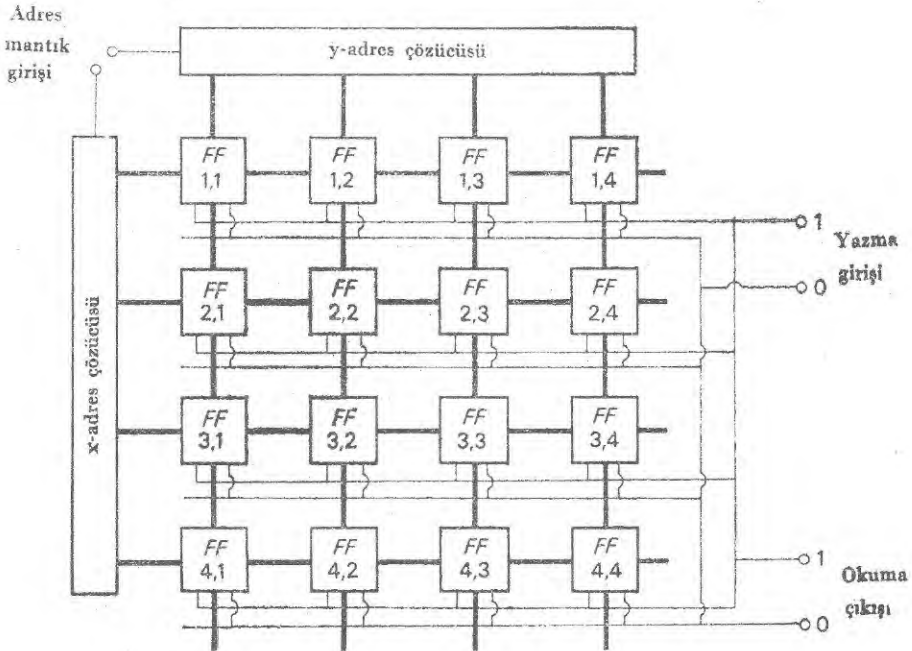


Şekil 11-45. RGH için MOY hafıza hücresi.

Bu durgun hafıza hücresi kapladığı yer yönünden yararlı değildir. Her atma için sekiz transistör gerekli olduğundan boş-yere güç kaybı da çoktur, çünkü iki-durumludaki transistörlerin birinde ya da ötekinde akım bulunur.

Güç kaybı, yük transistör geçitleri olan V_{gg} yi saat pulsu ile ayarlayarak azaltılabilir; böylece, hücre adres yazmadıkça Q_2 ve Q_6 kesilimdedir. Bu, akımın sıfır olmasına neden olur ve hafıza bilgisi, Şek. 11-43 deki dinamik ters-çeviriciler durumunda olduğu gibi, Q_1 ve Q_5 geçitlerindeki saptırıcı sıgalar üzerindeki yüklerle tutulur. Bu durumda periyodlu olarak Q_2 ve Q_6 yi ilettime geçirerek saptırıcı sıgalar üzerindeki yükleri *tazelemek* gerekir, böylece kaçınılmaz olan kaçak akımlar bilgiyi kaydetmeye neden olmazlar. Dinamik hafıza hücreleri RGH nin hafızasının yeteneğini önemli ölçüde artıran her puls başına en az üç transistör kullanılarak da yapılabilir.

16-atmalı bir RGH Şek. 11-46 da gösterilmektedir. Adress-çözücüler, adres mantık girişine karşılık gelen uygun x ve y doğrularını seçer ve seçilen arakesitteki iki- durumunun durumu çıkış uçlarında gözükür. Herhangi bir arakesitteki bilgi, yazma girişine istenen puls durumlarını vermekle bulunur. Uygulamada 2^{12} (4096) puls mertebesinde saklama yeteneği ve 10 ns mertebesinde giriş süresi olan kullanışlı RHG leri bulmak mümkündür.



Şekil 11-46. 16-pulslu RGH.

KAYNAKLAR

Arpad Barna and Dan I. Porat: "Integrated Circuits in Digital Electronics"
John Wiley & Sons. Inc., New York, 1973.

H.V. Malmstadt and C.G. Enke: "Digital Electronics for Scientists", W.A. Benjamin, Inc., New York, 1969.

Basil H. Vassos and Galen W. Ewing: "Analog and Digital Electronics for Scientists", John Wiley & Sons Inc., New York, 1972.

ALİŞTIRMALAR

11-1. $20+14$, $15+34$, ve $56 + 25$ toplamlarını ikili sayılarla yapın. Onlu toplamaları ikili sayılara çevirerek sonucunuzu karşılaştırın. Her sayının ve toplamalarının dalgabiçimlerini çizin.

Cev: 100010; 110001; 1010001

11-2. $25-14$, $35-16$, ve $12-3$ çıkarma işlemlerini ikili sayılarla yapın. Onlu çıkarmaları ikili sayılara çevirerek sonucunuzu karşılaştırın. Her sayının ve farklarının dalgabiçimlerini çizin.

Cev: 1011; 10011; 1001

11-3. 1101 ve 1001 ikili sayıları ile bunların toplamının dalgabiçimlerini çizin. Giriş işaretleri 1101 ve 1001 olan bir VE geçidinin çıkış dalgabiçimi ile toplamın dalgabiçimini karşılaştırın.

11-4. De Morgan teoremini kullanarak dışarlayan- VEYAD mantık ifadesini basitleştiriniz. Niçin bu bazan eşitlik karşılaştırıcısı adını alır?

Cev: $A.B + \bar{A}.\bar{B}$

11-5. Şek. 11-17'deki tam toplayıcının doğruluk çizelgesini bulun.

11-6. Giriş dalgabiçimleri 1101 ve 1001 ikili sayıları ise Şek. 11-18a, 11-16, ve 11-17'yi kullanarak bir seri tam toplayıcının her geçidinin çıkışındaki dalgabiçimlerini çizin. Çıkış dalgabiçiminin girişlerin toplamını gösterdiğini doğrulayın.

11-7. Bir VEYAD ikilisi ile bir geçitli VEYAD ikilisi için doğruluk çizelgelerini yazın ve Çizelge 11-12 ve 11-13 ile karşılaştırın.

11-8. FFD'nin Q çıkışı FFA'nın J sine ve FFD'nin \bar{Q} si de FFA'nın K sine bağlı ise Çizelge 11-17'ye benzer biçimde 4-basamaklı halka sayacın durumlarını belirleyin. Arkadan açan sayaç denilen bu sayacın ilk durumunun tüm iki durumlarının silinmişi olduğunu varsayın.

11-9. Giriş durumu $\bar{A}\bar{B}CD$ ile belirlenen Şek. 11-33'deki İKO-onlu çözücüsünün çıkışını bulun. $\bar{A}\bar{B}CD$ için yeniden çözün.

Cev: 4 ve 8;3 ve 9.

11-10. Şek. 11-33'teki İKO-onlu çözücüsünün herhangi bir giriş durumunu kullanarak aydınlanabilen lambaların maksimum sayısı nedir? Hiç bir lâmba yanmadığı zaman herhangi bir giriş durumu var mıdır?

Cev: İki; yoktur.

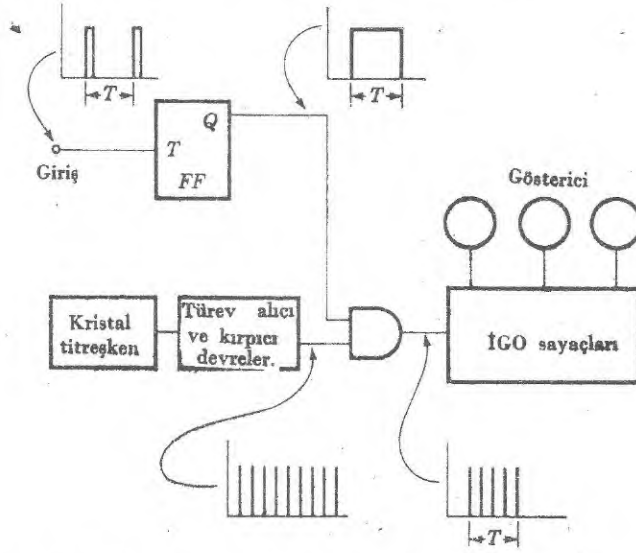
Sayısal Ölçmeler

Sayısal cihazlar, ölçme yapmak ve verileri işlemek için önceki bölümlerde anlatılan mantık devreleri ve yöntemlerini kullanırlar. Sayısal cihazların analog cihazlarından önemli bir üstünlüğü, sayısal verilerin kesin olmasıdır. En az anlamlı pulsun ya 1 ya da 0 olması gerekir, böyle daha fazla sayılar kullanarak doğruluk artırılabilir. Bundan başka, sayısal işaretler istenildiği kadar yükseltilebilir ve olduğu gibi saklanabilir. Sayısal devrelerin çalışma ve kesilme özellikleri nedeniyle, kayma ve kararlılık problemleri oldukça önemsiz olmaktadır. Öte yandan, sayısal cihazlar analog eşdeğerlerine göre daha karışık olma eğilimindedir. Sayısal devrelerin güvenilirlik, doğruluk ve yeteneklilik gibi üstünlükleri önce sayısal bilgisayarlarda anlaşılmıştır, ama şimdi çeşitli cihazların yapımında ve ölçme devrelerinde geniş bir uygulama alanı bulmuştur.

SAYISAL CİHAZLAR

Zaman-Arahğı Ölçeri

İki olay arasındaki zaman aralığı, bu iki olayı işaretlerle belirleyen puls lar arasındaki süreyi gösteren kararlı bir asilatörün devir sayısını sayarak doğru olarak ölçülebilir. Bu Şek. 12-1 de olduğu gibi puls lar arasındaki arahğı eşit bir süre boyunca bir geçit pulsu sağlayan giriş puls ları ile bir iki-durumluyu tetikleyerek başarılır. Osilatörün frenkansı 1000 Hz ise ardışık ondalık sayılar zaman aralığını doğrudan milisaniye olarak gösterirler.

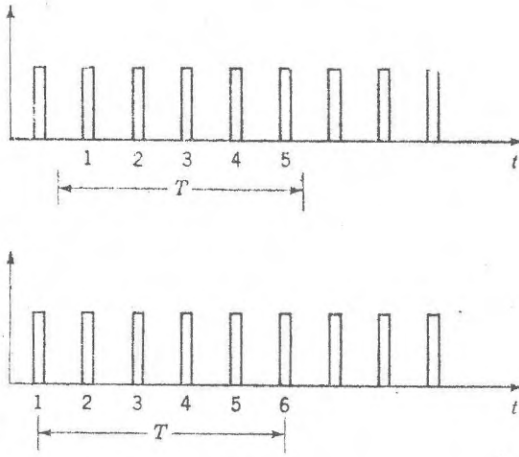


Şekil 12-1. Zaman-aralığı ölçerinin blok-çizimi ve dalgabıçimleri.

Ölçülen sürenin doğruluğı, geçit pulsunun osilatörünün puls larına göre başlatılması sırasında, osilatörün bir devrinin belirsizliğı ile belirlenen kararlılığına bağlıdır. Şekil 12-2 de açıklandığı üzere, geçit pulsunun osilatörün pulsu ile birlikte başlaması durumu ile geçidin puls lar arasında açılması durumu karşılaştırılırsa bir fazla sayı kaydedilebileceğı görülür. Bu 1-atmalı belirsizlik nedeni ile büyük bir toplam saymayı belirlemek için osilatörün frenkansının oldukça büyük olması istenir.

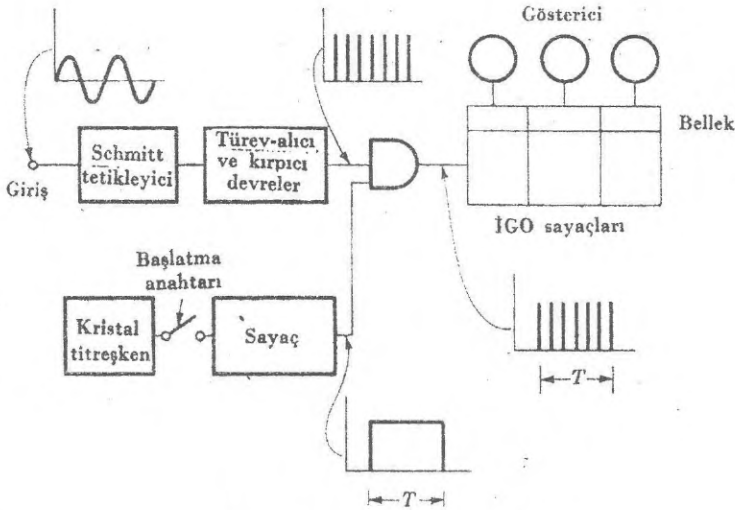
Frenkans Ölçeri

Benzer yöntemler, bilinmeyen bir osilatörün frenkansının ölçülmesinde kullanılır. Bilinmeyen işaretteki devirlerin sayısı, doğru olarak bilinen bir zaman aralığı içinde sayılır. Bu amaçla giriş işareti önce devir başına bir olacak bi-



Şekil 12-2.

çimde bir puls dizisine dönüştürülür. Bu puls dizisi, Şek. 12-3 de görüldüğü gibi, bir Schmitt tetikleme devresini izleyen türev alıcı ve kırpıcı devrelerle oluşturulur. Giriş pulslarının sayısı, verilen bir zaman aralığında sayılır. Örneğin zaman aralığı 1 s ise, bilinmeyen frekans doğrudan doğruya hertz olarak gösterilir.



Şekil 12-3. Sayısal frekans ölçeri.

Kararlı bir kristalli osilatörün çıkışını ölçeklendirmekle zaman aralığını türetmek uygundur. Ölçekleyicinin son iki-durumlu devresinden alınan çıkış pulsu, geçidi doğrudan kontrol için kullanılır. Cihazın frekans bölgesinin,

osilatör sayacının ölçek çarpanını değiştirmekle kolayca değiştirilebileceğine dikkat ediniz. Gerçekten; cihaz giriş işaretinin bilinmeyen frekansını kristalli osilatörün bilinen frekansı ile karşılaştırır.

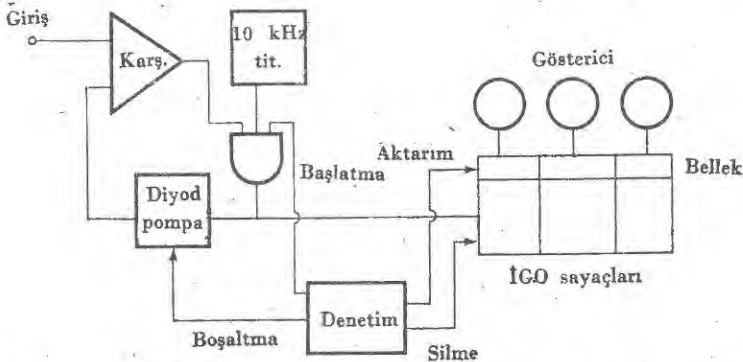
Frekans ölçeri, başlatma anahtarını kapayarak başlatılır ve bir sayma aralığından sonra da açılır. Kullanışlı cihazlarda, bu işi yapmak ve aynı zamanda sayıyı hafıza kaydedicilerine iletmek ve frekans-sayı kaydedicileri silmek gibi işlemleri yapmak için kontrol devreleri vardır. Böylece cihaz, giriş frekansını ardışık olarak örnekler ve giriş işaretinin yavaş frekans değişimlerini ortaya çıkarabilir ve gösterebilir. kontrol devreleri, cihazın işaret-kontrol kesimlerinde kullanılan aynı mantık geçitleri ve devrelerini kullanır.

Frekans ölçümü, zaman-aralığı ölçerinde olduğu gibi, 1-pulsuk bir belirsizlikle yapılır. Bu etki, geçit aralığı sırasında giriş pulslarının sayısını artıracak biçimde osilatör sayacı için bir ölçek çarpanı seçmekle küçültülür. Buna rağmen alçak-frekans giriş işaretleri, giriş işaretinin bir periyodundan geçit pulsunu üretmek ve zaman aralığı ölçerinde olduğu gibi bu sürede osilatörün pulslarını sayarak ölçülebilir.

Sayısal Voltmetre

Sayısal cihazların temel bir özelliği, giriş işaretlerini sayısal verilere dönüştürmektir. Bir önceki kesimde tartışılan cihazlar, *analog'dan - sayısala* yani *A-S* dönüşümünü başarmak için oldukça basit puls devreleri kullanmaktadırlar. Başka analog işaretlerini sayısal işaretlere dönüştürmek için pek çok farklı yöntemler düşünülmüştür. Bunun seçkin bir örneği, *sayısal voltmetre* olarak kullanılmaktadır. Bu cihaz, ölçülen gerilimi doğrudan okunacak bir sayıyla gösterir.

Bir sayısal voltmetrenin Şek. 12-4 de gösterilen basitleştirilmiş blok çizimini düşünelim. Giriş uçlarına uygulanan ve bilinmeyen d.a. gerilimi, 10 - kHz



Şekil 12-4. Sayısal voltmetrenin basitleştirilmiş blok çizimi. (Princeton Applied Research Corp.)

lik bir osilatörden beslenen bir diyod pompa devresi ile oluşturulan bir merdiven biçimli dalga ile karşılaştırılır. Merdiven biçimli işaret, giriş gerilimine eşit olduğu zaman, karşılaştırıcı öteki osilatör pulslarının iletimini keser. Diyod pompanın değişkenleri, merdivenin her basamağının yüksekliği 1 mV a eşit olacak biçimde seçilir. Böylece, basamakların sayısı, milivolt olarak doğrudan doğruya bilinmeyen gerilime eşit olur ve basamaklar üç -ondalıklı sayaç, hafıza kaydedicisi ve ondalık gösterimle sayılır ve gösterilirler. Ardışık olarak, kontrol devreleri gösterim için hafıza iletimini sağlar ve devrin yinelenmesi için diyod pompanın sığasını boşaltır. Yeni bir okuma 1 s den az bir süre içinde yapılır. Gerçekte, kullanışlı cihazlarda kontrol devresinin başka fonksiyonları da vardır. Örneğin, girişteki çarpan dirençlerinin kendiliğinden değiştirilmesi ve böylece 100 m V dan 999 V a kadar olan gerilimleri 1-sayı doğrulukla ölçülebilmesi mümkündür. Buna ek olarak, devre her giriş-gerilimi kuantaluluğuna kendini ayarlayabilmektedir.

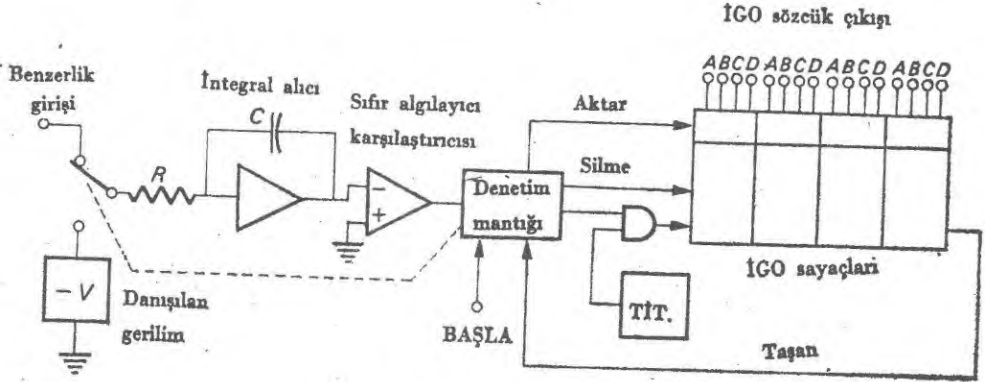
A-S VE S-A DÖNÜŞÜMÜ

Analog işaretlerinin sayısal eşdeğerlerine dönüşümü, eşdeğerliğin kurulabilme hızı ve doğruluğuyla belirlenir. Bu olayın tersi olan *sayısaldan Analog* ya da S-A dönüşümü aynı ölçüde ilginçtir ve bu genel olarak, A-S dönüşümünden daha kolay yapılır. A-S ve S-A dönüşümlerinin her ikisi de karışıklık ve etkinlikçe değişen pek çok farklı yollarla yapılabilir.

Daha önceki bölümde tartışılan basit merdiven-biçimli dalga A-S dönüşümünün doğruluğu üretilebilen her basamağın duyarlılığı ile sınırlıdır. Bunun yanında eğer girişi tam olarak d.a. işareti değilse, yanlış okuma ihtimali vardır. Örneğin giriş işaretinin, gürültü pulsları veya güç-kaynağı bağlantısından gelen 60-Hz lik bir bileşeni içerdiğini varsayalım. O zaman merdiven-biçimli dalgaanın giriş işareti artı bir gürültü gerilimine eşit olması gerekir, bu ise hatalı okuma oluşturur. Bu okuma, ardışık ölçme devirleri üzerine kurulan sayısal gösterimlerde istenmeyen dalgalanmalara neden olur.

İkili Eğim İntegrali

Yukardaki güçlük, basit ve kullanışlı bir A-S dönüştüreni olan ve Şek. 12-5 de gösterilen *ikili-eğim integral alıcısı* ile yenilir. Bu yaklaşımda giriş işareti, sayacı tamamen doldurmak için gerekli olan zamanla belirlenen sabit bir zaman aralığında integre edilir. Son saymada taşan puls, kontrol mantığını integral alıcısının girişinin sabit negatif bir referans gerilimine bağlanmasına neden olur. Referans gerilimin integrali, integral alıcısının çıkış geriliminin doğrusal olarak sıfıra doğru azaltılmasına neden olur. Bu noktada sıfır-detektör karşılaştırıcısı, İKO sayaçlarının çıkış kaydedicilerine sayıyı iletmek ve bundan sonraki ölçüm devrini başlatmak için kontrol mantığını çalıştırır.



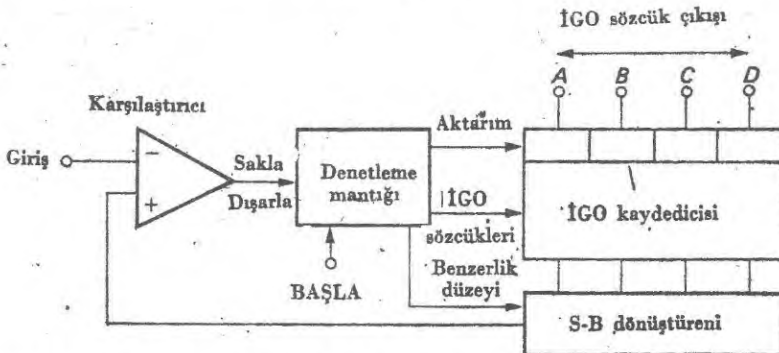
Şekil 12-5. İkili-eğim integral alıcısı.

Gerçekte bu sistem, ölçülen zaman aralığında bilinen referans gerilimiyle uzaklaştırılan yük, sabit bir zaman aralığında bilinmeyen giriş işaretiyle integral alıcı kondansatörünün üzerinde oluşan yükü karşılaştırır. Her iki ölçümde de aynı işlemsel-yükselteçli integral alıcı ve osilatör kullanıldığından devre hataları azaltılır ve doğruluğu Referans gerilimin kararlılığı ile sınırlanır.

Giriş işareti, ilk giriş devri sırasında integre edildiği için rastgele gürültü işaretleri ile değişen bileşenlerin ortalaması sıfır olur. İkili-eğim integral alıcı, merdivenli A-S dönüştüren durumunda saniye başına yalnız 3-rakamlı iki okuma ile karşılaştırıldığında saniyede 5-rakamlı onbeş okuma yapmaya yeteneklidir. İkili-eğim tekniği, başka A-S dönüştürücülerinde kullanıldıkları kadar sayısal voltmetrelerde kullanılır.

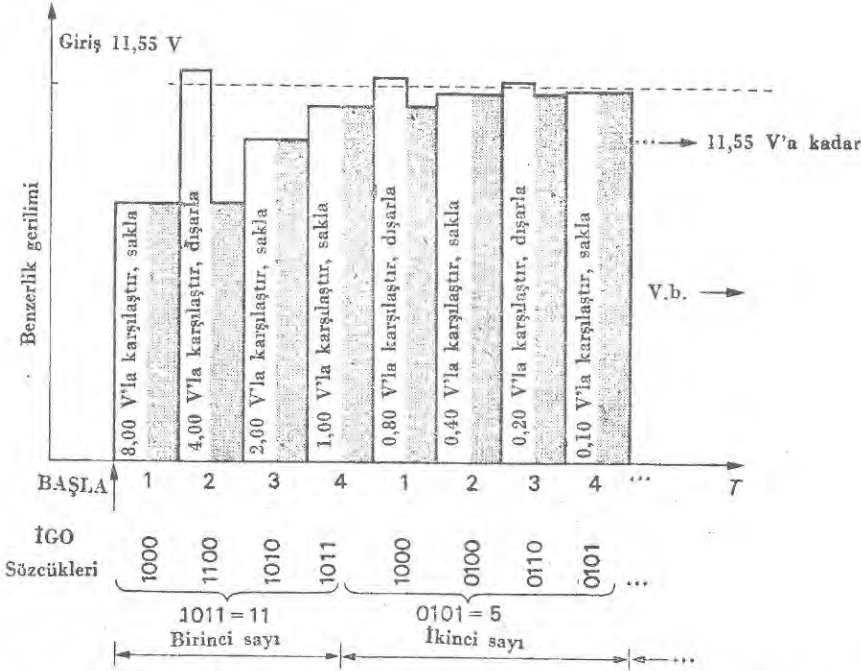
Ardışık-Yaklaşıklıkla Dönüştürücü

Çok hızlı bir çalışma Şek. 12-6 da gösterilen *ardışık-yaklaşıklık* dönüştürücüsü ile yapılır. Bu teknikte bir 8421 İKO ağırlık kodu olan bir gerilim dizisi giriş



Şekil 12-6. Ardışık-yaklaşıklıkla A-S dönüştürücünün basitleştirilmiş blok çizimi.

işareti ile ardışık olarak karşılaştırılır. Giriş işaretinden küçük olan her gerilim düzeyi saklanır veya giriş işaretinden büyükse dışarlanır. Giriş işaretindeki en anlamlı rakamın yaklaşıklığı yapıldıktan sonra, 8421 deseniinde 10 çarpanı kadar ikinci bir gerilim dizisi saklanan değere eklenir ve ardışık toplamalar giriş işareti ile karşılaştırılır. Bu süreç, istenilen duyarlılığa erişilinceye kadar, basamak basamak tekrarlanır.



Şekil 12-7. 11,55V'n İKO eşdeğerine dönüştürmek için ardışık yaklaşıklıkların kullanılması.

11,55 V luk giriş işaretinin ikili eşdeğerine dönüştürüldüğü özel durum için ardışık yaklaşıklık süreci, Şek. 12-7 de çizimle gösterilmiştir. Başla durumunda kontrol mantığı Şek. 12-6, 1000 ikili sözcüğünü üretir ve bunu İKO kaydedicisine yerleştirir. Gelecek kesimde tartışılacak olanların benzeri olabilen S-A dönüştürücü, bu sözcüğü onun eşdeğer işaretine, 8,00 V, dönüştürür. Bu değer giriş işareti ile karşılaştırılır ve giriş işaretinden küçük olduğundan saklanır. Bundan sonra kontrol edici analog eşdeğeri $8,00 + 4,00 = 12,00$ V olan 1100 ikili sözcüğünü üretir. Bu değer giriş işaretinden büyük olduğu için, ikinci yaklaşıklık değeri, $0100 = 4,00$ V dışarlanır. Üçüncü yaklaşıklık, $1000 + 0010 = 1010 = 8,00 + 2,00 = 10,000$ V olur ve giriş işaretinden küçük olan bu değer de saklanır. Son yaklaşıklık $1010 + 0001 = 10,00 + 1,00 = 11,00$ V da giriş işaretinden küçük olduğu için saklanır. Bu dört basamaklı işlemin sonunda giriş işaretine ilk yaklaşıklık yani bu 1011 ya da 11 olan ilk sayıdır.

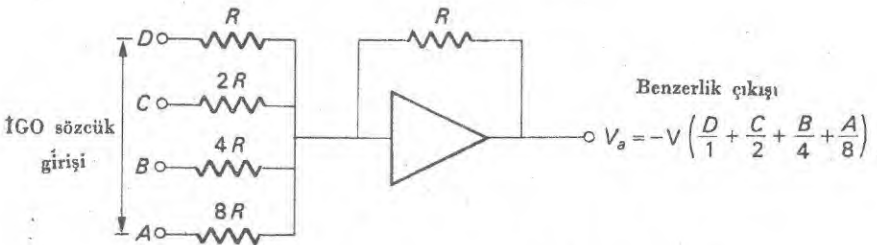
Bu olay, Şek. 12-7 de açıklandığı gibi, kontrol mantığı tarafından ikili deneme sözcüklerinin analog eşdeğerleri 0,80; 0,40; 0,20 ve 0,10 V a düşünceye kadar, ikinci sayı için yinelenir. Sonuç olarak bulunan 0101 = 5 ikinci sayıdır. İstenilen duyarlığa erişilinceye kadar bundan sonra gelecek sayı için tekrarlanır, v.b. Düşünülen özel durumda, 11,55 V un İKO eşdeğeri 1011, 0101 0101 dir.

Ardışık-yaklaşıklık dönüştürücüsünün hızı, yalnız sayısal mantık devrelerindeki iletim gecikmeleriyle sınırlıdır ve dönüştürücü saniyede 4-basamaklı bin sayı okuyacak kadar yeteneklidir. Bundan başka, merdiven-dalgabıçımı ve ikili-eğim integral yaklaşımlarının tersine, dönüştürme süresi işareti büyüklüğünden bağımsızdır. Ardışık-yaklaşıklık dönüştürücüleri integre etmezler, bununla birlikte çoğu kez istenmeyen gürültü işaretlerini azaltmak için giriş işaretleri bir alçak-frekans süzgecinden geçirilir.

S-A Merdiven Devreleri

İkili çıkış işaretlerini analog eşdeğerlerine dönüştürmek çoğu kez yararlı olur, örneğin, sayısal kontrol uygulamalarında çıkış işareti sistemi ayarlamakta kullanılabilir. Başka bir örnek, daha önceki kesimde tartışılan ardışık yaklaşıkık dönüştürücüsünde kullanılan S-A dönüştürücüsüdür. Çoğu kez, S-A dönüştürücüleri, merdiven devreleri denilen direnç dizileri kullanırlar.

Şekil 12-8 deki *ağırlıklı-dirençli merdiven* devresi ile işlemsel yükseltici düşünelim. Bölüm 8 de tartışıldığı gibi işlemsel yükselticinin çıkışı, her giriş işaretinin, geri besleme direncinin giriş dirençlerine oranı ile çarpıldıktan sonra toplanmasıyla bulunur. Böylece analog çıkış işareti,



Şekil 12-8. Ağırlıklı dirençli 4-basamaklı S-A, dönüştürücü.

$$V_a = - \left(\frac{D}{1} + \frac{C}{2} + \frac{B}{4} + \frac{A}{8} \right) \quad (12-1)$$

olur, burada V, ABCD giriş pulslarının herhangi biri için 1 durumunda olan mantığın genliğidir. Bu devrede, bilinen 8421 İKO koduna ağırlık kazandırıldığına dikkat ediniz.

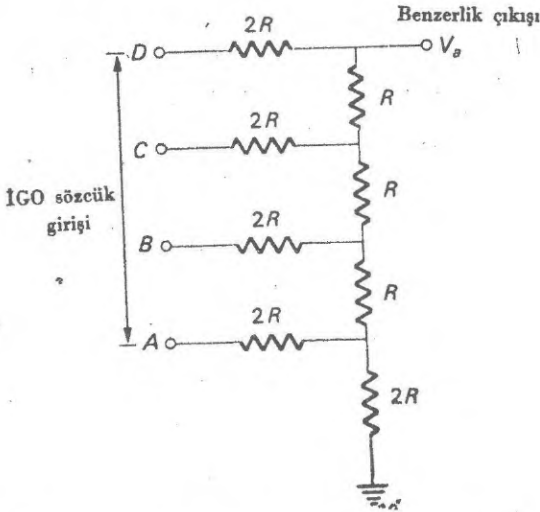
Çizelge 12-1, ondalık sayılara karşılık gelen İKO sözcükleri için Denk. (12-1) den hesaplanan analog çıkış işaretlerini vermektedir. Açık olarak çıkış gerilimi ondalık değerlere benzemektedir.

Çizelge 12-1. Ağırlıklı dirençli S-A dönüştürücüsünden elde edilen analog çıkışı.

Onlu	İKO sözcüğü DCBA	$V_a-(V^*)$
0	0000	0
1	0001	-0,5
2	0010	-1,0
3	0011	-1,5
4	0100	-2,0
5	0101	-2,5
6	0110	-3,0
7	0111	-3,5
8	1000	-4,0
9	1001	-4,5

* mantığın 1 durumunun + 4,0 V olduğunu varsayınız.

Sağlıklı dönüştürme elde etmek için, merdiven devresinde duyarlı dirençler kullanılmalıdır. Özellikle, 4 basamaktan daha uzun sözcükler dönüştürülürse direnç değerleri de geniş bir bölgeyi kaplamalıdır. Bu güçlüklerin her ikisi de Şek. 12-9 daki *ikili merdiven devresi* denilen devre ile giderilir. Bu

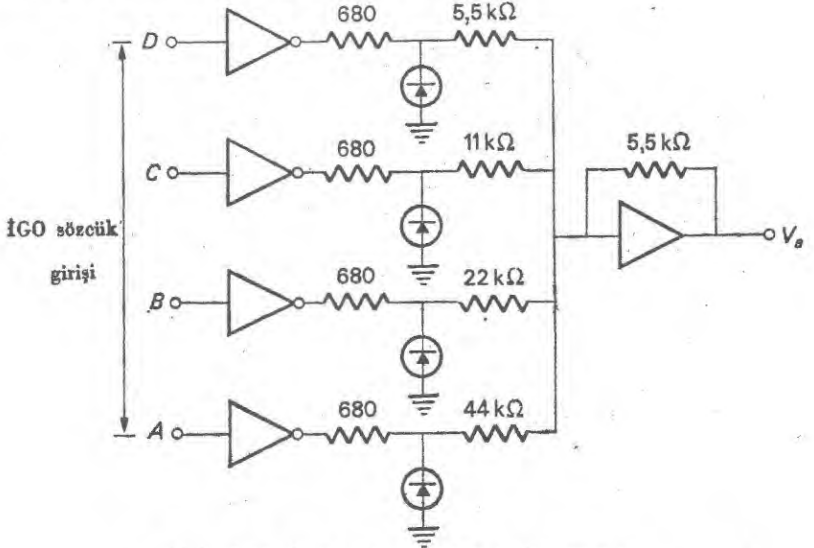


Şekil 12-9. İkili-merdivenli 4 basamaklı S-A dönüştürücü.

devrede, giriş ikili sözcüklerindeki pulsların sayısından bağımsız olarak direncin yalnız iki değeri gereklidir. Tekrar-tekerrüf giriş pulsu işaretlerini toplamak için bir işlemsel yükselticinin gerekli olmadığına da dikkat ediniz.

İKO sözcük girişlerine karşılık gelen analog çıkış işareti doğrudan devre çözümlemesi ile Şek. 12-9 dan bulunabilir. Bütün 1 mantıklı pulsların aynı gerilimde ve bütün 0 mantıklı pulsların da toprak geriliminde olduğu varsayılmıştır. Sonuç olarak ağırlıklı-dirençli dönüştürücünün analog çıkış gerilim değerleri Çizelge 12-1 deki değerlerin üçte biri olmaktadır.

Her iki tip merdiven devrede de, analog çıkışının doğruluğu ikili giriş işaretindeki her puls geriliminin genliğine bağlıdır. Bu nicelik, ikili mantık devrelerinde çoğu kez incelikle kontrol edildiği için kullanışlı bir $S-A$ dönüştürücüde, Şek. 12-10, gerilim düzeylerini doğru olarak ayarlamak için her pulsa sınırlayıcı diyod uygulayabilir. Toplayıcı yükselteçlere verilen toplam giriş işareti, yükseltici daha az doyuma getireceğinden daha başka bir üstünlüğe ulaşır. Sınırlayıcı diyod ile her mantık 1 pulsunun gerilim düzeyi 4,0 V yerine 0,6 V ya da normal pozitif mantık işaretleri durumunda olduğu gibidir. Her ondalık sayıya karşılık gelen İKO giriş sözcüğü için Şek. 12-10 a benzeyen bir devrenin gerektiğine de dikkat ediniz. YHO gösterim çözümleri nedeniyle önceki bölümde tartışılanlara benzer biçimde çok-katlı $S-A$ dönüştürücüleriyle devre karışıklığını azaltmak çoğu kez mümkündür.



Şekil 12-10. Pratik 4-basamaklı $S-A$ dönüştürücü.

SAYISAL İZLEYİCİLER

Sayısal mantık devreleri kullanılan analog cihazlardan tamamen farklı bir biçimde işaretlerle işlem yapılmasına imkân verirler. Küçük sayısal bilgisayarlar gibi olan pek çok sayısal cihazlar, oldukça özel hesaplamaları bulmak için düşünülmüştür. Böyle cihazlarda kullanılan giriş ve çıkış işaretleri çoğu kez benzer bir özellikte olmasına rağmen, sayısal mantık devrelerinin güçlü oluşları ve kullanılma esneklikleri her yerde önemli ölçüde kullanılmalarını ve yetenekli işlem yapmaları sonucunu doğurmaktadır.

Sayısal Süzgeç

Örneğin, *sayısal-süzgeç* adı verilen cihaz, indüktanslı ve sığalı bir süzgeç devresinde olduğu gibi görev yapar, yalnız bu durumda alışılmış bileşenlerin değerleri ile mümkün olmayan süzgeç değişkenleri elde edilir. Bir sayısal süzgecin işlemesi, karışık dalga biçimlerinin Fourier serileri gösteriminde olduğu gibi, frekansla zaman arasındaki ikili duruma dayanır. Yani bir işaretteki frekans bileşenlerinin spektrumu işaretin zamana göre değişimi ile belirlenen dalga biçiminin tanımı ile aynıdır. Bunun sonucu olarak çoğu kez bir süzme devresi frekans-tepki belirtgeni ile belirtilirken, buna eşdeğer yararlı bir tanım devresinin geçici özellikleri kullanılarak yapılabilir. Frekans-tepki belirtgeni, verilen frekansta çıkış işaretinin $v_o(f)$ giriş işaretine, $v_i(f)$ oranı ile verildiğine dikkat ediniz.

$$\frac{v_o(f)}{v_i(f)} = F(f) \quad (12-2)$$

giriş ve çıkış işaretlerinin ayrı zamanlarda alındığına dikkat edilirse buna benzer bir giriş-çıkış bağıntısı zaman bölgesinde de vardır,

$$\frac{v_o(t)}{v_i(t)} = T(t, t') \quad (12-3)$$

$F(f)$ ve $T(t, t')$ nün her ikisi de süzgeç devresinin özelliklerini gösteren doyurucu tanımlardır.

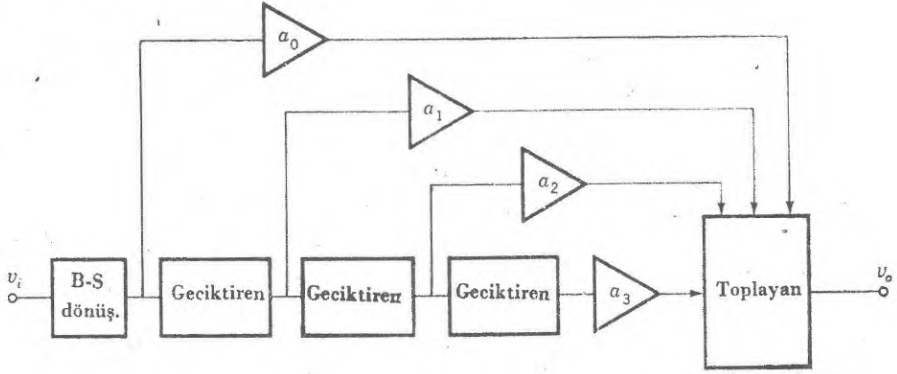
Eğer frekans-belirtgeni bilinirse, bir karışık dalgabiçiminin Fourier bileşenlerinin bulunmasında olduğu gibi $T(t, t')$ için bir ifade geliştirilebilir. Bu, dönüşümün ayrıntıları, burada bizi ilgilendirmemektedir. Bununla birlikte, zamana göre gösterim süzme işleminin sayısal yöntemle doğrudan hesaplanmasını mümkün kılmaktadır. Bu durumun aşağıdaki örnekten anlaşılması önemlidir. Herhangi bir anda sayısal süzgecin çıkış, daha önceki pek çok kesikli zamanlardaki giriş işaretleri cinsinden yazılır,

$$v_o(t) = a_1 v_i(t - \delta) + a_2 v_i(t - 2\delta) + a_3 v_i(t - 3\delta) + \dots \quad (12-4)$$

Burada, a katsayıları süzgecin $T(t, t')$ belirtgeninin gösterimidir. Denklem (12-4) ile gösterilen hesaplamalar Şek. 12-11 de gösterilen devre ile yapılır. Önce giriş işareti kesikli aralıklarda örneklenir ve sayıya dönüştürülür. Her örnek uygun bir zaman aralığı kadar geciktirilir ve istenilen süzme işleminin sabit bir belirtgeniyle çarpılır ve sonuç, çıkış işaretini verecek biçimde toplanır. İstenirse çıkış analog biçimine dönüştürülebilir.

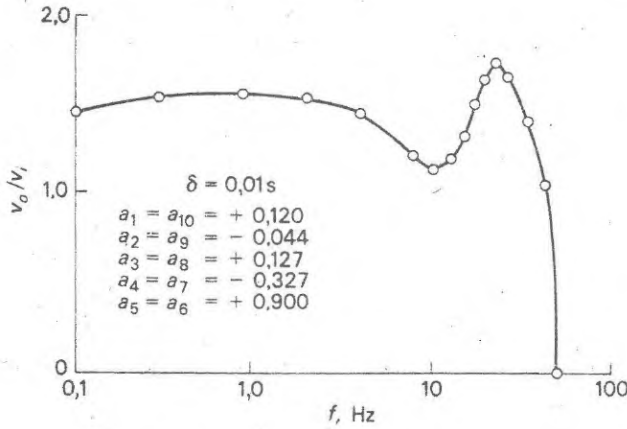
Gerçekten, sayısal süzgeç sürekli olarak giriş işaretlerinden ötürü ortaya çıkan süzgeç çıkışını hesaplar. Süzgecin çalışması kolaylıkla ayarlanan a katsayıları ile tanımlandığı için, aynı sayısal süzgeç çok-çeşitli frekans-tepki belirtgenlerini birleştirmek için kullanılabilir. Alçak-frekans ve integre devre uygulamalarında çoğu kez üstünlük sağlayan indüktans burada gerekli değildir. Bundan başka, sayısal verilerin kesikliği ve duyarlı işlem yapması nedeni

ile, özel frekanslarda bu cihazda oldukça büyük azaltma (attenuation) yapılabilir.



Şekil 12-11. Sayısal süzgecin blok çizimi.

Basit bir alçak-frekans sayısal süzgecinin frekans-tepki belirtgeni, Şek. 12-12, aniden azalmayı ve başarılabilen en iyi alçak-frekans özelliklerini göstermektedir. Şekil 12-11 deki katsayıların Denk. (12-4) e dayandığına ve örneklemme hızının $1/\delta = 100$ Hz olduğuna dikkat ediniz. Yükselteç kazançlarını değiştirmekle katsayılarda elde edilen basit bir değişiklik, aynı temel devre ile oldukça farklı bir frekans-tepki belirtgeni oluşturur. Bu görünüm, alıştırmalarda daha iyi incelenecektir.



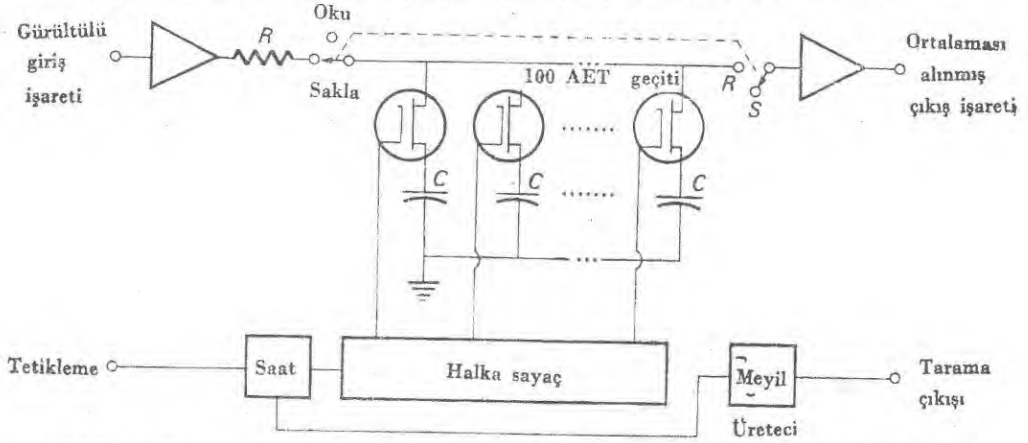
Şekil 12-12. Sayısal süzgecin frekans-tepki belirtgeni.

İşaret İzleyicileri

Daha çok gürültü ile örtülü tekrarlanan işaretler, tekrar eden veya devirli işaretlerle rastgele-gürültü işaretleri arasındaki temel farktan yararlanarak bir ortalama alma yöntemiyle gürültüden ayrılabilir. Rastgele-gürültü işareti-

nin ortalama değeri sıfıra eşittir. *İşaret ortalama-alıcıları* denilen cihazlar rastgele-gürültülerin ortalamasını alır ve böylece geride yalnız ilgili işaretin dalgabıçımı kalır.

Bir işaret ortalama-alıcısının blok çizimine göre, Şek. 12-13 giriş işareti artı gürültü, bir halka sayacı ile sıra halinde çalışabilen 100 AET geçitlerinin her biriyle ardışık olarak örneklenir. Her örneğin gerilim düzeyinin ortalaması alınır ve RC kondansatörlü hafızalarda saklanır. Pek çok tekrarlanan dalgabıçımlarının ortalaması alındıktan sonra, gürültünün ortalaması sıfır olur ve her kondansatörde saklanan gerilim, dalgabıçımı üzerindeki özel bir noktadaki işaret gerilimini gösterir. Tam dalbabiçimi, tarama çıkış işareti ile birlikte geçitlerin ardışık olarak çalışmasıyla çıkış ucunda gösterilebilir.

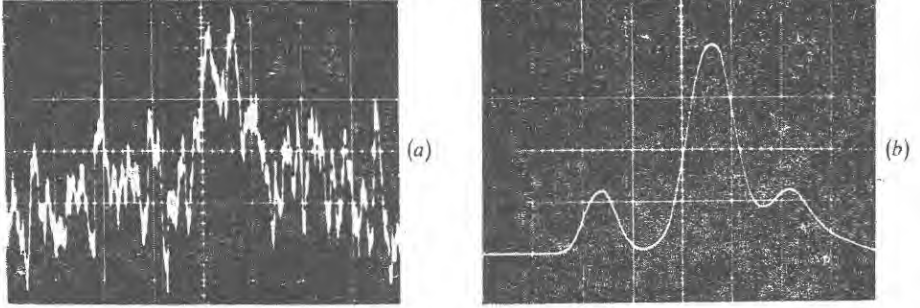


Şekil 12-13. İşaret ortalama-alıcısının basitleştirilmiş blok çizimi. (Princeton Applied Research Corp.).

Tet'kleyici giriş işareti, işaret dalgabıçımı ile alınan örneği eşzamanlı yapar, böylece dalgabıçımı üzerindeki aynı nokta her zaman örneklendirilir. Gürültünün karıştırıcı etkisi nedeniyle, genellikle giriş işaretinden tetikleme işaretini üretmek mümkün değildir. Ortalaması alınan dalgabıçımı gösteriminin giriş işareti ile aynı hızda olabildiğine veya değişik olarak, giriş işaretine göre ya hızlı ya da yavaş bir oranda bulunabileceğine de dikkat ediniz. Bu, istenirse çıkış dalgabıçımını bir kaydedici üzerinde tutmayı mümkün kılar. Gürültüden temizlenen bir işaret dalgabıçımının bir örneği Şek. 12-14'de gösterilmiştir.

Bu yöntemin başka bir görünümü, içinde tek geçit ve kondansatörlü hafıza bulunan ve *boxcar integral alıcı* denilen biçimdir. Dalgabıçımı üzerinde örneklenen nokta, dalgabıçımı üzerinde yavaşça ilerler. Her konumda işaretin ortalaması alınır ve bundan sonra gelecek noktaya hareket etmeden önce okunur. Doğal olarak devresinin basit olması nedeni ile, boxcar integral alıcılar 10^{-9} s mertebesinde süren dalgabıçımları için kullanılabilir ama çok kanallı tipler, 10^{-5} s den daha uzun işaret sürelerine sınırlanmışlardır. Öte

yandan boxcar integral alıcılarının tam dalgabıçımının ortalamasını alması için yaklaşık 100 kez daha uzun süre gereklidir çünkü yalnız bir tek kanal kullanılır.



Şekil 12-14. (a) Gürültüye gömülü işaret ve (b) işaret ortalama alıcı ile temizlenen dalga biçimi. (Princeton Applied Research Corp.)

İşaret ortalama-alıcıları ile ilgili daha gelişmiş işaret-işleme yöntemi, zaman-bağlı iki işaret arasındaki ilgi üzerine kurulur. $f_A(t)$ ve $f_B(t)$ işaretleri arasındaki *çapraz-ilgi fonksiyonu* denilen ifade,

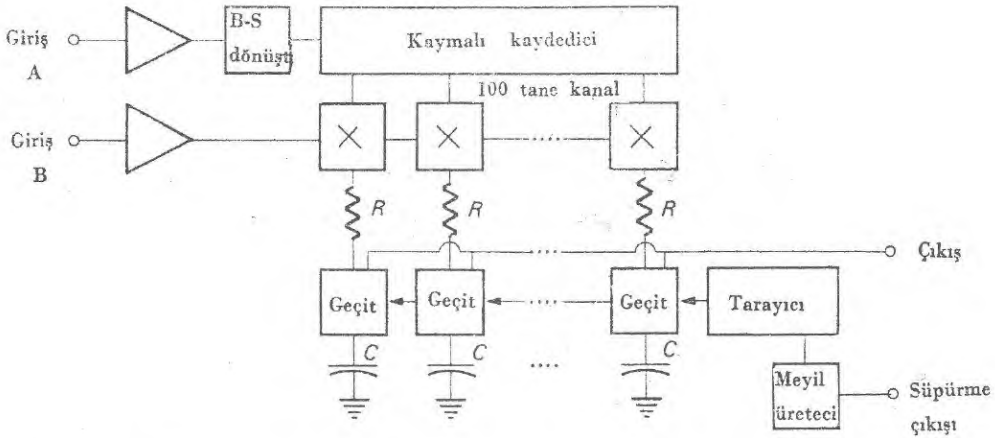
$$C_{AA}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T f_A(t) f_B(t + \tau) dt \quad (12-5)$$

biçiminde tanımlanır. $f_A(t) = f_B(t)$ olan özel durumda $C_{AA}(\tau)$ ye *otomatik ilgi fonksiyonu* denir ve Denk. (12-5) de bulunan zaman ortalaması nedeni ile işaret ortalaması alanlarda olduğu gibi gürültüde azalmalar sağlanır. Bununla birlikte otomatik ilgi fonksiyonu daha çok ekbilgiler içerir ve örneğin, bir dalgabıçımındaki Fourier bileşenlerini belirlemek için kullanılır. Benzer biçimde çapraz ilgi fonksiyonu, iki işaretin birbirine ne kadar yakınlıkla ilişki geldiğini ölçer ve bundan ötürü iki işaretle gösterilen olayın anlaşılmasında daha derin anlayış kazandırır. Olayı böylece anlamak işaretlerin herhangi birinin özelliklerini çözümleyerek anlamaktan daha anlamlıdır.

Denklem (12-5) e karşılık gelen hesaplama, Şek. 12-15 deki *işaret izleyicisi* ile bulunur. Bir giriş işareti sayıya çevrilir ve 100-kanallı bir kaymalı-kaydediciye verilir. Kaydedicideki her katın çıkışı ikinci giriş işareti ile çarpılır ve sonucun ortalaması alınır ve her RC hafızasında saklanır. Kaymalı kaydedici boyunca ilk giriş işaretinin hareketi Denk. (12-5) deki τ geçikme zamanını sağlar. İlgi fonksiyonu, bir çıkış tarama işareti ile birlikte kondansatörlü hafıza dizisinin taranmasıyla gösterilir. İşaret-ilgi analizinin pek çok uygulamaları burada doğrudan ilgili değilse de sayısal tekniklerin, ayrıntılı ve güçlü işaret işleme cihazlarının yapımını sağladığı bu örneklerden açıkça anlaşılmaktadır.

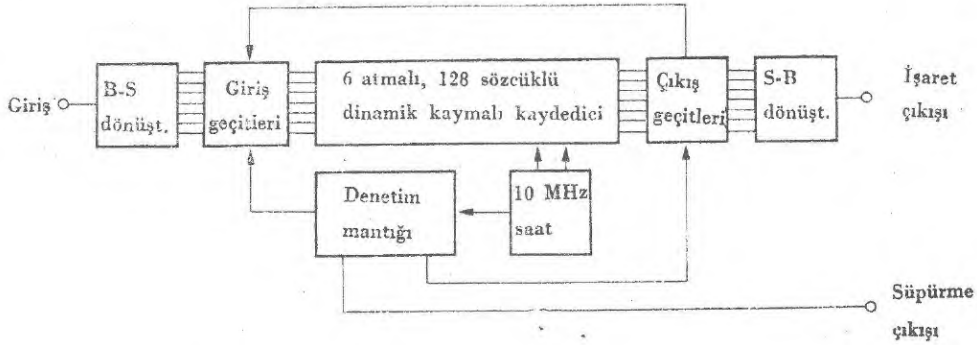
Geçici Kaydedici

Dinamik bir kaymalı kaydedici, ardışık olarak gösterme veya analize için geçici örnek işaretlerin saklanmasında yararlı ve uygun bir yoldur. 128-



Şekil 12-15. İşaret izleyicinin basitleştirilmiş blok çizimi. (Princeton Applied Research Corp).

sözcük üzerine kurulan seçkin 6-basamaklı kaymalı-kaydedici, Şek. 12-16, 10^{-5} kadar kısa ve 5s kadar uzun olan geçici işaretleri saklama ve her birini osiloskop veya şeritli kaydedicide uygun hızlarla yeniden gösterme yeteneğindedir.



Şekil 12-16. Dinamik kaymalı-kaydediciye dayanarak kurulan geçici kaydedici.

Dinamik kaymalı kaydedicisi sabit 10—MHz lik bir hızda işlerken, giriş A-S dönüştürücüsü her sözcük başına 10^{-7} s den 5×10^{-2} s ye kadar ayarlanabilen hızlarda işler. Giriş geçitleri, uygun zamanlarda sayısal sözcükleri kaydedici içine koymak için kontrol mantığıyla çalıştırılır, böylece tüm 128-sözcüğü kaydedilmesi hem kısa ve hem uzun süreli işaretler durumunda yapılabilir. Saklanan geçici işaretler ardışık okuma sırasında yerlerine yeni işaretler konuluncaya veya amaçlı olarak silininceye kadar hafıza içinde sürekli olarak dolaşırlar.

Yeniden gösterilirken, çıkış işaretleri kaydedilme sırasındaki hıza eşit bir hızla elde edilebilir. Bununla birlikte çoğu kez, çıkış işaretinin dağılma hızı göz-terme veya çözümleme devreleri ile uyuşacak biçimde seçilir. Bu uygunluk çıkış geçitlerinde 10. bölümde açıklanan örnekleme osiloskobuna benzeyen örnekleme yönteminin kullanılması ile mümkün olur. Geçici işaret hafızada dolaşırken aslında tekrarlanan bir işaret olur ve dolaşımın ardışık devirlerinde örneklenebilir. Mantık devreleri de, çıkış işareti süresinde oluşan ve çizgisel olarak yükselen bir tarama işareti geliştirir. Osiloskopta göstermek için uygun olan 10^{-3} s ye kadar kısa ve şeride kaydetmek için uygun olan 5 s kadar uzun yükselme süreleri oluşturulabilir.

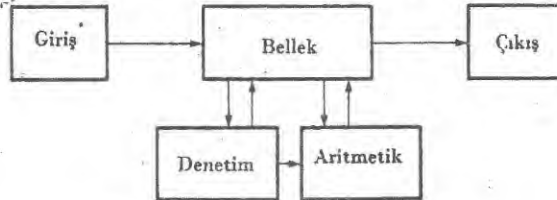
SAYISAL BİLGİSAYARLAR

Düzenleme

Sayısal bir bilgisayar mantık geçitlerinin karışık bir dizisidir ve sayıları gösteren dalgabıçımlarını işleyerek mantık hesaplamalarını yapmak için düzenlen- nen devrelerden oluşur. Elektronik olarak sayısal işlem yapmanın büyük gücü, mantıksal olarak gösterilebilen ve çözümlenebilen çok çeşitli olaylardan doğar. Seçkin örnekler, basit aritmetik hesaplarından fiziksel yasalara uyan bilimsel hesaplamalara ve hesap verme ilkelerini izleyen hesap tutma işlemine kadar uzanır. Elektronik devrelerin hızı çok büyük olduğu için, sayısal bilgisay- arlar sonderece karışık ve uzun hesaplamaları uygun bir süre içinde tamam- layabilirler.

Sayısal bilgisayarların devreleri her çeşit hesaplamaları bulmak için kur- gulanır. Böylece makine, işe karışan bütün sayısal numaralara ek olarak iste- nilen hesaplamaları yaptırmak için özel yönergelerle donatılır. Bu yönergeler sayıları göstermede olduğu gibi puls dalgabıçımları ile gösterilirler. Verilen bir problemle ilgili sayılarla birlikte yönerge takımına *program* adı verilir.

Sayısal bir bilgisayar beş temel parçadan oluşur; bunlar, giriş, çıkış, hafıza kontrol ve matematik birimlerdir, Şek. 12-17. Giriş ve çıkış birimleri



Şekil 12-17. Sayısal bilgisayarın düzenlenmesi.

makineye programı verir ve sonuçları alır. Bilgisayarın, *hafızası*, hesaplama iş-lemine gerek duyuluncaya kadar her yönergeyi ve programın numarasını saklar. Programın deyim numaraları öteki sayılardan ayrı olarak saklanır çünkü bu ikisi hesaplamalarda temel olarak farklı biçimde kullanılır. Her

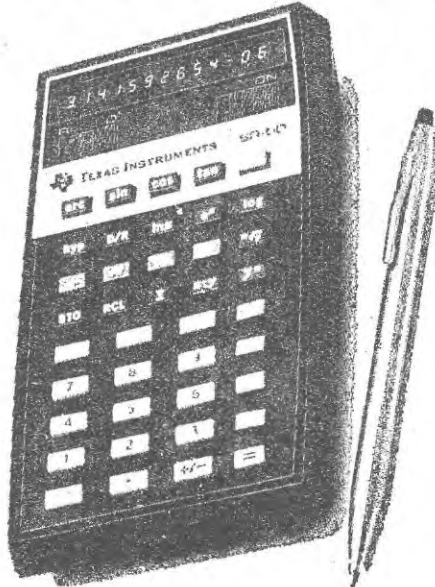
sayının yerleştirilmesi, bir *adresle* belirtilir ve bu adres özel bir numaranın hafızada nerede saklandığını makineye söylemek için kullanılır.

Matematik birim, TOPLAMA geçitleri gibi mantık devreleri bulundurulur ve aslında bu geçitler programla belirlenen hesaplamaları yaparlar. Matematik birimde, geçici bir süre sayıların saklanması için *kaydediciler* de bulunur. Bunun nedeni normal olarak hafızadan her defasında yalnız bir sayının geri çağırılmasıdır. Eğer iki sayı toplanıyorsa, bunlar TOPLAMA geçidine eşzamanlı olarak verilmeden önce ilki, ikinci sayı elde edilinceye kadar saklanmalıdır.

Kontrol biriminin fonksiyonu her yönergeyi açıklamak ve bilgisayar devrelerini buna göre ayarlamaktır. Kontrol birimi bilgisayarın en karışık kesimidir ve bu mantık geçitleri, kaydediciler ve makinenin çalıştığı temel hızı düzenleyen bir *saat* devresinden oluşur. Saat, sürekli pulsler oluşturur. Bu pulsler bilgisayarın farklı kesimlerine sayısal dalgabıçımlarını yöneltmek için çeşitli mantık geçitleriyle birlikte kullanılırlar. Kontrol biriminin bilgisayarın çalışmasının temelini oluşturduğundan bu iki birime merkezi işlem birimi MİB denir.

Küçük Bilgisayarlar

Bir bilgisayarın devreleri, Şek 12-18 de gösterilen cep hesap makineleri yani *küçük bilgisayarlar* gibi sayısal bilgisayarlardaki en son geliştirilen örneklerle gösterilir. Küçük bilgisayarlar, basit toplama ve çıkarma işlemlerinden

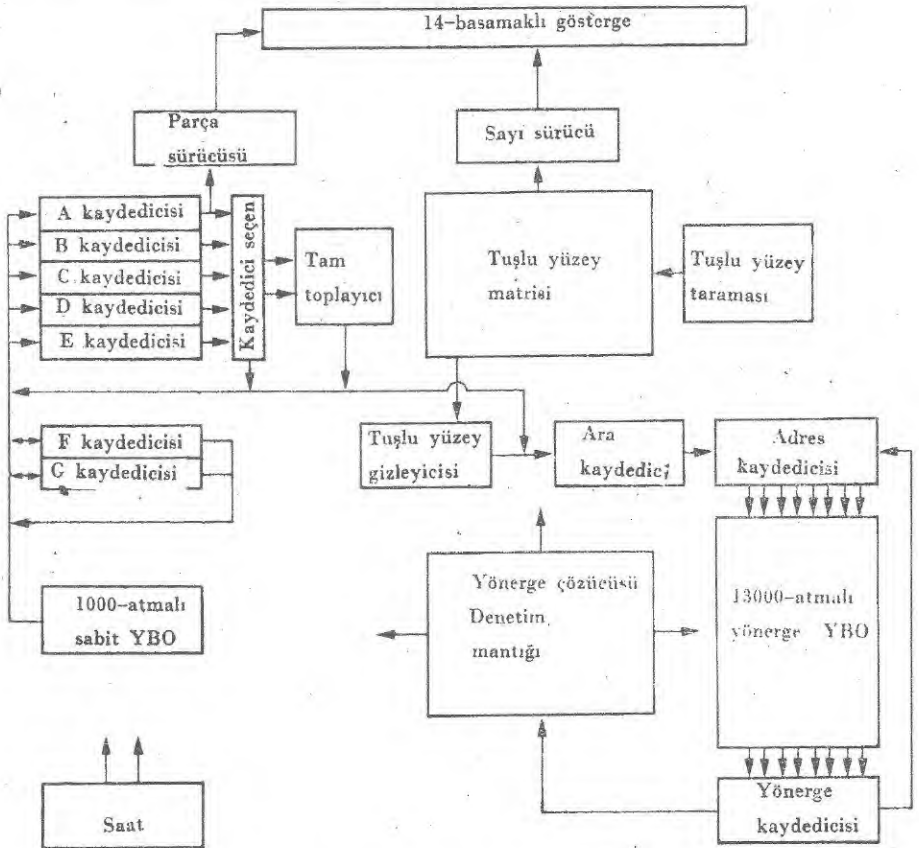


Şekil 12-18. Tipik küçük bir bilgisayar. (Texas Instruments, Inc)

cebirsel olmayan fonksiyonların değerlendirilmesine kadar uzanan matematik hesaplamaları yapmak için sayısal bilgisayar ilkelerini ve devrelerini kullanırlar. Şek. 12-18 de görülen bu giriş bölgesi tuşlu yüzey diye adlandırılan düzenle gösterilir.

Gerçekte tuşlu yüzey, küçük hesap makinesinin girişini gösterir ve çoğu kez yedi-parçalı ışık yayıcı diyod (IYD) tipinde olan sayısal gösterge de birimin çıkışıdır. Tuşlu yüzey sayıları hafıza içine koymak ve istenilen hesaplamayı yapmada uygun iç programı seçmek için kullanılır. Tuşlu yüzeye verilen sayılar, hesaplamaların sonunda olduğu gibi gösterge de gösterilirler.

Küçük bir bilgisayarın çalışması. Şek. 12-19 daki blok çizim yardımıyla açıklanabilir. Tuşlu yüzey ve gösterge her tuşa aralıklı olarak puls veren tuşlu yüzey tarama devreleriyle sürekli yapılır. Sayıları gösteren tuşlar, daha önceki bölümde verilen Şek. 11-39 daki gibi sayısal göstergeleri çalıştıran sayı sürücü devreye bağlanır. Gösterge parçaları, parça sürüsü devresiyle eşzamanlı olarak çalıştırılır.



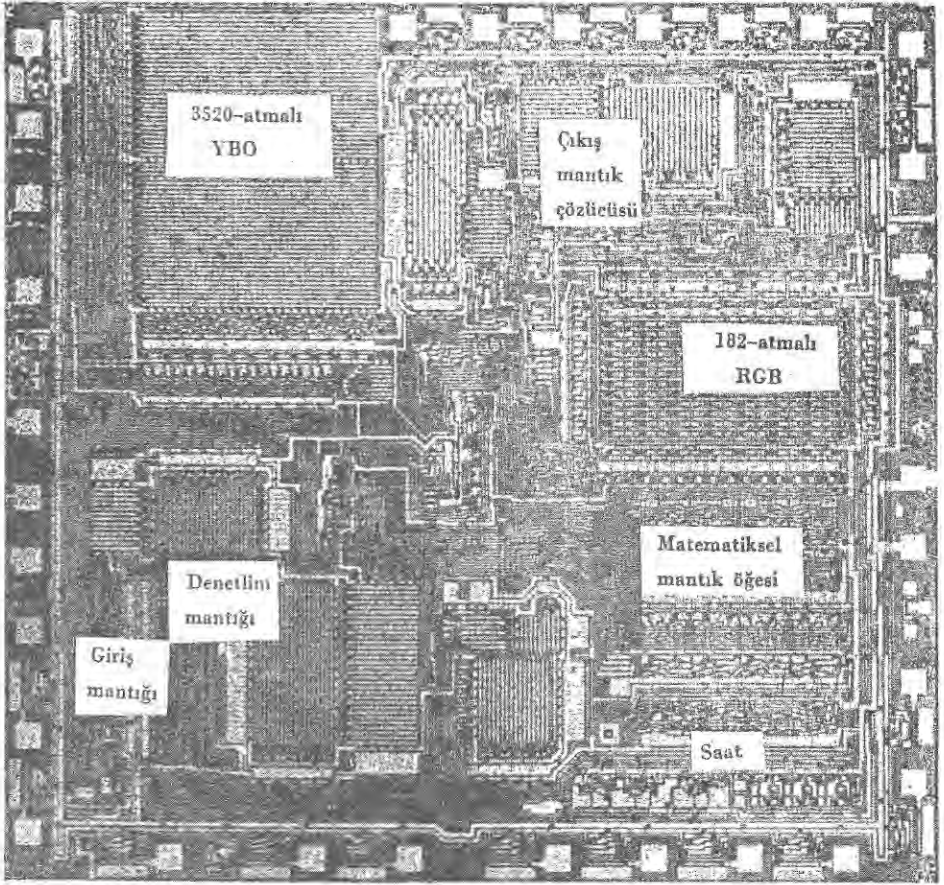
Şekil 12-19. Cep hesap makinesinin basitleştirilmiş blok çizimi. (Texas Instruments Inc.)

Bir tuşa basıldığında tuşlu yüzey kodu o tuşun gösterdiği yönerge veya sayıya karşılık gelen bir sayısal sözcük üretmesine neden olur. Bu sözcük, önceki bir hesaplamamanın sonucuyla düzenlenebildiği ara kaydedicisine ve oradan bir 13000 atmalı YHO adres kaydedicisine geçer. Bu YHO yönergeleri ve hesaplamaları yapmak için gerekli çizelgeleri içerir. YHO yönerge sözcükleri yönerge çözücülerıyla açıklanır ve kontrol mantığını çalıştırır. Kontrol mantığı da hesaplamaları yapmak için sayısal devreleri ayarlar. Kontrol mantığının kontrolü altına, yönerge sözcükleri YHO içine yeniden konulabilir ve böylece örneğin, seri yaklaşımla matematik bir fonksiyonu hesaplamak için tam bir yönerge serisi üretilebilir.

Gerçek hesaplamalar, bir tam toplayıcı ile birlikte A dan E ye kadar olan kaydedicilerden oluşan aritmetik birimle yapılır. Seçilen kaydedici çiftlerindeki sözcükler toplanabilir, değiş tokuş yapılabilir veya karşılaştırılabilir ve sonuçlar üçüncü kaydedicide saklanabilir. A kaydedicisi parçalı göstergeli çözücüye bağlıdır ve onun içindeki hesaplama devrinin sonunda gösterilir. Aritmetik birimde ara sonuçları saklamak için kullanılan F ve G kaydedicileri ve hesaplamalarda kullanılan 16 sayısal sabit içeren 1000-atmalı bir YHO vardır. Bu sabitlere tipik bir örnek, logaritmik fonksiyonları hesaplamak için kullanılan $\ln 10 = 2,302585092994$ sabitidir.

MOY tekniğiyle büyük ölçekli integre devre yapma imkânı olduğundan küçük bilgisayarlar yapılabilir. Örneğin Şek. 12-18 ve 12-19 daki küçük bilgisayarlar küçük bir koruyucu içine tamamiyle yerleştirilebilen 25000 transistörü vardır ve bunlar içeriye yerleştirilen küçük bir üreteçle çalışırlar. Gerçekte daha az yetenekli bir küçük bilgisayarın bütün devresi tek bir integre devre olarak Şek. 12-20, yapılabilir. Bir tuşlu yüzey, ışıklı gösterim ve uygun gösterge sürücüsü ile birlikte bu integre devrenin bağlanması çok kullanışlı bir el hesap makinesi oluşturur.

Küçük bilgisayar el hesap makinesi, merkezi işlem yapan birimin (MIB) çevresinde düzenlenmiş sayısal cihaza özel bir örnek oluşturur ve bu makineye *mikro hesap işleyicisi* denir. Çok geniş bir bölgede ölçüm ve kontrol uygulamalarına yetenekli olan çok gelişmiş sayısal mantık devreleri, mikro hesap işleyicilerine verilen görevlere uygun program ve verileri bulunduran özel YHO larla birlikte kullanarak düzenlenmiştir. Bir mikro hesap işleyicisinin çizimi, etkinliği maksimum yapmak için bir veya öteki özel görünümü vurgulayabilir. Örneğin; bir çizim aritmetik işlemlerin kolaylığını belirtirken ötekisi giriş ve çıkış verilerinin iletimini kolaylaştırabilir. Her iki tip de MIB nin bilinen bileşenlerinin hepsinin bulunmasına rağmen ;birincisi uzun sayısal çözümlemeler için ve ikincisi de kontrol uygulamaları için kullanılır.



Şekil 12-20. İntegre devreli MOY hesap makinesi. (Texas Instruments, Inc.)

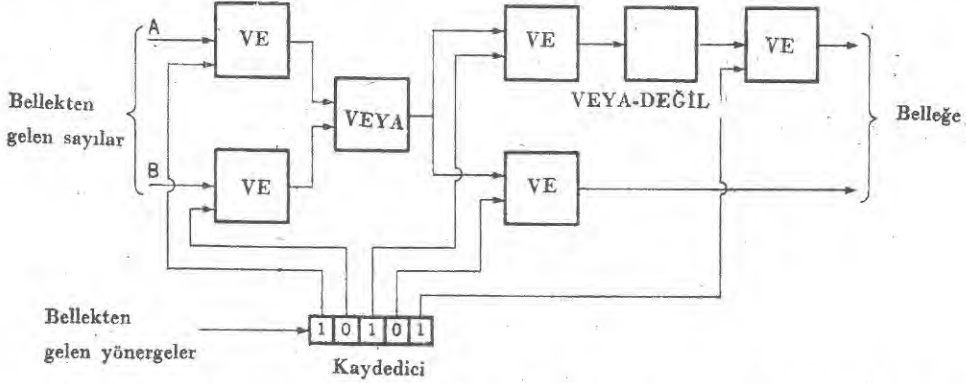
Program Dilleri

Genellikle sayısal bilgisayarlar, küçük bilgisayarlardan daha çok hesaplama esnekliğine sahiptir. Çünkü bu cihazlarda program makinenin bir parçası değildir. Bunun yerine her hesaplama görevi için bilgisayarın hafızasına farklı bir program konur; böylece incelikli ve çok bilgi içeren programlar kullanılabilir.

Bir sayısal bilgisayar, bir dizi delinmiş kartlar aracılığıyla hafızasına verilen programla çalışır. Makine çalışmaya başlatıldığı zaman, kontrol birimi ilk yönergeyi okur, bilgisayar devrelerini buna göre hazırlar ve yönergede adresle belirlenen uygun numaranın hafızadan okunmasına neden olur. Gösterilen işlemlerin tamamlanmasından sonra sonuç, programda belirlenen adresteki hafızaya geri döner. Kontrol birimi bundan sonra gelecek yönergeye geçer. Makine en son *dur* yönergesine erişinceye dek, sonucu çıkış birimine

yerleştirerek okumaya ardışık olarak devam eder. Bu noktada hesaplama biter ve istenen sonuç çıkış birimine yerleştirilir.

İlk örnekle kontrol biriminin yönergelere göre makine devrelerini nasıl hazırladığını açıklamak yararlı olur. Yönergelere bağlı olarak iki sayıdan hangisinin işlendiği ve hafızaya göre geri döndüğünü gösteren kısmî toplu çizim Şek.12-21 i düşünelim. Görüldüğü gibi, 10101 yönergelerinin hafızadan alındı-



Şekil 12-21. Sayısal bilgisayardan geçen sayının yolunu, bir yönergenin nasıl belirlendiğinin açıklanması.

gını ve pek çok VE geçitlerine bağlı bir kaydedicide saklandığını varsayalım. Bu A sayısının devreden geçmesi, A DEĞİL olarak yeniden hafızaya dönmesi anlamındadır. B sayısı ilk VE geçidinden geçmediği için kullanılmaz. Öteki yönergeler, başka işlemlerin yapılmasına neden olurlar. Her durumda ne gibi bir işlemin yapıldığı yönergenin devrede izlediği yoldan belirlenebilir. Gerçekte yönergeler, kontrol biriminin mantık geçitlerini çalıştırarak işaretlerin bilgisayar içindeki yollarını belirler.

Yönerge	Açıklaması
10101	A'yı al ve A DEĞİL olarak hafızaya geri gönder
10010	A'yı al ve A'yı hafızaya geri gönder
01101	B'yı al ve B DEĞİL olarak hafızaya geri gönder
01010	B'yı al ve B'yı hafızaya geri gönder

Bir program hazırlarken, her yönerge için işareti bilgisayarın tüm devreleri boyunca izlenmesi gerekli değildir. Daha çok makinenin kurulmasında, çeşitli işlemleri yapmak için kontrol edici mantık devrelerine göre yönergelerin çizelgesi geliştirilir. *Makine dilinin* bu sözlüğü, programları yazmak için kullanılır ve bilgisayarın devrelerine bakma ihtiyacını önler. Bununla birlikte her küçük adımın yönergelerde ayrıntılı olarak belirtilmesi gerektiğinden, makine dilinde bir programın hazırlanışı çok uzun ve can sıkıcı bir

ıştır ve programda sık sık hatalar yapılır. Örneğin, herhangi bir yönergede 1'le 0'ın yer değiştirmesi, saçma bir adım ya da daha ciddi bir durum olarak yanlış bir yönergeyle sonuçlanabilir ve bu tür yanlışları düzeltmek çok güçtür.

Bu durumu kolaylaştırmak için uygun programlama dilleri geliştirilmiştir. Bu programlarda makine dili yönergelerini ya da makine dili yönerge gruplarını göstermek için açıkça tanınabilen gösterimler kullanılmaktadır. Bilgisayar yapımcıları, uygun programları makine diline dönüştürmek için bilgisayarı kullanan çevirici programlar verirler. En basit programlama dil *birleştirme dilidir* ve birleştirici dilde yazılan bir programı ikili-kodlu yönergelere çevirmek için kullanılan programa *birleştirici* denir.

Birleştirici dildeki program ifadesi, makine-dili yönergelerine hemen hemen bire-bir karşılıklı olurlar. Örneğin, Z , B ve C sayılarını toplamak için Çizelge 12-2 nin merkez sütununda ikili yönergeler kümesi ile gösterilen basit programı düşünelim. Çizelge 12-2 nin sol sütununda makine diline karşılık ge-

Çizelge 12-2 Birleştirici dil ve Fortran ifadesinin makine dili yönergeleriyle karşılaştırılması

Birleştirici Dil	Makine dili	Fortran ifadesi
LDA Z	0 110 001 100 100 001	$D = Z + B + C$
ADA B	0 100 001 100 100 010	
ADA C	0 100 001 100 100 011	
STA D	0 111 001 100 100 100	

len birleştirme dili ifadeleri oldukça kolaydır. Bu ifadeler aşağıdaki biçimde kolayca okunabilir: “ Z adresindeki sayıyı A kaydedicisine ver; B adresindeki sayıyı A kaydedicisindeki sayıya ekle; C adresindeki sayıyı A kaydedicisindeki sayıya ekle ve A kaydedicisindeki sayıyı D adresinde sakla”. Böylece birleştirme-dilde bu biçimdeki ifadeler istenilen görevi başarırlar. Birleştirici program, insanlarca yorumlanabilen birleştirme-dilindeki ifadeleri makine dilinde bunlara karşılık gelen ikili-kodlu ifadelere çevirir.

Her ayrıntının yönergede verilmesi zorunlu olduğundan, birleştirme-dilinde programlama yapmak çok can sıkıcıdır. Bu nedenle yüksek-düzeyle diller geliştirilmiştir. Bu dildeki tek ifadeler makine-dili yönergelerinin büyük gruplarına çevrilebilir. Bu durumda, çevirici programa *toplayıcı* adı verilir, çünkü gerçekte, bilgisayar oldukça genel yönergeleri izleyerek kendi programını toplar.

Çok kullanılan ve *Fortran* denilen program dili, program ifadeleri olarak düzenlenmiş cebirsel gösterimler ve formüller kullanır. Örneğin, Çizelge 12-2 nin üçüncü sütunundaki bilinen cebirsel ifadeler, merkez sütundaki makine dili yönergelerine çeviren Fortran dilidir. Açık olarak, Fortran dilinde program yapmak hem birleştirme-dili ve hem de makine dilinden çok daha

basittir. Bununla birlikte, çoğu kez bu biçimde toplanan bir makine dili programının bilgisayar hafızasına sığdırılması ve programı işlemek için gerekli toplam zaman elverişsiz olur. Bu durum bir toplayıcıda kaçınılmaz nedenlerden ötürü böyledir. Böylece, Fortran ve yüksek düzeyli diller geniş ölçüde kullanılmasına rağmen herhangi bir bilgisayarın maksimum yeteneklerini anlamak için birleştirme-dili gereklidir.

KAYNAKLAR

Thomas C.Bartee: "Digital Computer Fundamentals", 2d ed., McGraw-Hill Book Company, New York, 1966.

G.G.Bell and A.Newell: "Computer Structures: "Reading and Examples", McGraw-Hill Book Company, New York, 1971.

Sam P.Perone and David O.Jones: "Digital Computers in Scientific Instrumentation", McGraw-Hill Book Company, New York, 1973.

ALIŞTIRMALAR

12-1. Şekil 12-4 deki sayısal voltmetre için blok-çizim biçiminde uygun bir kontrol devresi çizin. Kontrolü her okuma yapıldıktan sonra, hemen yeni bir ölçme devrini başlatacak biçimde düzenleyin.

12-2. Alıştırma 12-1 deki sayısal voltmetrenin giriş işaretinin 0,5 V d.a. ile birlikte 2 s periyodlu ve tepeden tepeye 0,5 V genlikli testere dişli dalgabıçımı olduğunu varsayın. Giriş işareti 0,5 V olduğu zaman voltmetre ölçme devrine başlarsa, gösterilen ilk beş okumayı çizimle belirtin.

Cev: 0,67, 0,89, 0,52, 0,68, 0,92 V.

12-3. Şekil 12-5 deki ikili-eğilimli integral alıcı A-S dönüştürücüsü saniyede on tane dört-basamaklı okuma vermektedir. Osilatörün frekansı nedir? Giriş ve referans gerilimlerinin eşit olduğunu varsayın.

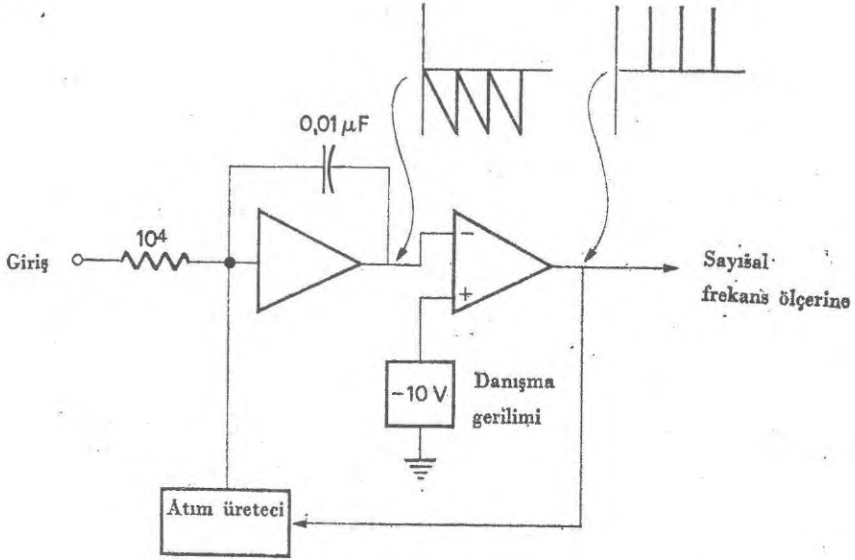
Cev: 200 kHz.

12-4. Alıştırma 12-3 deki ikili-eğilimli integral alıcı A-S dönüştürücünün sıfır-detektörü olan karşılaştırmacısında gerekli en küçük kazancı bulun.

Cev: 10^4

12-5. Gerilimden frekansa dönüşüm yapan A-S dönüştürücüsü de denilen, Şek. 12-22, karşılaştırmacının integrali alınmış giriş işareti ve referans puls üretici gerilimi arasındaki eşitliği her duyuşunda integral alıcı kondansatörü boşaltmaktadır. 10,5 ve 1 V luk giriş işaretleri için çıkış frekansları nedir?

Cev: 10^4 Hz, 5×10^3 Hz, 10^3 Hz.



Şekil 12-22. Gerilimden-frekansa A-S dönüştürücüsü.

12-6. Şekil 12-6 da ardışık-yaklaşıkla A-S dönüştürücüsünde giriş işareti 8,08 V ise dışarılanan deneme sayısı ne olur. Her karşılaştırma 10^{-4} s alırsa her durumda dönüşümü başarmak için ne kadar süre geçtiğini bulun.

Cev : 10, 9; $1,2 \times 10^{-3}$ s, $1,2 \times 10^{-3}$ s.

12-7. İkili-merdivenli S-A dönüştüreninin devre çözülmesini kullanarak ondalık numaraların İKO sözcüklü giriş işaretlerinin Çizelge 12-1 e benzeyen analog çıkış işaretlerinin ve onlu sayıların bir çizelgesini geliştirin.

Cev : 1, 0001, 1/24; 2, 0011, 2/24; v.b.

12-8. Şekil 12-10 daki kullanışlı S-A dönüştürücüsünde, 0010, 0100, 0110 ve 1000 giriş sözcüklerine karşılık gelen analog çıkış işaretleri nedir?

Cev : 0,15; 0,30; 0,45; 0,60 V.

12-9. Çizelge 12-3 de verilen katsayıları kullanarak, Denk. (12-4) e uyan sayısal süzgecin frekans-tepki belirtgenini hesaplayın. Bunu girişe farklı frekanslarda sinüs dalgaları vererek yapın. Tam bir periyod için 100 Hz lik hızda

Çizelge 12-3. Alıştırma 12-9 için sayısal süzgeç katsayıları ($\delta = 10^{-2}$ s)

$a_1 = -a_{10} = +$	0,0008
$a_2 = -a_9 = -$	0,0025
$a_3 = -a_8 = +$	0,0094
$a_4 = -a_7 = -$	0,0350
$a_5 = -a_6 = +$	0,1890

her giriş işaretini örnekleyin ve Denk.(12-4) ü kullanarak çıkış işaretlerini hesaplayın. Her frekansta çıkış işaretinin kare ortalaması karekökünü (kok) bulmak için bu değerleri kullanın. 0,1 den 50 Hz'e kadarki frekans aralığında frekans tepki belirtgenini çizin. 10 Hz lik frekansta çıkış işaretinin giriş işaretine oranı nedir?

Cev : 0,1

12-10. Alıştırma 12-9 u, giriş işaretinin tepeden tepeye değeri 2-V ve 1-Hz lik bir kare dalga olması durumu için tekrar edin. Çıkış dalgabiçiminden yararlanarak bu süzgecin adının ne olduğunu söyleyin.

Cev : Türev alan süzgeç.

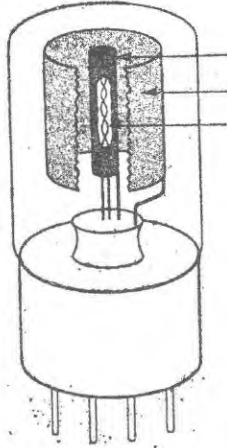
Vakum Lâmbalı Devreler

Transistörün bulunuşundan önceki elektronik devrelerin temeli elektron vakum lambasına dayanmaktaydı. Lamba kurgusundaki değışikliklerle, çok duyarlı detektörlerden çok-yüksek-güçlü yükselticilere kadar uygulama alanları sağlandı. Çok az bir güçle işlemesi ve çok küçük boyuta sahip olması nedeniyle, elektronik devrelerdeki vakum lambaları yerine transistörlerin kullanılmasına rağmen vakum lambaları kullanmanın yararlı olduğu uygulamalar da pek çoktur.

VAKUM DİYODU

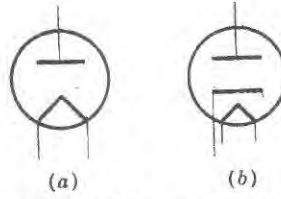
Isının Sebep Olduğu Elektron Yayılması

Vakum diyodu, Şek. El-1 de çizildiği gibi, havası boşaltılmış, genellikle camdan yapılan kapalı bir yerde metal bir *anot* ile çevrilmiş sıcak bir *katottan* oluşur. Oldukça yüksek sıcaklıktaki katot tarafından elektronlar yayılır ve pozitif anot tarafından bu elektronlar çekilir. Katottan anoda hareket eden elektronlar bir akım oluştururlar; katoda göre anot pozitif olduğu zaman bu durum oluşur. Katoda göre anot negatif ise elektronlar anot tarafından itilirler ve toplam akım sıfır olur. Anotla katot arası boşaltılır ve böylece elektronlar gaz molekülleri ile çarpışmadan elektrotlar arasında hareket edebilirler.



Şekil El-1 Vakum diyodun kabaca çizimi.

Vakum diyodlardaki katotlar çok çeşitli biçimlerde olabilirler. Isıtıcı tarafından yeter ölçüde enerji verilen herhangi bir iletkendeki serbest elektronlar katıdan dışarı kaçabilirler. Bazı maddeler, bu anlamda başkalarına göre oldukça uygundur, bununla birlikte, özellikle yüksek sıcaklığa dayanabilen bütün maddelerden elektronların kaçması çok kolaydır. Örneğin, tungsten yararlı bir katot maddesidir, çünkü oldukça yüksek sıcaklıklara kadar mekanik dayanıklılığını korur. Bir tungsten katot teli üzerindeki ince bir thorium tabakası elektron yayınlanmasını artırır ve yaklaşık 1900 K sıcaklığında uygun bir akım elde edilir. Bu şekildeki katot, bir akkor lambanın telinin ısıtılmasında olduğu gibi, doğrudan doğruya bir elektrik akımı ile ısıtılır. Bu kato-
dun yüksek-gerilim uygulamaları için vakum diyodları içinde kullanılması daha uygundur. Bu şekildeki bir vakum diyodu için uygun gösterim Şek.El-2a da gösterilmektedir.



Şekil El-2. (a) Doğrudan ısıtmalı katot (b) dolaylı ısıtmalı şeklindeki vakum diyodları için devre gösterimleri.

Baryum ile stronsyum oksitlerinin karışımı ile kaplanmış içi boş silindirik biçimindeki bir metalden oluşan çağdaş-katotlar bu güne dek geliştirilen en iyi elektron yayınlayıcısıdır. Bol sayıda elektron yayımlanması 1000 K dolayındaki sıcaklıklarda elde edilir. Bu sıcaklık, tungsten için gerekli olan güçten daha azdır. Genel olarak oksitli katotlar Şek.El-1 deki gibi metal kovan içine yerleştirilen ayrı bir ısıtıcı ile dolaylı olarak ısıtılır. Bu, ısıtıcı akımı katot bağlantısından elektriksel olarak ayırır. Bu elektronik devrelerdeki önemli bir üstünlüktür. Bir a.a. ısıtıcı akımı, ısıtıcı akım frekansında, katottaki istenmeyen sıcaklık değişimlerini gözönüne almaksızın kullanılabilir. Oksitli katotlar vakum lâmbalarının çoğunda kullanılır. Isıtıcı, doğrultucunun doğrudan doğruya etkin bir parçası olmadığı için uygun devre gösteriminde Şek. El-2b genellikle gösterilmez.

Child Yasası

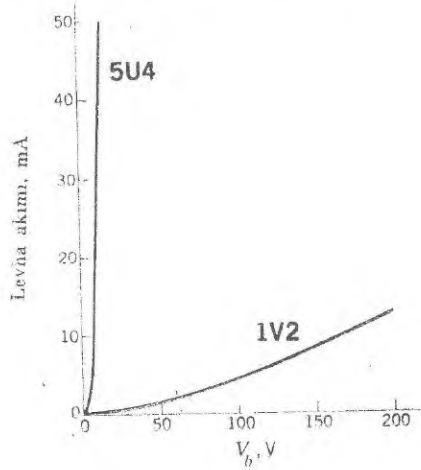
Katoda göre anot negatif olduğu zaman elektron akımı sıfır olur ve ters yöndeki belirtgen, ideal bir diyodunki gibidir. Normal yöndeki belirtgen anot pozitif gerilimde olduğu zaman, anotla katot arasındaki boşlukta elektronların hareketi ile belirlenir. Çoğu kez, katottan yayılan elektronlar çok fazladır, böylece, elektronların yükünün neden olduğu elektrik alanı anot gerilimi ile oluşan anotla katot arasındaki elektrik alanını oldukça değiştirir. Bu şartlar altında gerçek akım Child yasası ile verilir,

$$I_b = AV_b^{3/2} \quad (\text{El-1})$$

burada V_b anotla katot arasındaki gerilim, A ise lâmbanın geometrisini içine alan bir sabittir. Denklem (El-1) e göre akım, uygulanan gerilimin $3/2$ inci kuvvetiyle artar; bu ise vakum diyodun doğrusal olmadığı gösterir.

Akım, anotla katot arasındaki aralığa ve katodun alanına da bağlıdır. Böylece, anotla katodun geometrik biçimini değiştirerek, farklı akım-gerilim belirtgenleri elde etmek mümkündür. Kullanılan diyodun belirtgenlerinden iki örnek Şek.El-3 de verilmektedir. 5U4 tipi diyod orta güçte bir doğrultucudur; 1V2 tipi diyod ise yüksek-gerilim ve alçak-akım veren güç kaynakları için düşünülmüştür. Anot ile katot aralığı, gerilim periyodunun ters yöndeki kesiminde katot ile anot arasında boşalma ihtimalini azaltmak için 1V2 tipinde oldukça

büyüktür. Sonuç olarak, 1V2 de doğru yöndeki akım, 5U4 tipinden daha küçüktür. 5U4 tipi, alçak gerilimlerde kullanmak için yapılmıştır, bu nedenle katot ile anot arasındaki aralık daha küçüktür. Bundan ötürü aynı doğru yön geriliminde 5U4 den geçen doğru yön akımı daha büyüktür.



Şekil El-3. Tipik iki vakum diyodunun deneysel olarak elde edilen doğru yöndeki belirtgenleri farklı geometrik yapı nedeni ile oldukça farklıdır.

Herhangi bir pratik vakum diyodunda ters yön akımı, cam yalıtkanlar üzerindeki akımlar ve benzer başka etkenler nedeniyle tamamen sıfır değildir. Tipik ters yön direnci 10 M Ω basamağındadır. Doğru yön direnci uygun çalışma geriliminde 100 Ω basamağında olabileceği için ters yön direncinin doğru yön direncine oranı veya *doğrultma oranı*, oldukça yüksektir. Katot ile anot arasındaki iç elektrot sığası, bir vakum diyodunun yararlı olduğu maksimum frekansı sınırlar. Katot ve anodun sığasal reaktansı etkin olarak elektron akımına paraleldir ve yüksek frekanslarda ters yön direncini kısa devre yapma eğilimindedir.

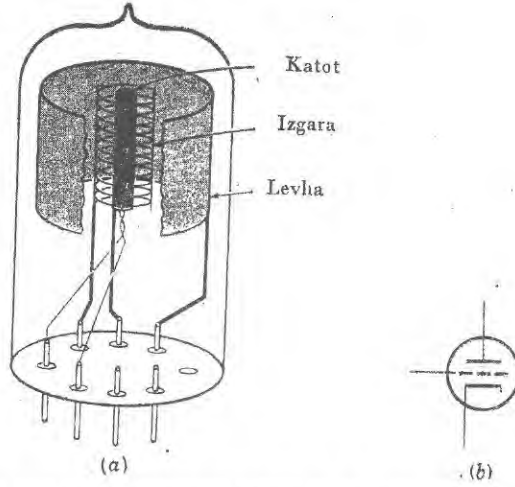
VAKUM TÜPLERİ

Bir vakum diyodundaki akım, anotla katot arasına ızgara denilen üçüncü bir elektrot konularak kontrol edilir. Izgara gerilimindeki değişiklikler anot geriliminden bağımsız olarak anot akımını değiştirir. Bu yöntem üç elektrotlu vakum tübünü kullanışlı bir yükselteç yapar.

Izgara

Havası boşaltılmış üç elektrotlu bir lâmbadaki ızgara genellikle Şek.El-4a da çizildiği gibi, katodu saran helis biçimindeki bir telden oluşur. Izgara gerilimi her zaman negatif ise elektronlar itilirler ve ızgara akımı önemsiz

olur. Bu, anot akımını kontrol etmek için ızgara devresinde harcanan gücün çok küçük olduğu anlamındadır. Izzaranın yüzeyinin minimuma düşürülmesi istenir, böylece anoda giderken yol üzerinde durdurulan elektronların sayısı önemsiz olur. Öte yandan, teller çok aralıklı konursa anot akımını kontrol etmede ızgaranın yeteneği de azalır. Kullanılan üç elektrotlu lâmbalar, bu birbirini tutmayan ihtiyaçlar arasında yararlı bir uzlaşma sağlayacak biçimde yapılır. Vakum tüplerindeki anot, eskiden yapılan tüplerdeki biçiminden ötürü genel olarak, *levha* adını alır. Üç elektrotlu lâmba bir uygun devre gösterimi Şek.El-4b de belirtilmiştir.



Şekil El-4 (a) Üç elektrotlu vakum lambası (b) devre gösterimi.

Izgara gerilimi, anot ve katot arasında vakum diyoduna karşılık gelen elektrik alan şekillerini değiştirir. Izzgara, katoda çok yakın olduğu için, ızgara gerilimi anot akımını kontrol eden geriliminden daha çok etkindir. Böylece, Child yasasını kullanarak, tüpteki akım,

$$I_b = A (\mu V_c + V_b)^{3/2} \quad (\text{El-2})$$

biçiminde yazılabilir, burada A , tüp geometrisine bağlı bir sabit, V_c , ızgara gerilimi, V_b , levha (anot) gerilimi ve μ de *yükseltme katsayısı* denilen bir sabittir. Yükseltme katsayısı, levha geriliminden daha çok ızgara gerilimine etki yapar. Bu denklem, kullanılan üç elektrotlu lâmbaların deneysel akım-gerilim belirtgenleri ile uyuşmaktadır. İlk ilkelere A nın bulunması güçtür, bununla birlikte üst, tam olarak üç bölü iki değildir. Bu nedenle, kullanılan tüplerin belirtgenlerini doğru bir matematik gösterimden daha çok grafiklerle göstermek daha kullanışlıdır.

Denklem (El-2) deki V_c nin etkisi, ızgara gerilimi negatif olduğu için, V_b levha gerilimine karşıdır. Yükseltme katsayısı için bir ifade, ızgara gerilimi ile

katot üzerinde uyarılan elektrik yükü, levha gerilimi ile oluşan yüke karşı ve bu iki yük eşit olursa birbirlerini yok edeceği düşünülerek elde edilir. Son ifadededen

$$-C_{gk} V_c + C_{pk} V_b = 0 \quad (\text{El-3})$$

yazılır, burada, C_{gk} , ızgara ile katot arasındaki sığadır. Yükseltme katsayısını çözersek,

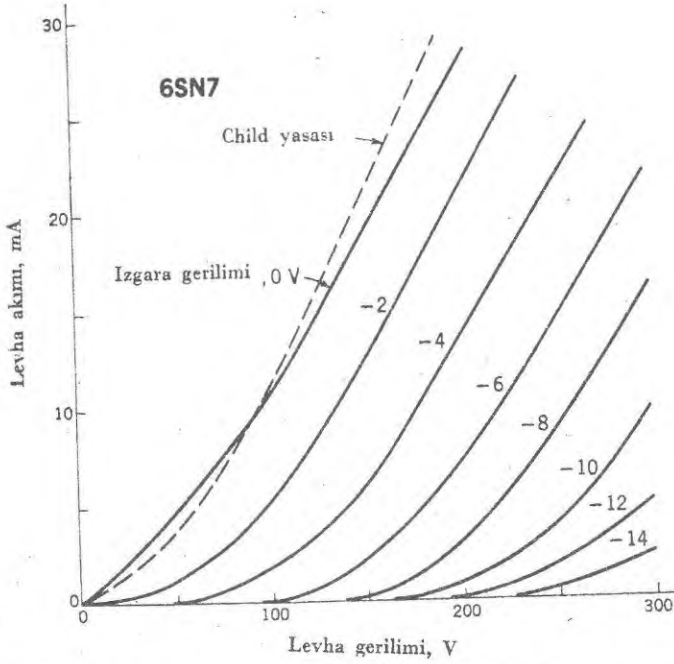
$$\mu = \frac{V_b}{V_c} = \frac{C_{gk}}{C_{pk}} \quad (\text{El-4})$$

elde edilir. Denklem (El-4) e göre, ızgara katoda çok yakınsa, ızgara-katot sığası artacağı için, yükseltme katsayısı artar. Levha çok uzakta ve ızgara ile katottan perdelendiğinden, μ her zaman birden büyüktür. Gerçekten, yükseltme katsayısı 10 dan 100 e kadar olan üç-elektrotlu lâmbalar ticari olarak bulunabilir.

Üç elektrotlu bir lâmbanın akım-gerilim belirtgenlerini göstermek için pek çok grafik yoldan en yararlısı, ızgara geriliminin sabit değerleri için anot akımını, anot geriliminin bir fonksiyonu olarak çizmektir. Pek çok ızgara gerilimi için elde edilen eğriler, tüpün *levha belirtgenleri* adını alır. Tüp yapıları tarafından sağlanan, anot belirtgenlerinin tipik bir dizisi Şek.El-5 de gösterilmektedir. Her eğrinin, bir vakum diyodunun akım-gerilim eğrisine benzediğine dikkat ediniz. Bundan başka, verilen bir anot-gerilimindeki akım, ızgara-geriliminin negatif değeri artarken azalır. Anodun akım-gerilim eğrileri, ızgara-gerilimdeki her negatif artış için biçimlerinde çok az bir değişiklikte sağ-tarafa kayarlar. Deneysel eğrilerle Denk.(El-2) nin karşılaştırılması, grafik verilerin kullanılmasının niçin gerekli olduğunu gösterir; Child yasası anot belirtgenlerinin genel davranışını göstermesine uygun nicel sonuçlar vermesi için yeterince doğru değildir.

Şekil El-5 e göre anot akımı aslında oldukça büyük negatif ızgara gerilimlerinde sıfır olur. Lambayı bu kesilim şartına koymak için gerekli negatif ızgara gerilimi anot gerilimine bağlıdır. Gerçekte tüpün iletkenliği kesildiği zaman açık bir devre olur. Izgara pozitif bir gerilimde olduğu zaman büyükce bir ızgara akımının olacağı açıktır. Izgara doğru yönde kutuplama gerilimi uygulanan bir diyodun anodudur ve negatif gerilimde olduğu durumdan çok daha az direnç gösterir. Pek çok devrelerde bu etki ızgaranın pozitif olmasını önler. Böylece ızgara geriliminin sıfır değerinde tüp maksimum iletkenlik durumunda olduğu için doyma noktasında olduğu söylenir. Doyma noktası ile kesilim noktası arasındaki bölge normal ızgara-gerilimi bölgesidir.

Genel olarak, vakum tüpünü levha devresi için p ve b , ızgara devresi için g ve c alt-gösterimlerinin kullanılması kabul edilmiştir. Benzer biçimde k da katot için kullanılır.



Şekil EI-5. 6SN7 tipindeki üç elektrotlu lambanın levha belirtgenleri. Izgara geriliminin sıfır değeri için eğri. Child yasası ile yaklaşık olarak uyusmaktadır.

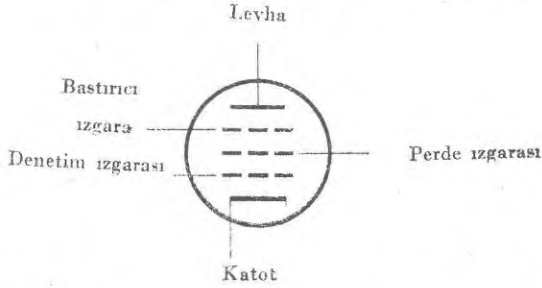
Beş Elektrotlu Lamba (Pentot)

Üç elektrotlu bir vakum lâmbasındaki ızgara ile levha arasındaki sığa, tüp yüksek frekansta bir yükselteç olarak kullanıldığı zaman gerçekten güçlükler ortaya çıkarır. Izgara-levha sığası üzerinden ızgara devresinde oluşan a.a. levha işaret devrenin normal çalışmasını karıştırır. Bu güçlüğü yenmek için ızgara ile levha arasındaki aralığa başka bir ızgara konur. Bu *perdeleme ızgarası*, ızgara-levha sığasını 1000 veya daha fazla bir katı kadar azaltan etkili elektriksel bir ekrandır. Perdeleme ızgarası, katoda göre pozitif gerilimdedir ve katottan levhaya olan elektron akımını devam ettirir. Helis biçimindeki ızgara sarımları, kontrol ızgarası için yapıldığından çok daha açıktır ve böylece perde akımı levha akımından daha küçük olur.

İkisi ızgara olmak üzere dört-elektrotlu tüpler *tetrot* adını alır ve bunlar özel amaçlar dışında bugün kullanılmamaktadır. Bunun nedeni, levhaya çarpan elektronların oradan başka elektronlar da sökmesidir. Bu elektronlar özellikle, perde gerilimi anot geriliminin ani değerinden daha büyük olduğu zaman perde tarafından çekilebilirler. Bu, alçak anot gerilimlerinde levha belirtgenleri üzerine pek çok düzensizlikler oluşturur. Bu etkiyi ortadan kaldırmak için perde ile anot arasına bir *bastırıcı ızgara* konur. Bastırıcı ızgara

katot geriliminde tutulur ve levhadan sökülerek perdeye varan bütün elektronları etkin biçimde önler. Bastırıcı ızgara helisinin aralığı perde ızgarasından daha büyüktür. Böylece bastırıcı ızgara katottan levhaya geçen elektronların düzenini bozamaz.

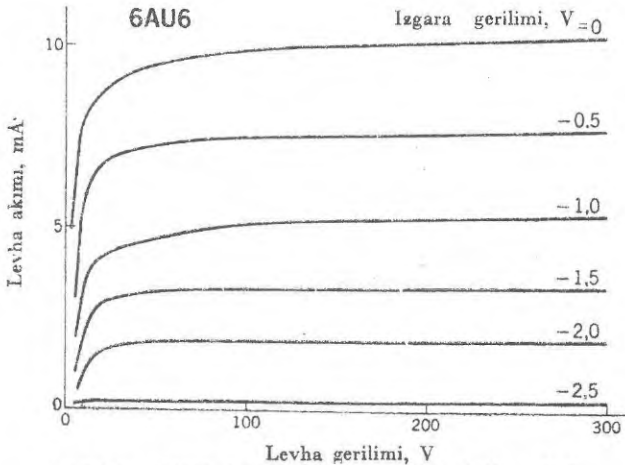
Üç-ızgaralı bir tüpe *pentot* denir çünkü toplam beş elektrodu vardır. Pentot için uygun bir devre gösterimi Şek.El-6 da verilmiştir. Normal çalışma durumunda perde ve bastırıcı ızgaraları sabit bir d.a. geriliminde tutulur. Bastırıcı ve perde ızgaraları perde görevi yaptığından pentotlarda



Şekil El- 6. Beş-elektrodlü lamba (pentot) için devre gösterimi.

katot yakınındaki elektrik alanın anot gerilimine etkisi pratik olarak sıfırdır. Bu anot-geriliminin anot akımını çok az veya hiç değiştirmemesi demektir. Anot akımı anot geriliminden aşağı yukarı bağımsız olduğu için anot belirtgenleri, gerilim eksenine paralel doğrulara çok yakındır. Kontrol ızgaralarının bu etkisi, üç-elektrodlü lambadaki (triyot) ile aynıdır.

Bastırıcı katoda bağlı bir pentodun verilen bir pozitif-perde gerilimi için seçkin anot belirtgenleri Şek.El-7 de çizilmiştir. Yukarda belirtildiği



Şekil El-7. 6AU6 tipindeki pentodun levha belirtgenleri.

üzere, anot akımının anot geriliminden oldukça bağımsız olduğuna dikkat ediniz. Bununla birlikte aslında levha belirtgenleri sabit perde gerilimine de bağlıdır. Daha yüksek perde gerilimleri Şek.El-7'deki eğriler biçiminde çok az bir değişiklikle yüksek akım değerine doğru kaydırır. Uygulamada perde geriliminin iki veya üç özel değeri için pentot belirtgenleri belirlenir.

Perde gerilimi, pek çok devrelerde anot geriliminden küçük tutulur ve perde akımı, anot akımının 0,2 ile 0,4 ü kadar olur. Yukarıda açıklandığı üzere genellikle bastırıcı ızgara katoda bağlanır, pek çok tüplerde bu bağlantı içten yapılır.

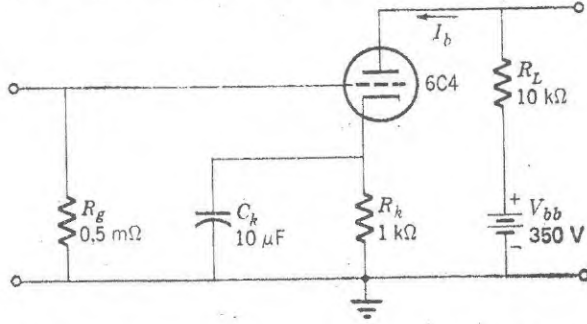
Genellikle pentotların çok yüksek yükseltme katsayıları olduğundan yükseltici devrelerde kullanılırlar. Küçük ızgara-anot sığasının önemli olduğu yüksek-frekans yükselteçlerinde üç-elektrotlu lâmbalar kullanılır. Levha-gerilim değişimleri fazla bozulma oluşturmaksızın levha kaynak gerilimi kadar olabilir öyleyse yüksek güçte çalışması da mümkündür.

Çok Izzaralı Tüpler

Özel devre uygulamaları için yararlı olacak biçimde pek çok başka vakum tüpleri de geliştirilmiştir. Değişen tümseklikte helis biçimli kontrol ızgarası olan bir pentodun yükseltme katsayısı ızgara öngerilimine önemli ölçüde bağlıdır. Çünkü elektronlar, aralığı çok küçük olan ızgara bölgesinde en iyi biçimde kontrol edilirler. Negatif ızgara öngeriliminin oldukça büyük değerlerinde elektron akımı kesilir. Bundan ötürü tüpün yükseltme katsayısı, ızgara telleri oldukça aralıklı olan bir vakum tübününkine karşılık gelir. Daha küçük negatif öngerilimde yükseltme katsayısı büyük olur. Bu *değişken yükseltme katsayılı* (μ) tüpler kendiliğinden ayarlanan ses-kontrolü devrelerinde kullanılır. Bu devrelerde tüplerin yükseltmeleri, uygulanan d.a. ızgara gerilimi ile kontrol edilerek kendiliğinden ayarlanır. Gerilim, değişken giriş işaretine rağmen çıkış işaretini sabit tutarak ayarlanır. Bu tüplere *uzaktan-kesilen tüp* adı da verilir, çünkü levha akımını küçük bir değere düşürmek için çok büyük bir negatif ızgara gerilimi gereklidir.

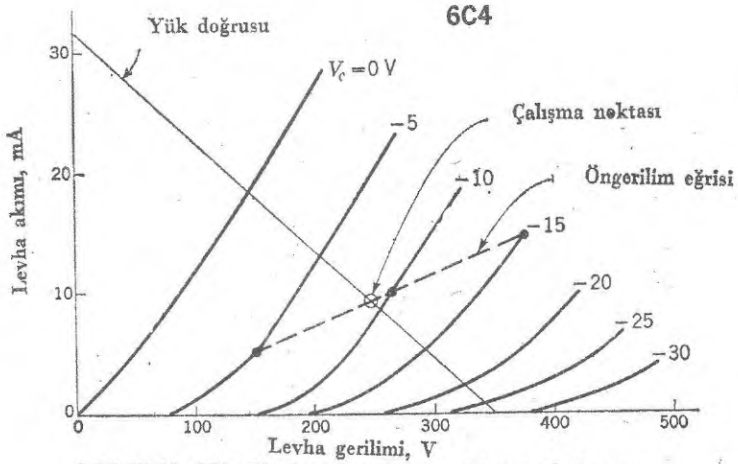
Birden daha çok elektrotlu tüpler, çoğu kez iki farklı tüpün birlikte kullanıldığı devrelerde tek bir zarf içine alınabilirler. Bunun bir örneği, tam dalga doğrultucu devrelerinde kullanılan ikili vakum diyodudur. Kullanılan başka tüpler ikili triyot ve ikili diyod-triyotlardır. Pek çok başka birleştirmeler mümkündür ve böyle tüpler yapılmaktadır. İkili bir triyodun gösterimi Şek. El-8a'da görülmektedir. Bu gösterim aynı zamanda pek çok elektrotlara tüpün taban iğnelerinin bağlantılarını da göstermek için genel olarak uygulanan yöntemi de açıklamaktadır. Taban iğneleri, alt yönden bakıldığı zaman, saat göstergeleri yönünde numaralanır; bu uzlaşma, gerçek bir devrede tüp yuvası incelendiği zaman, çeşitli elektrotların belirlenmesini kolaylaştırır.

seri olan bir direnç ile sağlanır, Şek.El-9. Katot direnci üzerindeki IR gerilim düşmesi, katoda göre ızgara üzerinde negatif bir öngerilim oluşturur. Çalışma



Şekil El-9. Katot öngerilimi kullanan bir triyot yükseltici devresi.

noktası, Şek.El-10 da görülen levha belirtgenleri üzerine yük doğrusunu çizerek bulunur.

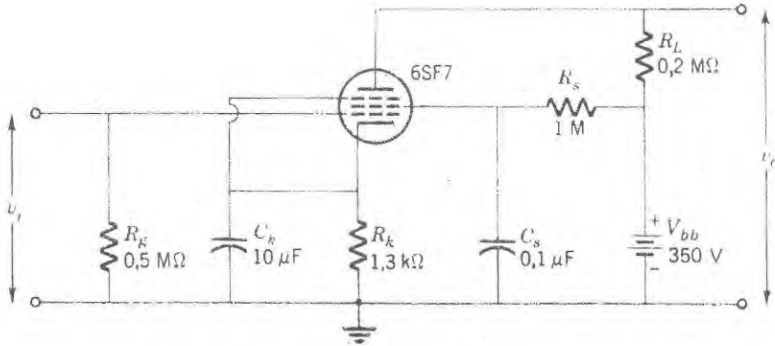


Şekil El-10. 6C4 yükselticinin çalışma noktasının bulunması.

$$I_b = \frac{V_{bb}}{R_L + R_k} - \frac{1}{R_L + R_k} V_b \quad (\text{El-5})$$

Tanım olarak, çalışma noktası yük doğrusu üzerinde uygun bir noktaya yerleştirilmelidir. Izgara öngerilimi levha akımına bağlı olduğu için her levha belirtgen eğrileri üzerinde $I_b = -V_c/R_k$ noktalarını birleştiren ikinci bir doğru çizilir. Yük doğrusu ile bu eğrinin kesim noktası çalışma noktasıdır. Şekil El-9 daki katot öngerilim direnci R_k ya paralel bağlı olan C_k sığası, levhadaki a.a. akımının katot direncinde neden olduğu a.a. işaretlerinin ızgara devresinde gözükmesini önler.

Bir pentodun levhasına verilen gerilimden, perde geriliminin türetilmesi daha yararlıdır. Bu, levhaya verilen gerilim üzerine konulan dirençlerden oluşan bir gerilim bölücüsü ile başarılabilir. Bununla birlikte, Şek.EI-11 de görüldüğü üzere seri bağlı basit bir direnç daha uygundur. R_s in değeri, verilen perde akımı ile levhanın beslenme geriliminde istenilen perde gerilimini verecek biçimde seçilir. R_s nin seçkin değerleri 0,05 ile 1,0 M Ω arasındadır. Perde direncine C_s sığacı paralel olarak bağlanır. Böylece bu kondansatör işaretleme gerilimleri nedeniyle oluşan değişikliklerden bağımsız olarak perde gerilimini sabit tutar.



Şekil EI-11. Pratik bir pentot yükseltici devresi.

Katot öngerilimli pentotların çalışma noktasının belirlenmesi triyotlarda olduğundan daha karışıktır, çünkü öngerilim levha akımı kadar perde akımına da bağlıdır. Genel olarak perde akımını levha akımının sabit bir kesri olduğunu varsayarak, çalışma noktasının bulunmasını triyotlarda olduğu gibi yapmak yeterlidir. Seçilen bu kesrin doğru değeri, ele alınan tüpün cinsine bağlıdır ve bu tüpün perde-akımı belirtgenlerinden bulunabilir. Pentotların çoğu için çalışma noktasında toplam katot akımı yaklaşık olarak $1,3 I_b$ dir. Genellikle bu yaklaşık değer, pentodun durgun çalışma şartının yeterince doğru olarak belirlenmesini mümkün kılmaktadır.

Pek çok durumlarda çalışma noktasının bulunması için aşağıdaki "Kes ve dene" yöntemine başvurmak daha kolay bir yoldur. Yük doğrusu üzerinde ve rastgele bir ızgara-öngerilimi ve levha akımına karşılık gelen bir nokta seçilir. Sonra perde akımı V_c ve V_b nin bu değerleri için perde belirtgenlerinden bulunur. Daha sonra $-(I_b + I_s) R_k$ çarpımı, seçilen V_c değeri ile karşılaştırılır. Eğer bu iki değer eşit ise seçilen değer doğrudur; değilse istenilen doğru değer elde edilinceye kadar bu olay tekrarlanır.

Bu yöntemle öngerilimlemenin ekonomik yararı bir gerilim kaynağından ızgara, levha ve perde gerilimlerinin sağlanmasıdır. Üstelik bu öngerilim yöntemi sabit bir öngerilimin yaptığından daha çok kararlı durgun çalışma

şartını oluşturur. Örneğin, tüpün yaşlanması sonucu olarak levha akımının arttığını varsayalım. Bu durum negatif ızgara öngerilimini artıracacağı için levha akımını azaltma eğilimi gösterir. Böylece çalışma noktasındaki net değişim, sabit öngerilimle besleme durumundan daha az olacaktır. Aynı durum perde gerilimi için de geçerlidir.

Küçük İşaret Değişkenleri

Genellikle vakum tüpüne uygulanan işaretlerin genlikleri, levha belirtgenlerinin kapsadığı tüm gerilim bölgesi ile karşılaştırıldığında çok küçüktürler. Bu nedenle küçük işaretler için oldukça doğru olan Child yasasını bir yaklaşıklıkla kullanarak tüp belirtgenlerini göstermek mümkündür. Böylece çalışma noktası grafik yolla bulunduktan sonra a.a. işaretlerinin çalışma noktası çevresindeki küçük yer değiştirmeleri triyodu doğrusal bir aygıt varsayarak incelenir. Bu yaklaşım aşağıdaki biçimde açıklanabilir. Child yasasına göre levha gerilimindeki bir değişikliğin levha akımında neden olduğu değişiklik

$$\Delta I_b = \frac{3A}{2} (\mu V_c + V_b)^{1/2} \Delta V_b = \frac{3}{2} A^{2/3} I_b^{1/3} \Delta V_b \quad (\text{El-6})$$

dir; burada Denk.(El-2) kullanılmıştır. $\frac{\Delta I_b}{\Delta V_b}$ oranı, levha direnci denilen eşdeğer bir direncin tersi olarak adlandırılabilir ve bu direnç,

$$\frac{1}{r_p} = \frac{\Delta I_b}{\Delta V_b} \quad (\text{El-7})$$

olur. Iızgara gerilimindeki bir değişiklikle levha akımı da değiştiğinden,

$$\Delta I_b = \frac{3A}{2} (\mu V_c + V_b)^{1/2} \mu \Delta V_c = \frac{3\mu}{2} A^{2/3} I_b^{1/3} \Delta V_c \quad (\text{El-8})$$

yazılır. Burada $\frac{\Delta I_b}{\Delta V_c}$ oranına karşılıklı-iletkenlik adı verilir ve

$$g_m = \frac{\Delta I_b}{\Delta V_c} \quad (\text{El-9})$$

olur. Levha akımındaki toplam değişiklik, (El-7) ve (El-9) denklemlerinden,

$$\Delta I_b = \frac{1}{r_p} \Delta V_b + g_m \Delta V_c \quad (\text{El-10})$$

biçiminde yazılır. r_p ile g_m arasındaki yararlı bir bağıntı, anot akımındaki toplam değişimin sıfır olmasından yararlanarak elde edilir, bu durumda Denk. (El-10)

$$0 = \frac{1}{r_p} \Delta V_b + g_m \Delta V_c$$

$$g_m r_p = - \frac{\Delta V_b}{\Delta V_c} \quad (\text{El-11})$$

olur. — $\frac{\Delta V_b}{\Delta V_c}$ oranı yükseltme katsayısı olarak tanımlanır. Eksi işareti,

daha önce tartışıldığı üzere ızgara gerilimi arttığı zaman anot geriliminin azalacağını belirtmektedir. Böylece, Denk.(El-11)

$$\mu = r_p g_m \quad (\text{El-12})$$

biçiminde yazılır. Bu bağıntı, iki değişken belli ise üçüncü değişkenin bulunmasında kullanılır.

Denklem (El-10)a göre, çalışma noktası çevresinde levha akımında ızgara ve anot gerilimlerindeki değişikliklerin neden olduğu küçük değişiklikler, çalışma noktası için uygun küçük-ışaret değişkenleri μ , r_p ve g_m nin değerleri bilinirse bulunabilir. Anot direnci, anot belirtgeninin çalışma noktasında eğiminin tersidir ve g_m ise aktarım belirtgeninin çalışma noktasındaki eğimidir, böylece tüpün akım-gerilim belirtgenlerinden nicel değerler elde edilebilir. Çeşitli triyotların küçük-ışaret değişkenlerinin seçkin değerleri çizelge El-1 de verilmektedir.

Çizelge El-1. Triyodun küçük-ışaret değişkenleri

Tipi	μ	$r_p, 10^3 \Omega$	$g_m, 10^{-3} \text{ mho}$
6C4	20	6,3	3,1
6CW4	68	5,4	12,5
6SL7	70	44	1,6
12AT7	55	5,5	10
12AU7	17	7,7	2,2
12AX7	100	62	1,6
7895	74	7,3	10,9

Küçük-ışaret değişkenlerinin büyüklükleri çalışma noktasına bağlıdır. Bu nedenle, genellikle μ , r_p ve g_m yi d.a. gerilimleri ve tüp belirtgenleriyle belirlenen noktada grafik metodla değerlendirmek gereklidir. İlk yaklaşıklıkla yükseltme katsayısı, çalışma noktasından bağımsızdır. Çünkü bu katsayı Denk.(El-4) e göre yalnız elektrotlar arasındaki sığaların oranına bağlıdır. Anot direnci, (El-7) ve (El-6) ya göre, anot akımına bağlıdır, yani

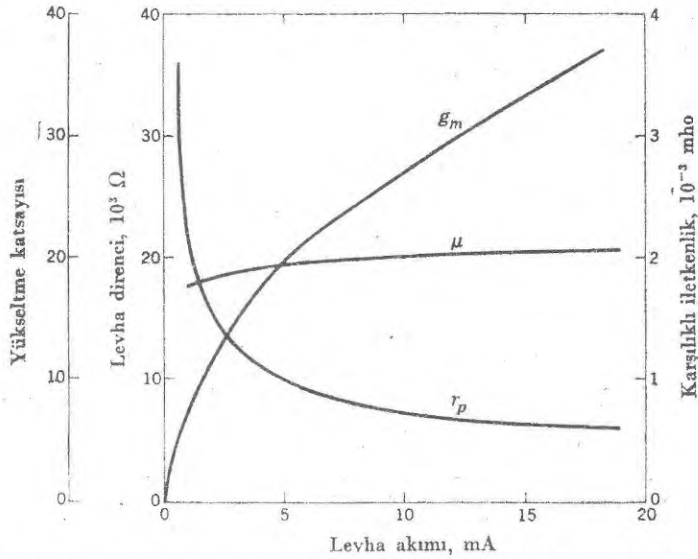
$$r_p = \frac{2}{3} A^{-2/3} I_b^{-1/3} \quad (\text{El-13})$$

dir. Benzer biçimde (El-8) ve (El-9) u kullanarak karşılıklı iletkenlik için

$$g_m = \frac{3}{2} A^{2/3} \mu I_b^{1/3} \quad (\text{El-14})$$

yazılır (El-13) ve (El-14) e göre, anot akımı artarken anot direnci yavaşça azalır fakat karşılıklı iletkenlik artar.

Child yasası, triyodun davranışının nicel bir belirlenmesi olmadığından Denk.(El-13) ve (El-14) ün tüp akımı ile küçük-ışaret değişkenlerinin değişimini tam olarak göstermesi beklenemez. Bununla birlikte kullanışlı bir triyod için deneysel veriler, Şek.(El-12), nicel sonuçlarla oldukça iyi uyuşmak-



Şekil El-12. Levha akımına göre triyodun küçük-ışaret değişkenlerinin değişimi.

tadır. Anot akımı arttığında g_m nin arttığına r_p nin azaldığına ve anot akımının küçük değerleri dışında yüksektme katsayısının sabit olduğuna dikkat ediniz. Şekil El-12 ye göre, farklı çalışma noktaları seçerek küçük-ışaret değişkenlerinde önemli değişimler elde etmek mümkündür.

Triyod Eşdeğer Devresi

Bir triyodun küçük-ışaret değişkenleri, işaret gerilimleri ve akımlarının durgun d.a. değerleri ile karşılaştırıldığında küçük olduğu sürece herhangi bir devredeki tüpün çalışmasını hesaplamak için kullanılır. Denklem (El-10)a göre anot akımının a.a. bileşeni, a.a. ızgara gerilimi ile a.a. anot geriliminin bir fonksiyonudur yani,

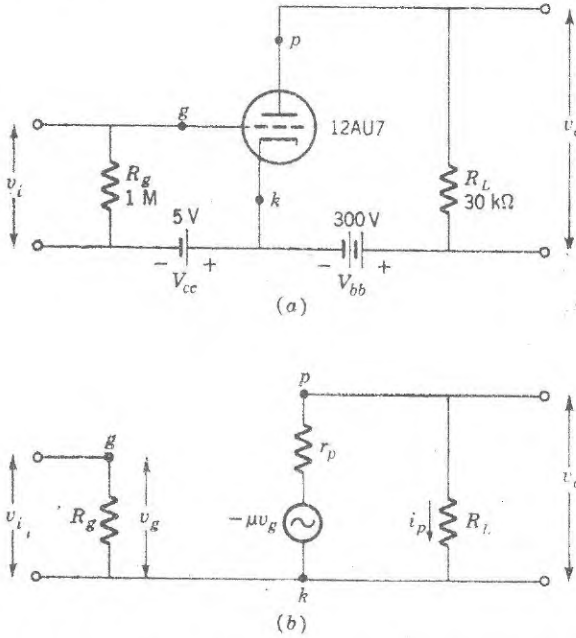
$$i_p = g_m v_g + \frac{1}{r_p} v_p \quad (\text{El-15})$$

olur. Bundan sonra sırayla, g ve p alt-indisleri ızgara ve anot gerilimlerinin (ve akımlarının) a.a. bileşenlerini gösterecektir. Bunlara ek olarak, toplam

elektrot akımı ve geriliminin uygun çalışma noktasında bir d.a. bileşenini de içerdiği akılda tutulmalıdır. Denklem (El-12) i kullanarak ve denk.(El-15)i r_p ile çarptıktan sonra, a.a. anot gerilimi,

$$v_g = -\mu v_g + i_p r_p \quad (\text{El-16})$$

ile verilir. Denklem (El-16), r_p direnci ile seri bağlı $-\mu v_g$ üreticinin seri olarak bir araya geldiği biçiminde yorumlanabilir. Basit bir triyot yükselticinin eşdeğer devresi, Şek.El-13 teki gibi, triyot yerine bir üreteçle seri bağlı bir direnç koyarak elde edilir. Giriş devresi ile çıkış devresi arasında doğrudan elektriksel bağlantı yoktur. Bu, yaklaşık hiç güç harcamadan anot akımının denetlenmesinde ızgaranın süpap görevi yaptığını açıklamaktadır. Üreteç önündeki eksi işaretinin, ızgara gerilimi ile anot gerilimi arasındaki 180° lik faz farkını gösterdiğine dikkat ediniz.



Şekil El-13, (a) Triyod yükseltici ve. (b) onun a.a. eşdeğer devresi.

Yükselticinin çıkış gerilimi, eşdeğer devreden hemen bulunur.

$$v_o = i_p R_L = \frac{-\mu v_g}{r_p + R_L} R_L = \frac{-\mu v_g}{1 + r_p/R_L} \quad (\text{El-17})$$

yükselticinin kazancı ise,

$$a = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\mu}{1 + r_p/R_L} \quad (\text{El-18})$$

dir. Denklem (El-18) e göre, devrenin maksimum kazancı triyodun yükseltme katsayısına eşittir. Bu değere yük direnci anot direncinden çok büyük olduğu zaman erişilir.

Pratik bir yükselteçte, yük direncinin triyodun anot direncinden daha büyük yapılması her zaman istenmez. Büyük bir yük direnci önemli bir güç kaybı oluşturur ve tüpün elverişli bir çalışma noktasına konmasında büyük bir anot gerilimini, V_{bb} , gerekli kılar. Pek çok tüpün yükseltme katsayısı, alçak yük dirençlerinde bile uygun kazanç verecek biçimde yeterince büyüktür. Anot devresinde bir transformatör kullanılması da mümkündür. Bir transformatörün impedans-uyuşma özellikleri, üçüncü bölümde açıklandığı üzere ikinci devredeki sarımlardan büyük bir a.a. impedansı yansıtır. Bu durumda d.a. direnci oldukça küçük olabilen birinci sarımların direncine karşılık gelir. Transformatörlerin pahalı oluşu ve frekans bölgesinin sınırlı oluşu onların yalnızca çok özel uygulamalarda kullanılmasına neden olmaktadır.

Bu devredeki R_g ızgara direncinin büyüklüğü yalnızca ızgara akımının neden olduğu gerilim düşmesi ile sınırlıdır. R_g e üzerinde buna karşılık gelen IR gerilim düşmesi ızgara öngerilimini, ızgara-öngerilim üretici V_{cc} nin uyguladığı değerden farklı yapabilir. Izgara akımı normal olarak denetlenmeyen nicelik olduğu ve aynı tipteki tüpler arasında bile önemli olarak değiştiği için, bu istenmeyen bir durumdur. 0,5 ten 10 MΩ a kadar olan ızgara dirençleri pek çok triyotlar için uygundur. Bu değerler ızgara direncinin giriş gerilim kaynağını yükleme etkisini pek çok uygulamalarda tamamen önemsiz kılar.

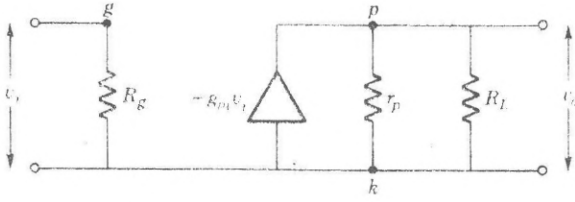
Kullanılan küçük-ışaret değişkenleri uygun seçilmek şartı ile pentotlar da triyotlardaki gibi eşdeğer devre ile gösterilebilirler. Bu değişkenler çalışma noktasına bağlıdır ve böylece ızgara öngerilimine ve anot gerilimine ek olarak perde ve durdurucu gerilimleri ile de değişirler. Pentotların sabit-akım özellikleri olduğu için, genellikle Thévenin devre gösteriminden daha çok Norton gösteriminin kullanılması daha yararlıdır. Denklem (1-56) a göre, eşdeğer akım üretici, Thévenin eşdeğer gerilim üreticinin eşdeğer iç dirençle bölünmesi ile elde edilen oranla verilir.

$$I_{e1} = \frac{-\mu v_g}{r_g} = -g_m v_g \quad (\text{El-19})$$

Şekil El-11 bir pentot yükselteç katı Şek.El-14 de gösterilen eşdeğer devre ile belirlenir. Çıkış gerilimi basit olarak sabit-akım kaynağı ile levha ve yük dirençlerinin paralel eşdeğeri çarpılarak elde edilir,

$$v_o = -g_m v_i \frac{r_p R_L}{r_p + R_L} \quad (\text{El-20})$$

ve kazanç ise



Şekil El-14. Pentot yükselticinin eşdeğer devresi.

$$a = \frac{v_o}{v_i} = -g_m \frac{R_L}{1 + R_L/r_p} \quad (\text{El-21})$$

olur. Pek çok durumlarda anot direnci yük direncinden çok büyük olduğundan Denk.(El-21) yaklaşık olarak

$$a = -g_m R_L \quad (\text{El-22})$$

biçiminde yazılır. 0,1 MΩ dan büyük olan anot yük dirençleri uygun değildir, çünkü anot akımının neden olduğu ardışık d.a. düşmesi çok büyük bir anot gerilim kaynağını gerekli kılar. Bununla birlikte, tek katlı bir pentot yükseltici ile 1000 den büyük bir yükseltme elde edilebilir

D İ Z İ N

A

- A.a. (alrernatif akım), 37
 - eşdeğer devre, 169
 - etkin değer, 39
 - frekans, 38
 - KOK değeri, 39
 - ohm yasası, 74
 - periyod, 38
 - voltmetre, 120
- A.a. devre çözümlenmesi, 73
 - impedans, 74
 - kompleks eşlenik, 76
 - ohm yasası, 74
 - paralel rezonans, 80
 - seri rezonans, 77
- ÆET'li voltmetre, 174
- Adres, 416
- Akım kazancı, 140
- Aktarım belirtgeni, 153
- Aktif cihazlar, 128
- Alaşım eklemli transistör, 146
- Alçak-frekans geçiren süzgeç, 52
- Alçak-frekans kazancı 210
- Alfa-kesilim frekansı, 203
- Dedektör, 122
- Alıcı atomlar, 132
- Alkali batarya, 8
- Ampere, 2
- Ampermetre, 27
- Ana-güdümlü, 373
- Analog cihazları, 327
- Analog bilgisayarlar, 262
- Analog'dan sayısal dönüşüm, 403
- Anot, 426
- Ardışık-yaklaşıklıkla dönüştürücü, 405
- A-S (Analog'dan Sayısal) dönüşümü, 403, 405
- Ayrırma, 206

B

- Batarya:
 - alkali ,8

cıvalı, 8

nikel kadmumlu pil, 8

- Bilgi kaydediciler, 371
- Belirtgin impedans, 344
 - rastgele giriş, 396
- Birleştirici dil, 421
- Boole cebiri, 361
- Boxcar integral alıcı, 412

C

- Calomel elektrot, 321
- Child yasası, 427

Ç

- Çalışma Noktası, 165
- Çapraz bağlantılı VED, 371
- Çeyrek dalga, boyu hattı, 348
- Çamlama, 58
- Çok titreşken:
 - İki-durumlu, 291
 - kararsız, 288
 - tek-durumlu, 297
- Çözücü mantık, 387

D

- D.a. çiftlenimi, 224
- Balgabıçımı çözümleyici, 329
- Dalgalanma çarpanı, 107, 109
- Dalga klavyuzu, 348
- d'Arsonval metre, 26
- De Morgan teoremi, 361
- Denetim devreleri, 307
- Denetimli doğrultucu, 114
- Devre elemanları, 4
- Dinamik kaymalı kaydedici, 394
- Dinamik ters-çevirici, 395
- Direnç:
 - birleştirilmiş, 5

- değişken, 5
- ince zar, 5
- telli, 4
- Diyod devreleri, 99
- Diyod pompa, 299
- Doğal yarı iletken, 132
- Doğrultucu, 100
- Doğrultucu çeşitliği, 135
- Doğruluk çizelgesi:
 - DEĞİL, 358
 - dışarlayan- VEYA, 361
 - eşzamanlı olmayan, 359
 - geçitli VED, 372
 - iki-durumlu VED, 372
 - negatif mantık, VED, 364
 - toplama, 355
 - VE, 356
 - VEYA, 357
 - Yedi parçalı ondalık gösterim, 388
- Dolaşımli kaydedici, 380
- Dolu şerit, 129
- Düğüm noktası, 14
- Dönüştürücü, 315
 - mekanik, 315
 - sığaçlı, 317
- Dynod, 324

E

- Eğilme, 222
- Eklem diyod, 101
- Elektrik akımı, 2
- Elektrometre, 322, 333
- Elektromotor kuvvet, 6
- Elektron boşlukları, 132
- Eşzamanlı olmayan devre, 378

F

- Faz farkı, 69
- Faz kaymalı titreşken, 267
- Fortran dili, 421
- Fotosel, 322
- Foto-çoğaltıcı, 324
- Fourier serisi, 60
- Frekans ölçeri, 401

G

- Gecikme hattı, 347
- Gecikme zamanı, 346
- Gerilim bölücü, 10

- Gerlim düşmesi, 10
- Gerilim düzenleyici, 112, 307
 - seri, 307
 - şönt, 309
- Gerilim farkı, 2
- Gerilim katlayıcı, 107
- Girdap akımları, 45
- Giriş süresi, 396
- Gösterimler:
 - Işık, 386
 - yedi-parçalı, 385
- Güç çarpanı, 41
- Güdümlü, 312, 373
- Güneş üretici, 326
- Gürültü, 335
 - akımı, 337
 - çarpanı, 339
 - eşdeğeri, 339
 - 1/f, 337
 - ısısal, 335
 - Johnson, 336
 - Nyquist, 336
 - pır pır, 338

H

- Haûza devreleri, 390
- Halkalı sayaç, 381
- Hartley osilatörü, 272

I

- Işık yayınlayan diyod (IYD), 386
- Işıklı gösterimler, 382
- Işınım dektektörü, 327
- Izgara, 428
 - bastırıcı, 432
 - denetim, 432
 - perde, 432

İ

- İKO sayacı, 378
- İletim hatları, 342
- İletim sabiti, 344
- İletkenlik, 3
- İletkenlik şeridi, 130
- İlgi fonksiyonu, 413
- İki durumlu devreler, 375
- İkili eğim integrali, 404
- İkili merdiven devresi, 408
- İkili sayılar, 354

İlme, 15
 İmpedans dönüştürücüsü, 260
 İndüktans, 44
 İntegre eden devre, 256
 İntegre devre, 157
 İşaret izleyicileri, 411
 İvme ölçeri, 320

J

Joule yasası, 3

K

Kare dalga, 63
 Karşılaştırıcı, 261
 Katkılama, 133
 Katot, 426
 Kaydediciler, 379
 dolaşım, 380
 halkalı, 381
 Kaymalı, 380
 Kaynak izleyici, 172
 Kesilim frekansı, 352
 Kırpıcı, 118
 Kısa, 115
 Kirchhoff kuralları, 13
 Kondansatörlü mikrofon, 317
 Köprü devreleri, 84
 Köprü doğrultucu, 106
 Kuru pil, 6
 Küçük işaret değişkenleri, 168, 437

L

Lissajous şekilleri 70

M

Magnetik kafa, 331
 Magnetik kaydedici, 330
 Makina dili, 421
 Maksimum güç hiperbolü, 208
 Maksimum güç iletimi, 26
 Mantık devresi, 364
 Mantık geçidi, 355
 DEĞİL, 358
 Dışarılayan, VEYA 360
 DSTM, 366
 DTM, TTM, YÇM, 365, 369
 Paralel toplama, 376
 Seri toplama, 370
 Tam toplayıcı, 370
 toplama, 369
 VE, 357
 VEYA, 358

VEYAD, 359
 yarı toplayıcı, 369
 Melez parametreler, 181
 Merdiven biçimli dalga, 300
 Miller etkisi, 203
 Miller tarama, 305
 Meyil, 301

N

Negatif direnç, 138, 279
 Negatif geribesleme, 236
 Negatif mantık, 364
 Norton eşdeğer devresi, 24
 Nötürleştirme, 218

O

Ohm, 3
 Ohm yasası, 3
 Ohmmetre, 30
 Orta şerit kazancı, 200
 Ortak tabanlı, 188
 Ortak toplayıcı, 189
 Ortak yayıcı, 184
 Osilatörler:
 Colpitts, 273
 durulmalı, 283
 faz kaymalı, 267
 Hartley, 272
 Kristalli, 274
 LC'li, 271
 negatif dirençli, 279
 tünel diyodlu, 282
 Uyarıcı, 273
 Wien köprü, 269
 Osiloskop, 65, 377

Ö

Öngerilim devreleri, 177
 Öngerilimleme doğrusu, 167
 Örneklem osiloskobu, 328
 Öz direnç, 2

P

Paralel devre, 11
 Pentot, 431
 Perdeleme, 340
 PH-ölçeri, 321
 pn-eklemi, 101
 Pozitif geribesleme, 243, 267
 Program, 415
 Program dili, 419

G

Q-çarpımı, 83

R

Reaktans, 41

Reosta, 6

Sazsızlık:

alıcı, 132

verici, 132

Sayısal aygıtlar, 401

Sayısal bilgisayar, 415

Sayısal işleyici, 409

Sayısal mantık, 354

Sayısal süzgeç, 410

S-A merdiven devreleri, 407

Schmitt tetikleyici, 295

DSD (denetimli Silisyum doğrultucu), 143

Seri devre, 9

Sönümlü harmonik titreşken, 262

Sönümlü salınım, 59

Sözde toprak, 245

Süzgeç:

etkin, 259

L-biçimli, 110

RC-, 49

RL-, 47

 π -biçimli, 111

Ş

Şebeke, 12

Şok, 49

T

T-eşdeğer devresi, 180

T-köprü, 90

Taşıyıcı:

Çoğunluk, 133

azınlık, 133

Tepe yapma, 205

Termistör bolometre, 325

Thévenin eşdeğer devresi, 22

Toplama geçidi, 369

Topraklama, 340

Transformatör, 92

Transistör:

AET, 150

eklem, 139

MOYAET, 153

tek eklemli, 145

YGAET, 153

Triyod, 434

Tünel diyod, 136

Türev alan devre, 256

U

Uyarıcı titreşken, 273

Ü

Üreteçler:

Puls, 302

dalga biçimi, 299

miller tarama, 301

testere dişi, 283

V

Vakum diyodu, 426

Vakum tüpü, 428

VE geçidi, 356

Verici safsızlık, 132

Volt, 2

Voltmetre, 27

sayısal, 403

W

Weston pili, 12

Wheatston köprüsü, 17

Wien köprüsü, 77

Y

Yalnız hafıza okuyan, 390

Yarı güç frekansı, 49

Yarı-iletken, 129

Yasak enerji aralığı, 130

Yayıcı izleyici, 189

Yedi parçalı gösterimler, 385

Yönerge, 417

Yük doğrusu, 164

Yüksek frekans geçiren süzgeç, 51

Yüksek frekans kazancı, 202

Yükselteç:

puls, 220

akortlu, 216

B-sınıfı, 211

C-sınıfı, 273

d.a., 233

Darlington, 193

doğrudan çiftlenim, 223

fark, 189

güç, 207

iç-kenetli, 233

işlemsel, 245
it-çek, 210
logaritmik, 256
katlama, 199
kesici, 228
pentod, 442
tamamlayıcı simetri, 192
triyod, 440
Yükseltme süresi, 220

Yükseltme katsayısı, 42, 429
Yükseltme şeridi, 204

Z

Zaman aralığı ölçeri, 401
Zaman sabiti, 53
Zener diyod, 113
Zorlanma ölçeri, 317
silisyumlu, 318