

İÇİNDEKİLER

SAYFA

BÖLÜM – I

1	REZONANS DEVRELERİ	I-1
1.1	GİRİŞ.....	I-1
1.1.1	PASİF DEVRE ELEMANLARI.....	I-1
1.1.2	DİRENÇLİ AC DEVRE.....	I-1
1.1.3	BOBİNLİ AC DEVRE.....	I-2
1.1.4	KONDANSATÖRLÜ AC DEVRE.....	I-3
1.2	SERİ (RLC) REZONANS DEVRESİ.....	I-5
1.2.1	REZONANS DURUMU.....	I-6
1.2.2	REZONANS ÜSTÜ ÇALIŞMA.....	I-8
1.2.3	REZONANS ALTI ÇALIŞMA.....	I-9
1.2.4	SERİ RLC DEVRESİ BAND GENİŞLİĞİ.....	I-11
1.2.5	SERİ (RLC) REZONANS DEVRESİ ÖZELLİKLERİ.....	I-16
1.3	PARALEL REZONANS DEVRESİ.....	I-18
1.3.1	REZONANS DURUMU.....	I-19
1.3.2	REZONANS ÜSTÜ ÇALIŞMA DURUMU.....	I-20
1.3.3	REZONANS ALTI ÇALIŞMA DURUMU.....	I-21

BÖLÜM – II

2	DALGA	
ŞEKİLLENDİRİCİLER.....		II-1
2.1	GİRİŞ.....	
II-1		
2.1.1	RC ZAMAN	
SABİTESİ.....		II-2
2.1.2	KONDANSATÖRÜN ŞARJ OLMA	
HIZI.....		II-4
2.1.3	RL DEVRESİ ZAMAN	
SABİTESİ		II-8
2.1.4	ZAMAN SABİTELERİNİN	
SINIFLANDIRILMASI		II-12
2.1.5	DALGA ŞEKİLLENDİRME	
İŞLEMİ		II-13
2.1.6	TÜREV ALICI	
DEVRELER		II-14
2.1.7	İNTEGRAL ALICI	
DEVRELER		II-15

BÖLÜM – III

3	YARI İLETKEN	
ESASLARI.....		III-1
3.1	GİRİŞ	
III-1		
3.1.1	İLETKEN, YALITKAN VE	
YARIİLETKENLER		III-1
3.1.2	SİLİSYUMUN KRİSTAL	
YAPISI		III-4
3.1.3	SAF SİLİSYUMUN İLETKENLİĞİNİN	
ARTTIRILMASI		III-6
3.1.4	N TİPİ YARIİLETKENİN	
OLUŞUMU		III-7
3.1.5	P TİPİ YARIİLETKENİN	
OLUŞUMU		III-8
3.1.6	N TİPİ YARIİLETKENDE AKIM YÖNÜ VE ELEKTRON	
HAREKETİ		III-10
3.1.7	P TİPİ YARIİLETKENDE AKIM YÖNÜ VE OYUK	

HAREKETİ	III-11
3.1.8 P-N YÜZEY BİRLEŞMESİ VE KRİSTAL DİYODUN OLUŞUMU	III-12
3.1.9 KRİSTAL DİYODUN DÜZ KUTUPLANMASI (DÜZ POLARMA)	III-13
3.1.10 KRİSTAL DİYODUN TERS KUTUPLANMASI (TERS POLARMA)	III-14
3.2.1 KRİSTAL DİYODUN KARAKTERİSTİKLERİ	III-15
3.2.2 DİYOD KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI İÇİN GEREKLİ DEVRE .	III-18
3.2.3 ZENER DİYOD	III-21

BÖLÜM – IV

4 YARIİLETKEN GÜÇ KAYNAKLARI.....	IV-1
4.1 GİRİŞ	IV-1
4.1.1 YARIİLETKEN GÜÇ KAYNAĞI PRENSİPLERİ	IV-1
4.1.2 YARIM DALGA DOĞRULTMAÇ	IV-3
4.1.3 TAM DALGA DOĞRULTMAÇ	IV-7
4.1.4 KÖPRÜ TİPİ DOĞRULTMAÇ.....	IV-10
4.2 FİLTRE DEVRELERİ	IV-11
4.2.1 L TİPİ FİLTRE DEVRESİ	IV-11
4.2.2 π TİPİ FİLTRE DEVRESİ	IV-12
4.3 DİYOD DEVRELERİ	IV-13
4.3.1 GERİLİM LİMİTLEYİCİ DEVRELERİ	IV-13
4.4 GERİLİM ÇOĞALTICI DEVRELERİ	IV-15

4.4.1	GERİLİM İKİLEYİCİ	
	DEVRESİ	IV-15
4.4.2	GERİLİM ÜÇLEYİCİ	
	DEVRESİ	IV-16
4.4.3	KIRPICI VE KENETLEYİCİ	
	DEVRELER	IV-17
4.4.3.1	BASİT KIRPICI	
	DEVRELER	IV-17
4.4.3.2	BASİT KENETLEYİCİ	
	DEVRELER	IV-18
4.5	ZENER DİYODLA YAPILAN	
	REGÜLATÖRLER	IV-18

BÖLÜM – V

5	TRANSİSTÖRLER.....	
V-1		
5.1	GİRİŞ	
V-1		
5.1.1	PNP TİPİ YÜZEY BİRLEŞMELİ	
	TRANSİSTÖRLER	V-1
5.1.2	NPN TİPİ YÜZEY BİRLEŞMELİ	
	TRANSİSTÖRLER	V-5
6	NPN TİPİ TRANSİSTÖRDE BEYZ AKIMIYLA KOLLEKTÖR AKIMININ	
	KONTROL EDİLMESİ	
V-6		
6.1	TRANSİSTÖR	
	SEMBOLLERİ	V-7
6.2	TRANSİSTÖR	
	BAYASLAMALARI	V-7
6.2.1	PNP TİPİ TRANSİSTÖRÜN DÜZ	
	BAYASLANMASI	V-8
6.2.2	PNP TİPİ TRANSİSTÖRÜN TERS	
	BAYASLANMASI	V-9
6.2.3	NPN TİPİ TRANSİSTÖRÜN DÜZ	
	BAYASLANMASI	V-10
6.2.4	NPN TİPİ TRANSİSTÖRÜN TERS	
	BAYASLANMASI	V-11

BÖLÜM – VI

7	TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇLER.....	VI-1
---	--------------------------------	------

7.1

GİRİŞ	VI-1
-------------	------

7.1.1 TRANSİSTÖRLÜ

YÜKSELTEÇLER	VI-2
--------------------	------

7.1.2 TRANSİSTÖRÜN I.BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI VI-2

7.1.3 TRANSİSTÖRÜN II.BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI VI-4

7.1.4 TRANSİSTÖRÜN III.BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI VI-5

7.1.5 TRANSİSTÖRÜN IV.BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI VI-6

7.2	I.BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİLERİ ÜZERİNDEN TRANSİSTÖRÜN ÇIKIŞ EMPEDANSI, β AKIM KAZANCININ BULUNMASI VE YÜK DOĞRUSUNUN ÇİZİLMESİ	VI-6
-----	--	------

7.2.1 TRANSİSTÖRÜN ÇIKIŞ EMPEDANSININ BULUNMASI VI-7

7.2.2 TRANSİSTÖRÜN (β) AKIM KAZANCININ BULUNMASI VI-8

7.2.3 YÜK DOĞRUSUNUN ÇİZİLMESİ VI-9

6.3 TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇLERİN ÇALIŞMA SINIFLARI VI-10

6.3.1 A SINIFI ÇALIŞAN TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTECİN İNCELENMESİ VI-11

6.3.2 AB SINIFI ÇALIŞAN TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTECİN İNCELENMESİ VI-13

6.3.3 B SINIFI ÇALIŞAN TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTECİN İNCELENMESİ VI-15

6.3.4 C SINIFI ÇALIŞAN TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTECİN İNCELENMESİ VI-16

6.4	TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇLERİN BAĞLANTI ŞEKİLLERİNE GÖRE ANALİZİ	VI-18
-----	---	-------

6.4.1	EMİTERİ MÜŞTEREK DEVRE ANALİZİ	VI-19
6.4.2	BEYZİ MÜŞTEREK DEVRE ANALİZİ	VI-25
6.5	GÜÇ YÜKSELTEÇLERİNE GİRİŞ	VI-31
6.6	DENGELİ GÜÇ YÜKSELTECİ	VI-31
6.7	FAZ BÖLÜCÜLER	VI-33
6.8	TÜMLER SİMETRİ GÜÇ YÜKSELTECİ	VI-34
6.9	BEYZİ ORTAK KARIŞIK BAĞLI YÜKSELTEÇLER	VI-35
6.10	AMPLİFİKATÖRLERDE KUPLAJ METODLARI	VI-37
6.10.1	TRANSFORMATÖR KUPLAJI	VI-37
6.10.2	RC KUPLAJI	VI-39
6.10.3	DİREKT KUPLAJ	VI-40
6.10.4	EMPEDANS KUPLAJI	VI-41

BÖLÜM – VII

7	ÖZEL YARI İLETKENLER.....	VII-1
7.1	GİRİŞ	VII-1
7.1.1	ALAN ETKİLİ TRANSİSTÖRLER	VII-1
7.1.2	JFET'İN ÇALIŞMASI	VII-2
7.1.3	JFET PARAMETRELERİ	VII-4
7.1.4	MOSFET'LER	

VII-6	
7.1.5	MOSFET'İN
ÇALIŞMASI	VII-7
7.1.6	MOSFET'İN
KARAKTERİSTİKLERİ	VII-9
7.1.7	JFET'LE YAPILAN YÜKSELTEÇ
DEVRE	VII-11
7.1.8	MOSFET'LE YAPILAN YÜKSELTEÇ
DEVRE	VII-12
7.1.9	UNI JUNKTION TRANSİSTÖRÜN ÇALIŞMA
PRENSİBİ	VII-12
7.1.10	UJT İLE YAPILAN RELAKSASYON (RELAXTION)
OSİLATÖRÜ	VII-15
7.1.11	SİLİKON KONTROLLÜ
DOĞRULTMAÇ	VII-15
7.1.12	TRANSİSTÖRLE YAPILAN GERİLİM KONTROL
DEVRESİ	VII-17
7.1.13	TRİYAK VE
UYGULAMALARI	VII-18

BÖLÜM – VIII

8	ÖZEL TİP
YÜKSELTEÇLER.....	VIII-1
8.1	DAR BAND
YÜKSELTECİ	VIII-1
8.2	GENİŞ BAND
YÜKSELTEÇLERİ	VIII-2
8.2.1	KARE DALGA
KARAKTERİSTİĞİ	VIII-3
8.3	GENİŞ BAND YÜKSELTECİNİN ÇALIŞMA
PRENSİBİ	VIII-4
8.4	DİFERANSİYEL
YÜKSELTEÇLER	VIII-5
8.5	İŞLEMSEL YÜKSELTEÇLERE
GİRİŞ	VIII-6
8.6	İŞLEMSEL
YÜKSELTEÇLER	VIII-6
8.7	OP-AMP'IN KULLANILDIĞI
YERLER	VIII-9

8.7.1	OP-AMP'IN FAZ ÇEVİREN YÜKSELTEÇ OLARAK KULLANILMASI	VIII-9
8.7.2	OP-AMP'IN FAZ ÇEVİRMEYEN YÜKSELTEÇ OLARAK KULLANILMASI	VIII-10
8.7.3	OP-AMP'IN GERİLİM İZLEYİCİ OLARAK KULLANILMASI	VIII-12
8.7.4	OP-AMP'IN TOPLAR YÜKSELTEÇ OLARAK KULLANILMASI	VIII-13
8.7.5	OP-AMP'IN FARK YÜKSELTECİ OLARAK KULLANILMASI	VIII-15
8.7.6	OP-AMP'IN KARŞILAŞTIRICI OLARAK KULLANILMASI	VIII-19
8.7.7	OP-AMP'IN İNTEGRAL ALICI DEVRE OLARAK KULLANILMASI	VIII-21
8.7.8	OP-AMP'IN TÜREV ALICI DEVRE OLARAK KULLANILMASI	VIII-23
8.7.9	OPAMPIN LOGARİTMİK YÜKSELTEÇ OLARAK KULLANILMASI	VIII-25
8.7.10	OP-AMP'IN YARIM DALGA DOĞRULTMAÇ OLARAK KULLANILMASI	VIII-27
8.7.11	OP-AMP'IN TAM DALGA DOĞRULTMAÇ OLARAK KULLANILMASI	VIII-29
8.7.12	OP-AMP'IN GERİLİM KONTROLLÜ OSİLATÖR OLARAK KULLANILMASI	VIII-30
8.7.13	OP-AMP'IN ALÇAK GEÇİREN FİLTRE OLARAK KULLANILMASI	VIII-31
8.7.14	OP-AMP'IN YÜKSEK GEÇİREN FİLTRE OLARAK KULLANILMASI	VIII-33
8.7.15	OP-AMP'IN BAND GEÇİREN FİLTRE OLARAK KULLANILMASI	VIII-35
8.8	OP-AMP PARAMETRELERİ	VIII-37

BÖLÜM – IX

9	DALGA MEYDANA GETİRME USULLERİ.....	IX-1
9.1	DALGA MEYDANA GETİRME USULLERİNE GİRİŞ	IX-1
9.2	DALGA ÜRETEÇLERİNİN	

SINIFLANDIRILMASI	IX-1
9.3 OSİLYON İÇİN GEREKLİ	
ŞARTLAR	IX-2
9.4 SİNÜSOİDAL DALGA	
ÜRETEÇLERİ	IX-3
9.5	
KRİSTALLER	IX-4
9.5.1 KRİSTALİN YAPISI VE	
ÇALIŞMASI	IX-4
9.6 KARE DALGA ÜRETEÇLERİ VE DEVRE	
ÇEŞİTLERİ	IX-5
9.6.1 KARARSIZ (ASTABLE)	
MULTİVİBRATOR	IX-5
9.6.2 TEK KARARLI (MONOSTABLE)	
MULTİVİBRATOR	IX-7
9.6.3 ÇİFT KARARLI (BISTABLE)	
MULTİVİBRATOR	IX-8

BÖLÜM – X

10	
OSİLATÖRLER.....	
X-1	
10.1 OSİLATÖRE	
GİRİŞ	X-1
10.2 OSİLATÖR	
ÇEŞİTLERİ	X-4
10.2.1 TRANSİSTÖRLÜ FAZ KAYMALI R-C	
OSİLATÖRÜ	X-4
10.2.2 OP-AMP'LI FAZ KAYMALI R-C	
OSİLATÖRÜ	X-5
10.2.3 ARMSTRONG	
OSİLATÖR	X-7
10.2.4 SERİ BESLEMELİ HARTLEY	
OSİLATÖRÜ	X-8
10.2.5 PARALEL BESLEMELİ HARTLEY	
OSİLATÖRÜ	X-9
10.2.6 TRANSİSTÖRLÜ COLPITS	
OSİLATÖRÜ	X-10

10.2.7	OP-AMP’LI COLPITS	
	OSİLATÖRÜ	X-12
10.2.8	VOLTAJ KONTROLLÜ	
	OSİLATÖR	X-13
10.2.9	KRİSTAL KONTROLLÜ	
	OSİLATÖRLER	X-14
10.2.10	TRANSİSTÖRLÜ TESTERE DİŞİ	
	JENERATÖRÜ	X-16

BÖLÜM I

REZONANS DEVRELERİ

1.1 GİRİŞ

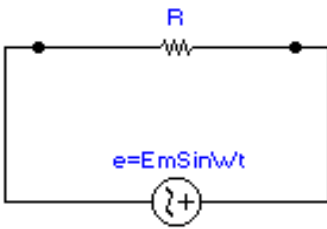
Rezonans, bobin ve kondansatör kullanılan AC elektrik ve elektronik devrelerinde oluşan özel bir durumdur. Herhangi bir AC devrede bobinin “*Endüktif Reaktans*” ı ile kondansatörün “*Kapasitif Reaktans*” ının eşit olması halinde, devre *rezonansa* gelir. Bilindiği gibi, bobin ve kondansatörün alternatif akıma gösterdiği zorluğa *reaktans* denir. Rezonans, ilerideki bölümlerde genişletilerek incelenecektir. Rezonans devreleri, seri ve paralel olmak üzere iki bölümden oluşur.

Rezonans devreleri, radarların verici (*Transmitter*) ve alıcılarının (*Receiver*) çalışma frekanslarını kontrol etmede ve radyo alıcılarında istenilen istasyon frekanslarının ayarlanmasında (*Tuning*) kullanılır.

1.1.1 PASİF DEVRE ELEMANLARI

Rezonans devrelerini incelemekten önce pasif devre elemanlarının alternatif akıma karşı gösterdikleri tepkilerin tek tek incelenmesi, konunun daha iyi anlaşılabilmesi için faydalı olacaktır. Bilindiği gibi pasif devre elemanları direnç (*R*), bobin (*L*) ve kondansatördür (*C*).

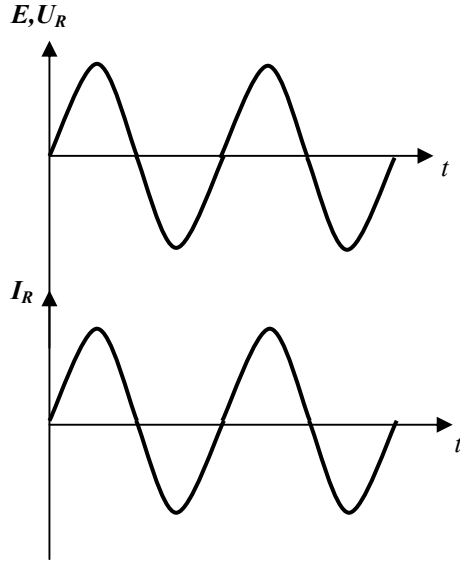
1.1.2 DİRENÇLİ AC DEVRE



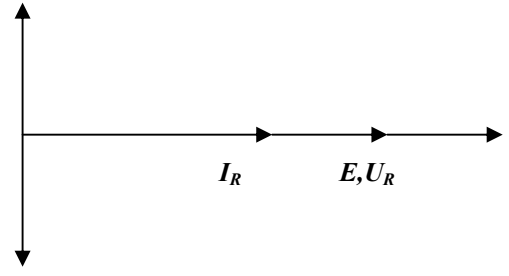
Şekil 1.1 Dirençli AC Devresi

Şekil 1.1’de dirençli AC devre görülmektedir. Devrede AC kaynağa sadece direnç bağlanmıştır. Bilindiği gibi direncin akım veya gerilim depolama özelliği yoktur. Direnç, devreden geçen akıma sadece omik bir zorluk gösterir. Bu nedenle direnç üzerinde düşen gerilimle, kaynak gerilimi arasında herhangi bir faz, frekans ve gerilim farkı oluşmaz. Aynı zamanda gerilimle akım arasında da faz farkı meydana gelmez. Buna göre devreden geçen akım şu şekilde hesaplanır:

$$I = \frac{Em \sin \omega t}{R} \quad \text{veya} \quad I = \frac{E}{R}$$



Şekil 1.2 Dirençli AC devresi sinyal grafiği.

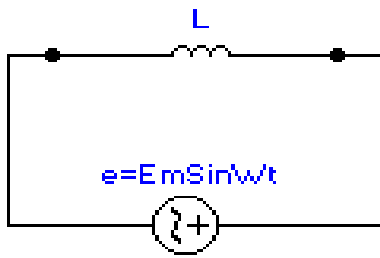


Şekil 1.3 Dirençli AC devresi fazör (vektör) diyagramı

Şekil 1.2’de devreye ait sinyal grafiği verilmiştir. Bu grafik incelendiğinde; kaynak gerilimi (E) ile direnç üzerinde düşen gerilim (U_R) ve dirençten geçen akımın (I_R) aynı fazda olduğu görülür.

Şekil 1.3’teki fazör diyagramından da bu durum gözlenebilir. Sonuç olarak direnç, alternatif akıma karşı değeri oranında omik bir zorluk gösterir. Gerilim veya akım depolama özelliği olmadığından, devrede herhangi bir faz farkı oluşmaz.

1.1.3 BOBİNLİ AC DEVRE

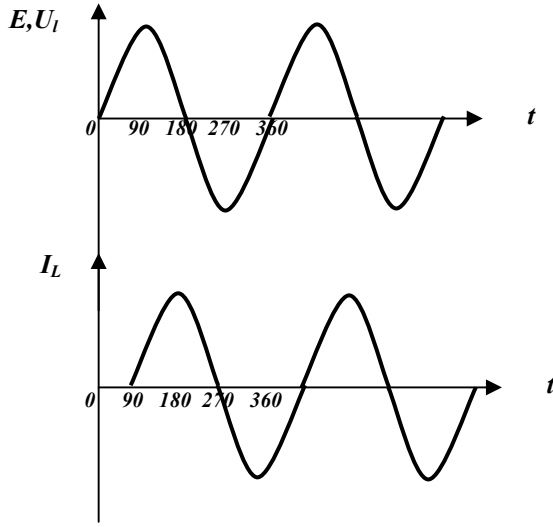


Şekil 1.4 Bobinli AC Devresi

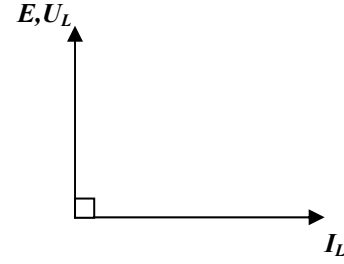
Şekil 1.4’te bobinli AC devre görülmektedir. Devrede saf endüktanslı bir bobin AC kaynağa bağlanmıştır. Saf bobin, omik direnci 0Ω olan endüktans anlamına gelir. Gerçekte her bobin, bir iletkenin yapıldığı için iletkenin uzunluğuyla değişen bir dirence sahiptir. Devredeki bobin ideal kabul edilmiştir. Bobin, üzerinden geçen alternatif akıma karşı zorluk gösterme özelliğine sahiptir. Hatırlanacağı gibi bobinin alternatif akıma karşı gösterdiği zorluğa **endüktif reaktans** (X_L) demiştik. Bobinden geçen alternatif akım, bobinde bir manyetik alan oluşturur. Bu

alan kendini oluşturan akıma göre 180° zıt yönde bir **EMK** indükler(**Lens Kanunu**). Bu nedenle bobin üzerinde düşen gerilimle devreden geçen akım arasında belirli bir faz farkı meydana gelir. Bobin üzerinden geçen akım gerilimden 90° geri kalır. Başka bir deyişle endüktif devrede **gerilim, akımdan 90° ileridedir.**

Bu durum Şekil 1.5 teki sinyal grafiğinde ve Şekil 1.6'daki fazör diyagramında gösterilmiştir. Şekiller dikkatle incelendiğinde bobine uygulanan gerilimle (E) bobin üzerinde düşen gerilimin (U_L) aynı



Şekil 1.5 Bobinli AC devresi sinyal grafikleri



Şekil 1.6 Bobinli AC devresi vektörel diyagramı

fazda olduğu, bobinden geçen akımın (I_L) gerilimden 90° geri olduğu görülür.

Buna göre devreden geçen akım;

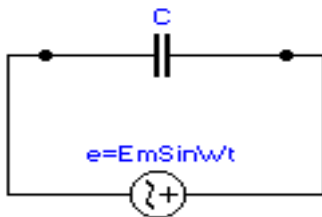
$$I = (E_m \sin \omega t) / X_L \quad \text{ya da} \quad I = U_L / X_L$$

formülleriyle hesaplanır. Burada dikkat edilmesi gereken husus; bobinin alternatif akıma karşı gösterdiği endüktif reaktansın, bobin değeri ve uygulanan AC gerilimin frekansı ile doğru orantılı olarak değişeceğidir.

$$X_L = \omega L \quad \text{ya da} \quad X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$

formülleri analiz edildiğinde endüktif reaktansı (X_L) etkileyen faktörlerin endüktans değeri (L) ile AC kaynak geriliminin frekansı olduğu görülecektir. Bobinin endüktans değeri ve / veya frekans arttıkça X_L artacak, aksi durumda ise X_L azalacaktır.

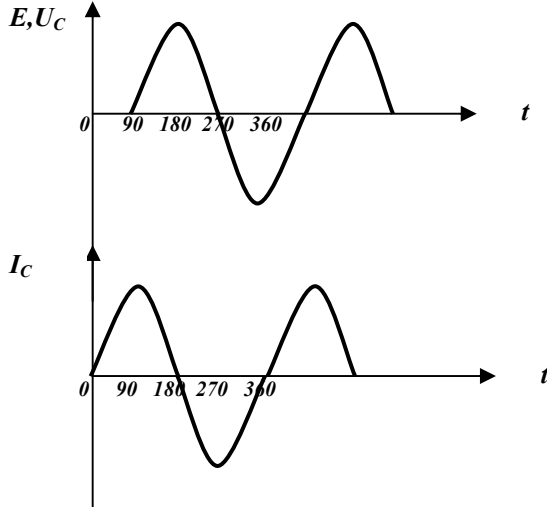
1.1.4 KONDANSATÖRLÜ AC DEVRE



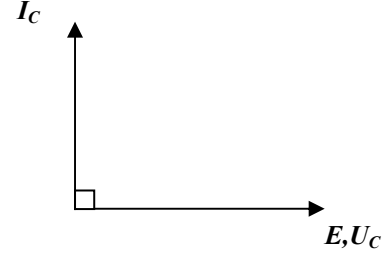
Şekil 1.7 Kondansatörlü AC Devre

Şekil 1.7'de kondansatörlü AC devre görülmektedir. Bilindiği gibi kondansatör içerisinde doğru akım geçmez. Doğru akımın zamana göre yönü değişmediğinden, kondansatör tek yönlü olarak DC gerilime şarj olup DC gerilimi depolar. Bu nedenle belirli bir süre içerisinde şarj olan kondansatörden DC akım geçişi engellenir.

Buna karşın, alternatif akım zamana göre yön değiştirdiğinden, kondansatör belirli bir yönde şarj olmaya çalışır. Ancak alternans değiştiğinde depoladığı gerilimi kaynak üzerinden deşarj etmek zorunda kalır.



Şekil 1.8 Kondansatörlü AC devresi vektörel sinyal grafikleri



Şekil 1.9 Kondansatörlü AC devresi vektörel diyagramı

Bu nedenle belirli bir yönde gerilim depolaması kaynak tarafından önlenir, kondansatör üzerinde düşen gerilimle, geçen akım arasında faz farkı oluşur. Kapasitif bir devrede **akım, gerilimden 90° ileridedir.**

Kondansatör, alternatif akıma karşı kapasitif reaktansı oranında zorluk gösterir. Kapasitif reaktansı etkileyen faktörler; kondansatöre uygulanan AC gerilimin frekans değeri ve kondansatörün değeridir. Bu da doğal olarak devreden geçen akımı etkileyecektir. Buna göre devreden geçen akım;

$$I = (E_m \sin \omega t) / X_C \quad \text{ya da} \quad I = U_C / X_C$$

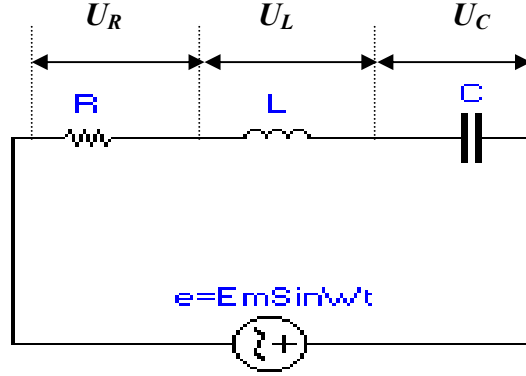
formülleriyle hesaplanır. Burada dikkat edilmesi gereken husus; kondansatörün alternatif akıma karşı gösterdiği kapasitif reaktansın, kondansatör değeri ve uygulanan AC gerilimin frekansı ile ters orantılı olarak değişeceğidir.

$$X_C = 1 / (\omega C) \quad \text{ya da} \quad X_C = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)$$

formülleri analiz edildiğinde, kapasitif reaktansı (X_C) etkileyen faktörlerin kondansatör değeri (C) ile AC kaynak geriliminin frekansı olduğu görülecektir. Kondansatörün değeri ve/veya frekans arttıkça X_C azalacak, aksi durumda ise X_C artacaktır. Yani kapasitif reaktans kondansatör değerine ve frekansa göre değişmektedir.

Buraya kadar incelenen bölümde elektrik ve elektronikte pasif devre elemanları olarak tanımlanan **direnç**, **bobin** (endüktans) ve **kondansatörün** alternatif akımda ayrı ayrı nasıl çalıştıkları açıklanmıştır. Bundan sonraki bölümlerde bahsi geçen bu üç elemanın bir arada bulunduğu çeşitli devre şekilleri incelenecektir. İlk olarak **seri (RLC) rezonans devresi** ele alınacaktır.

1.2 SERİ (RLC) REZONANS DEVRESİ



Şekil 1.10 Seri RLC rezonans devresi

Şekil 1.10’da Seri RLC devresi görülmektedir. Şekil 1.10’daki devreye eğer DC gerilim verilseydi; belli bir zaman sabitesi süresinden sonra, kondansatör DC’ ye açık devre özelliği göstereceğinden devreden akım geçmeyecekti. $U_C = \text{Kaynak Gerilimi}$ olacaktı. Ancak devreye AC gerilim uygulandığından devreden geçen akım; dirence, bobinin endüktif reaktansına ve kondansatörün kapasitif reaktansına göre değişecektir. Buradaki direnç ve reaktansların vektörel toplamı devrenin “empedansı” nı verir. Hatırlanacağı gibi **empedans**; bir AC devrede saf direnç ve reaktansların gösterdiği toplam zorluğa denir.

Devrenin AC analizi yapılırken devrede kullanılan elemanların bir önceki konuda anlatılan özellikleri unutulmamalıdır. Bilindiği gibi kondansatör ve bobin kullanılan AC devrelerde, bu elemanların gerilim / akım depolama özelliklerinden dolayı akımla gerilim arasında faz farkı oluşmaktadır. Bu husus dikkate alınarak, seri devredeki gerilim düşümleri aşağıdaki gibi yazılır:

$$\underline{\vec{E}} = \vec{U}_L + \vec{U}_C + \vec{U}_R$$

Gerilim düşümlerinin vektörel olarak toplanmasının nedeni, bobin ve kondansatörde oluşan akım ve gerilim arasındaki faz farkıdır. Yani U_C ile U_L aynı fazda değildir. Dolayısıyla aritmetiksel toplama yapılamaz. Aralarında faz farkı olduğundan toplam devre, gerilimi vektörel olarak bulunur. Buna göre gerilimler aşağıdaki şekilde yazılır:

$$U_R = I \times R$$

$$U_L = I \times X_L$$

$$U_C = I \times X_C$$

Seri RLC devresinin üç çeşit çalışma şekli vardır:

1. Rezonans durumu ($X_L=X_C$)

2. Rezonans üstü çalışma durumu ($X_L>X_C$)

3. Rezonans altı çalışma durumu ($X_C>X_L$)

1.2.1 REZONANS DURUMU ($X_L=X_C$)

Şimdi, yukarıdaki açıklamaların ışığı altında devrenin rezonans durumunu inceleyelim. Bilindiği gibi rezonans anında, endüktif reaktans ile kapasitif reaktans birbirine eşit oluyordu. Yani başka bir deyişle devrenin rezonansa gelebilmesi için $X_L = X_C$ olmalıdır. Bu şart sağlandığında devre rezonansa gelir. $X_L = X_C$ olduğunda bobin üzerinde düşen gerilim ile kondansatör üzerinde düşen gerilim birbirine eşit olur. Ancak U_L ve U_C arasında 180° faz farkı olduğundan, bu iki gerilim birbirini yok eder. Bu durumda devre direnci R 'ye, devre gerilimi U_R 'ye eşit olur. Yani devre rezistif çalışır. Aynı zamanda devre empedansı, minimum; devreden geçen akım, maksimum olur. Seri devreden geçen akımın en yüksek seviyeye ulaşması, seri rezonans devresinin önemli özelliklerindendir. Özetlenecek olursa; seri rezonans devresinde empedans ve gerilim minimum, buna karşın akım maksimumdur. Devre rezistiftir.

Buraya kadar anlatılan bölümde rezonans anındaki gerilim, akım ve empedans ilişkisi incelenmiştir. Rezonans frekansının bulunması ise aşağıdaki gibi yapılır:

Rezonans anında;

$$X_L=X_C \Rightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C} \text{ olur.} \quad 2.\Pi.F.L = \frac{1}{2.\Pi.F.C} \Rightarrow 2.\Pi.F.L \times 2.\Pi.F.C = 1$$

$F^2 \cdot 4\Pi^2 \cdot L.C = 1$ olur. F çekilirse;

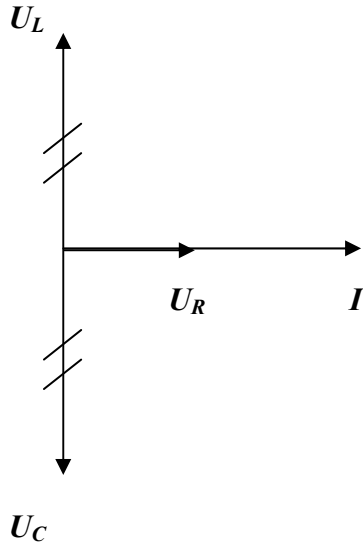
$$F^2 = \frac{1}{4.\Pi^2.L.C} \quad \text{Her iki tarafın karekökü alındığında}$$

$$\sqrt{F^2} = \frac{1}{\sqrt{4.\Pi^2.L.C}} \Rightarrow F = \frac{1}{2\Pi\sqrt{L.C}} \text{ sonucu elde edilir.}$$

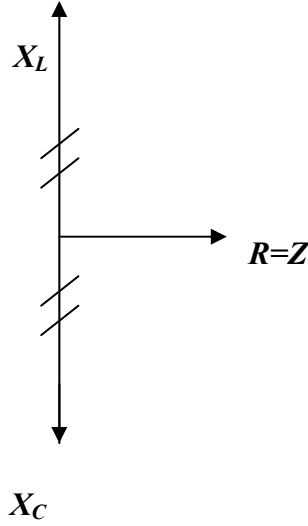
Bu formül, sadece rezonans anında geçerlidir. Rezonans frekansı F_0 şeklinde gösterilir.

$$F_0 = \frac{1}{2\Pi\sqrt{L.C}}$$

Şekil 1.11' deki fazör diyagramı dikkatle incelendiğinde seri devrede tek akımın dolaşması ve X_L ' nin X_C ' ye eşit olması nedeniyle U_L ve U_C ' nin birbirine 180° zıt yönlü ve eşit genlikte olduğu görülür. Dolayısıyla U_L ile U_C birbirini yok edecektir. Bu nedenle devre gerilimi U_R ' ye eşit olacaktır. Aynı zamanda devrenin toplam empedansı, devredeki dirence eşit olur. ($Z = R$) Devreden geçen akım ise en yüksek değere ulaşır.



Şekil 1.11 Seri rezonans devresi fazör (gerilim-akım) diyagramı



Şekil 1.12 Seri rezonans devresi fazör (empedans) diyagramı

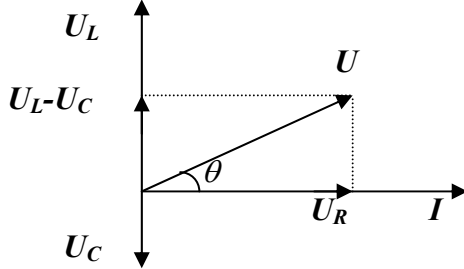
Özet olarak;seri RLC devresinin rezonansa gelme durumunda aşağıdaki sonuçlara varılır:

1. **Devre rezistiftir,**
2. **$X_L = X_C$ ve $U_L = U_C$ dir,**
3. **Devrenin empedansı $Z = R$ dir,**
4. **Devreden geçen akım maksimumdur. ($I = U / R$)**

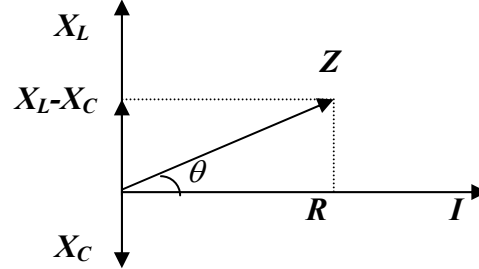
Buraya kadar işlenen bölümde seri RLC devresinin rezonanstaki çalışma şekli incelenmiştir. Ancak bu durumun dışında devrenin iki çalışma şekli daha vardır. Rezonans frekansı üzerine çıkıldığında ve rezonans frekansı altına inildiğinde devrenin çalışma şekli değişir. İlk olarak rezonans üstü çalışma şekli incelenecektir.

1.2.2 REZONANS ÜSTÜ ÇALIŞMA ($X_L > X_C$ DURUMU)

Seri RLC devresine rezonans frekansı üzerinde bir frekans uygulandığında endüktif reaktans (X_L) frekansla doğru orantılı olarak artacak; frekansla ters orantılı olarak kapasitif reaktans (X_C) alacaktır.



Şekil 1.13 Rezonans üstü çalışma (gerilim-akım) fazör diyagramı



Şekil 1.14 Rezonans üstü çalışma (empedans) fazör diyagramı

$$X_L = 2.\Pi.F.L \quad X_C = \frac{1}{2.\Pi.F.C}$$

Yukarıdaki formüller incelendiğinde F arttıkça X_L 'nin artacağı, X_C 'nin ise azalacağı görülecektir. Rezonans üstü çalışmada X_L 'nin artmasından dolayı devre endüktif etki kazanmış olacaktır. Başka bir deyişle $X_L > X_C$ durumunda devre endüktif olur. Bu duruma ilişkin vektörel diyagramlar aşağıda verilmiştir.

Şekil 1.13'te seri RLC devresi gerilim-akım ilişkileri, Şekil 1.14'te ise seri RLC devresi direnç-reaktans-empedans ilişkileri verilmiştir. Burada U , devrenin toplam vektörel gerilimini; Z ise devrenin toplam empedansını göstermektedir. Fazör diyagramları incelendiğinde gerilim ve empedans denklemleri aşağıdaki gibi yazılır:

Şekil 1.13'teki gerilim üçgenine Pisagor teoremi uygulandığında ;

$$U^2 = U_R^2 + (U_L - U_C)^2 \text{ olur. Buradan } U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2} \text{ olur.}$$

Şekil 1.13'teki fazör diyagramı incelendiğinde U geriliminin yatay eksenle bir açı yaptığı görülür. Bu açığa devrenin **faz açısı** denir ve θ ile gösterilir. Faz açısı aşağıdaki şekilde ifade edilir. Bilindiği gibi Pisagor teoremine göre; bir dik üçgende karşı dik kenarın komşu dik kenara oranı açının tangant değerini verir. Buna göre faz açısı ;

$$\text{Tg } \theta = \frac{U_L - U_C}{U_R} \text{ formülüyle bulunur.}$$

Aynı teoremi Şekil 1.14'teki empedans üçgenine uygularsak;
seri devrede $U = I \cdot Z$ $U_L = I \cdot X_L$ ve $U_C = I \cdot X_C$ olduğuna göre $U^2 = U_R^2 + (U_L^2 - U_C^2)$ formülünde
bu ifadeler yerine konup I sadeleştirilirse;

$$Z^2 = R^2 + (X_L - X_C)^2 \text{ ifadesi elde edilir. Buradan;}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \text{ olur. Buna göre devrenin faz açısı;}$$

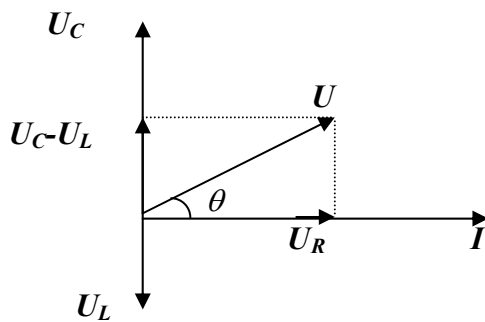
$$\text{Tg} \theta = \frac{X_L - X_C}{R} \text{ olur.}$$

Özet olarak, seri RLC devresinin rezonans üstü çalışmasında aşağıdaki sonuçlara varılır.

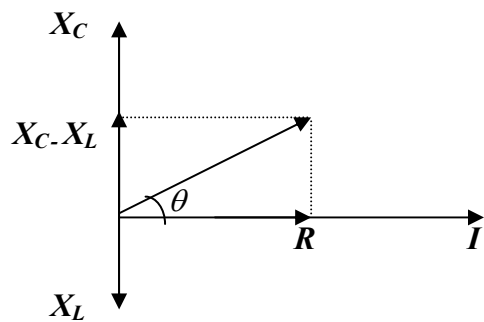
1. Devre endüktiftir,
2. X_L , X_C 'den büyüktür,
3. U_L , U_C 'den büyüktür.
4. Devre akımı Z' ye bağlıdır. $I = U / Z$

1.2.3 REZONANS ALTI ÇALIŞMA ($X_C > X_L$ DURUMU)

Seri RLC devresine rezonans frekansı altında bir frekans uygulandığında frekansla doğru orantılı olarak endüktif reaktans (X_L) azalacak; frekansla ters orantılı olarak kapasitif reaktans (X_C) artacaktır. Kapasitif ve endüktif reaktans formülleri incelendiğinde; F azaldıkça X_L 'nin azalacağı, X_C 'nin ise artacağı görülecektir. Rezonans altı çalışmada X_C 'nin artmasından dolayı devre kapasitif



Şekil 1.15 Rezonans altı çalışma
(gerilim-akım) fazör diyagramı



Şekil 1.16 Rezonans altı çalışma
(empedans) fazör diyagramı

etki kazanmış olacaktır. Başka bir deyişle $X_C > X_L$ durumunda devre kapasitif olur. Rezonans altı çalışma gerilim-akım fazör diyagramı Şekil 1.15'te, empedans fazör diyagramı Şekil 1.16'da verilmiştir.

Buna göre rezonans altı çalışmada gerilim denklemi ve faz açısı aşağıdaki gibi bulunur.

Şekil 1.15'teki gerilim üçgenine Pisagor teoremi uygulandığında ;

$$U^2 = U_R^2 + (U_C^2 - U_L^2) \text{ olur. Buradan } U = \sqrt{U_R^2 + (U_C - U_L)^2} \text{ olur.}$$

$$\text{Tg } \theta = \frac{U_C - U_L}{U_R} \text{ şeklinde olur.}$$

Aynı şekilde Şekil 1.16 'daki empedans üçgenine Pisagor teoremi uygulandığında ;

$$Z^2 = R^2 + (X_C - X_L)^2 \text{ ifadesi elde edilir. Buradan } Z = \sqrt{R^2 + (X_C - X_L)^2} \text{ olur.}$$

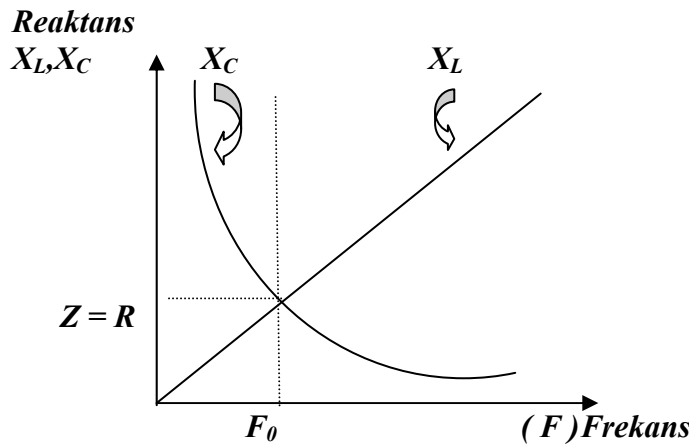
Buna göre devrenin faz açısı; $\text{Tg } \theta = \frac{X_C - X_L}{R}$ olur.

Özet olarak, seri RLC devresinin rezonans altı çalışmasında aşağıdaki sonuçlara varılır.

1. *Devre kapasitiftir,*
2. *X_C X_L 'den büyüktür,*
3. *U_C U_L 'den büyüktür,*
4. *Devre akımı Z 'ye bağlıdır. ($I = U / Z$)*

Şimdiye kadar gördüğümüz rezonans, rezonans üstü ve rezonans altı çalışma şekillerini bir arada inceleyelim:

Şekil 1.17' deki grafikte seri RLC devresinin frekans değişimine göre verdiği reaktif ve rezistif cevaplar görülmektedir.

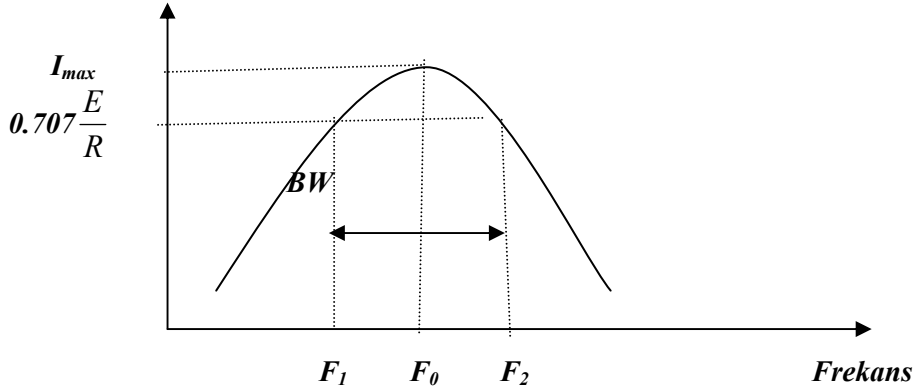


Şekil 1.17 Seri RLC devresi frekans cevap grafiği

Şekil 1.17 incelendiğinde, frekans arttıkça X_C 'nin üssel olarak azaldığı, X_L 'nin ise doğrusal olarak arttığı görülmektedir.

Rezonans frekansı altına inildikçe X_C 'nin büyüyüp X_L 'nin azaldığı, yani devrenin kapasitif olduğu; rezonans frekansı üstüne çıkıldıkça X_L 'nin büyüyüp X_C 'nin küçüldüğü, yani devrenin endüktif olduğu görülmektedir. Rezonans frekansında (F_0) ise $X_L = X_C$ olduğu ve devre empedansının R 'ye eşit olduğu görülmektedir. Bu durumda devre rezistiftir. Devreden geçen akım en yüksek seviyeye ulaşır.

1.2.4 SERİ RLC DEVRESİ BANT GENİŞLİĞİ



Şekil 1.18 Seri rezonans devresi band genişliği

Buraya kadar anlatılan bölümde seri RLC devresinden, rezonans anında geçen akımın maksimum, gerilim ile empedansın minimum olduğunu öğrenmiştik. Şekil 1.18'de seri RLC devresinin akım-gerilim-empedans ilişkisini veren grafik görülmektedir. Bu grafikte akımın maksimum olduğu nokta esas alınarak akım eğrisinin 0.707'sine karşılık gelen noktalar bulunur.

Bu noktalara **yarım güç noktaları** denir. Bu noktalardan frekans eksenine dikey olarak inildiğinde F_1 ve F_2 gibi iki frekans bulunur.

Rezonans frekansı F_0 bu noktaların tam ortasında kalır. F_1 ile F_2 arasında kalan bölge devrenin bant genişliğini (BW) verir. Yani seri RLC devresinden etkin olarak geçen akımın geçerli olduğu frekans bandı bulunur.

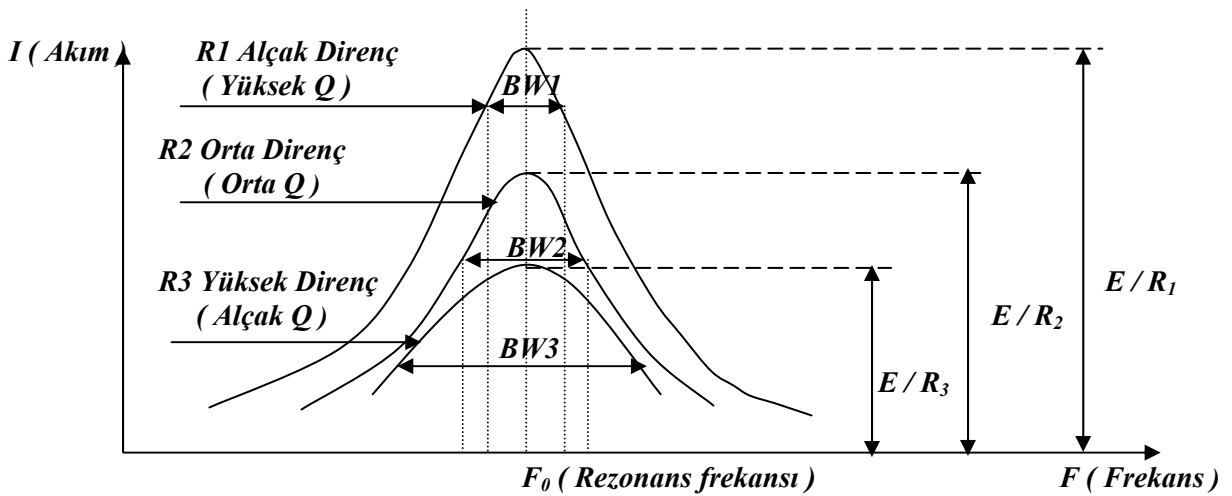
BW İngilizce'de Band Width'ın kısaltması olup bant genişliği anlamına gelmektedir. Bant genişliği, bir seri veya paralel rezonans devresinin etkin olarak kullanılabileceği frekans sınırını belirlemekte kullanılır. Bant genişliği matematiksel olarak $BW = F_2 - F_1$ şeklinde ifade edilir. Bu eşitliğin yarısı alındığında rezonans frekansı bulunur.

$$F_0 = \frac{BW}{2} = \frac{F_2 - F_1}{2} \text{ ya da } BW = \frac{F_0}{Q} \text{ olur.}$$

Bant genişliği sınırı devrede kullanılan bobin ve kondansatörün değeri ile orantılı olarak değişmektedir. Eğrinin sivri ya da daha yayvan olması, bobinin iç direncine bağlıdır. Bilindiği gibi her bobin bir iletkenin sarılmak suretiyle üretilir. Bir iletkenin iç direnci ne kadar düşük olursa, bobinin kalitesi o kadar yüksek olur. Bir bobinin kalite katsayısı Q ile gösterilir. Buna *seçicilik katsayısı* da denir. Q katsayısı bobinin sarıldığı iletken cinsine, kalitesine ve sarım şekline göre değişmektedir. Q katsayısının hesaplanması sadece rezonans anında geçerli olmaktadır. Bu nedenle BW ve Q hesaplamalarında yalnızca rezonans frekansı kullanılmalıdır. Matematiksel olarak Q katsayısı, bobinin endüktif reaktansının (aynı zamanda rezonans anında $X_L = X_C$ olduğundan kapasitif reaktans da yazılabilir), omik direncine oranı şeklinde ifade edilir.

$$Q = \frac{X_L}{R}$$

Buradan şu sonucu çıkarabiliriz: Herhangi bir rezonans devresinde kullanılan bobinin Q katsayısı ne kadar yüksek olursa rezonans eğrisi o oranda sivrilir. Buna bağlı olarak bant genişliği azalır. Buna karşın seçicilik ve kazanç o oranda artar. *Seçicilik*, çalışılan frekans bandının, en yüksek değer ve etkin olarak kullanılabilmesi anlamına gelir. Yani seçiciliğin artırılması bant genişliğinin dar olmasına bağlıdır. Bu da kullanılan bobinin Q katsayısının yüksek olmasını gerektirir. Diğer bir deyişle bobinin endüktif reaktansının yüksek; iç direncinin düşük olması anlamına gelir. Eğer kullanılan rezonans devresinde bant genişliğinin yüksek olması isteniyorsa, o zaman düşük Q katsayılı bobin kullanılmalıdır. Bu durumda seçicilik ve kazanç azalacak; ancak çalışılan frekans sınırı genişleyecektir. Bobinin Q katsayısının; sarım şekline, iletken cinsi ve kalitesine bağlı olduğunu söylemiştik. Bu durum bobinin sarım aşamasında sıkı kuplaj, gevşek kuplaj, normal kuplaj şekilleriyle belirlenir. Sıkı kuplajda yüksek Q , düşük direnç; gevşek kuplajda alçak Q , yüksek direnç; normal kuplajda orta Q , orta direnç oluşur.



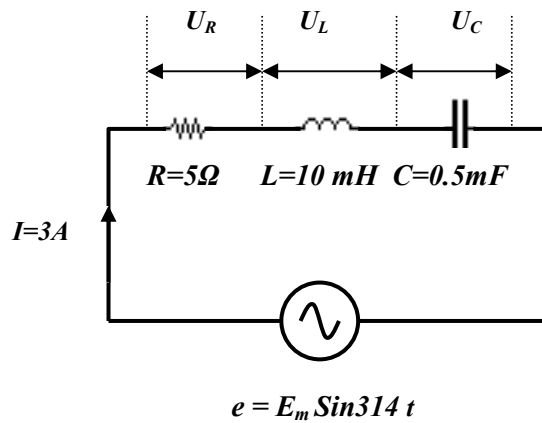
Şekil 1.19 Rezonans devresi Band genişliği – Q katsayısı ilişkisi

Geniş band veya dar band seçimi, rezonans devrelerinin kullanım yerlerine göre yapılır. Örneğin; bir radyo alıcısında kullanılan rezonans devresi geniş band , bir radyo vericisinde kullanılan frekans belirleyici rezonans devresinde ise dar band kullanılır. Bant genişliğinin kullanılan bobinin Q katsayısına göre değişim grafiği Şekil 1.19’ da verilmiştir.

ÖRNEK : 1

$e = E_m \sin 314 t$ olan kaynağa, iç direnci 5Ω olan 10 mH değerindeki bobinle 0.5 mF ’ lık bir kondansatör seri bağlanmıştır. Devreden 3 A akım geçmektedir. Buna göre X_L , X_C , Z , U_L , U_R , U_C , E , ve $Tg\theta$ ‘yı bularak devrenin fazör diyagramını çiziniz. Devrenin rezonans durumunu inceleyiniz.

ÇÖZÜM: Çözüme başlamadan önce devre şeklinin çizilmesi problemin çözümünde kolaylık sağlayacaktır.



Devre elemanlarının değerleri ve ω bilindiğine göre ilk olarak reaktanslar bulunmalıdır.

$$\omega = 2\pi F = 314 \text{ buradan } F = 50 \text{ Hz' tir. } X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{314 \times 10 \times 0.5 \times 10^{-3}} = 6,36 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$X_L = \omega L = 314 \times 10 \times 10^{-3} = 3,14 \Omega \text{ bulunur.}$$

Bu aşamada dikkat edilirse, $X_C > X_L$ durumu oluşmuştur. Yani devre kapasitiftir ve rezonans frekansı altında çalışmaktadır. Reaktans ve direnç değerleri bilindiğine göre empedans bulunabilir.

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_C - X_L)^2} = \sqrt{5^2 + (6,36 - 3,14)^2} = 5,94 \Omega$$

$$\text{Devrenin faz açısı } Tg \theta = \frac{X_C - X_L}{R} = \frac{6,36 - 3,14}{5} = 0,644$$

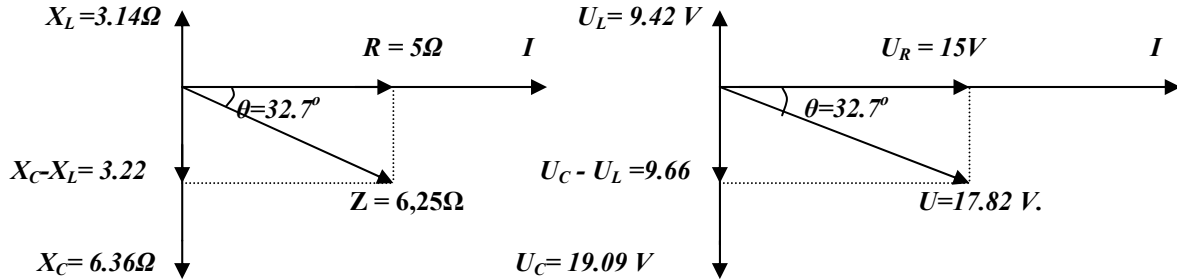
$Tg \theta = 0,644$ olduğuna göre $\theta = 32,7^\circ$ (Bu açı değeri trigonometrik cetvelden ya da trigonometrik fonksiyonlu bir hesap makinesi yardımıyla bulunabilir.)

Gerilim düşümleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$U_R = I \times R = 3 \times 5 = 15 \text{ V.}$$

$$U_L = I \times X_L = 3 \times 3,14 = 9,42 \text{ V.}$$

$$U_C = I \times X_C = 3 \times 6,36 = 19,08 \text{ V.}$$



Devreye uygulanan gerilim $U = I \times Z = 3 \times 5,94 = 17,82 \text{ V.}$ ya da

$$U_R = \sqrt{U_R^2 + (U_C - U_L)^2} = U_R = \sqrt{15^2 + (19,08 - 9,42)^2} = 17,82 \text{ V.}$$

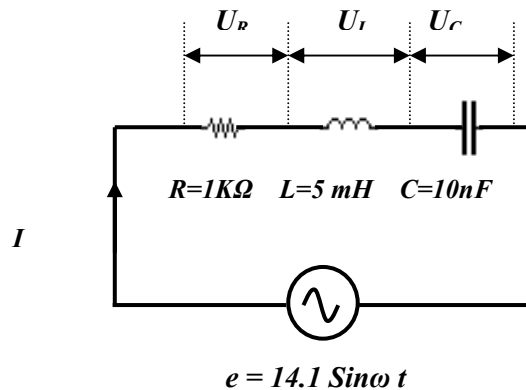
Devrenin rezonans altında çalıştığı örnek içerisinde belirtilmişti. Devrenin rezonansa gelebilmesi için $X_L = X_C$ olması gerekmektedir. Bu şartın sağlanabilmesi için devrenin rezonans frekansı bulunması gerekmektedir. Rezonans frekansı aşağıdaki gibi bulunur.

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}} = \frac{1}{6,28\sqrt{0,5 \times 10^{-3} \cdot 10 \times 10^{-3}}} = 225,19 \text{ Hz.}$$

Demek ki bu devrenin rezonansa gelebilmesi için devreye 50 Hz yerine 225.19 Hz uygulamak gerekmektedir. Yorumlanması gereken diğer bir konu da gerilim düşümleridir. Gerilim düşümlerine dikkatle bakılacak olursa aritmetik olarak toplandıkları zaman çıkan değer **44,4 V.** olacaktır.

Ancak gerçek kaynak değeri **17,82 V** olarak bulunmuştu. Aradaki bu çelişki gerilimler arasında faz farkı olmasından kaynaklanmaktadır. Toplam gerilimin vektörel olarak bulunması gerekmektedir.

ÖRNEK : 2



Yanda şeması verilen devrenin bant genişliğini bulunuz.

ÇÖZÜM:

Devre elemanlarının değerleri bilindiğine göre ilk olarak rezonans frekansı bulunmalıdır.

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6.28\sqrt{5 \times 10^{-3} \cdot 10 \times 10^{-9}}} = 22522,5 \text{ Hz.}$$

Daha sonraki adımda reaktanslar bulunur.

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{6.28 \times 22522,5 \times 10 \times 10^{-9}} = 707 \, \Omega \text{ bulunur.}$$

$$X_L = \omega L = 314 \times 5 \cdot 10^{-3} = 707 \, \Omega \text{ bulunur.}$$

Bu aşamada dikkat edilirse, $X_C = X_L$; $Z = R$ durumu oluşmuştur. Yani *devre rezonanstadır*.

Devre gerilimi U_R 'ye, maksimum devre akımı da;

$$I = U / Z \quad \text{veya} \quad UR / R \text{ den} \quad I = 10 / 10K = 1 \text{ mA' e eşit olur.}$$

Devrenin faz açısı

$$\text{Tg } \theta = \frac{X_C - X_L}{R} = \frac{707 - 707}{5} = 0' \text{ dır}$$

$$\text{Tg } \theta = 0 \text{ olduğuna göre } \theta = 0^\circ \text{ dir.}$$

Devrenin bant genişliğini bulabilmek için önce Q katsayısının bulunması gerekir.

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{707}{1000} = 0.707$$

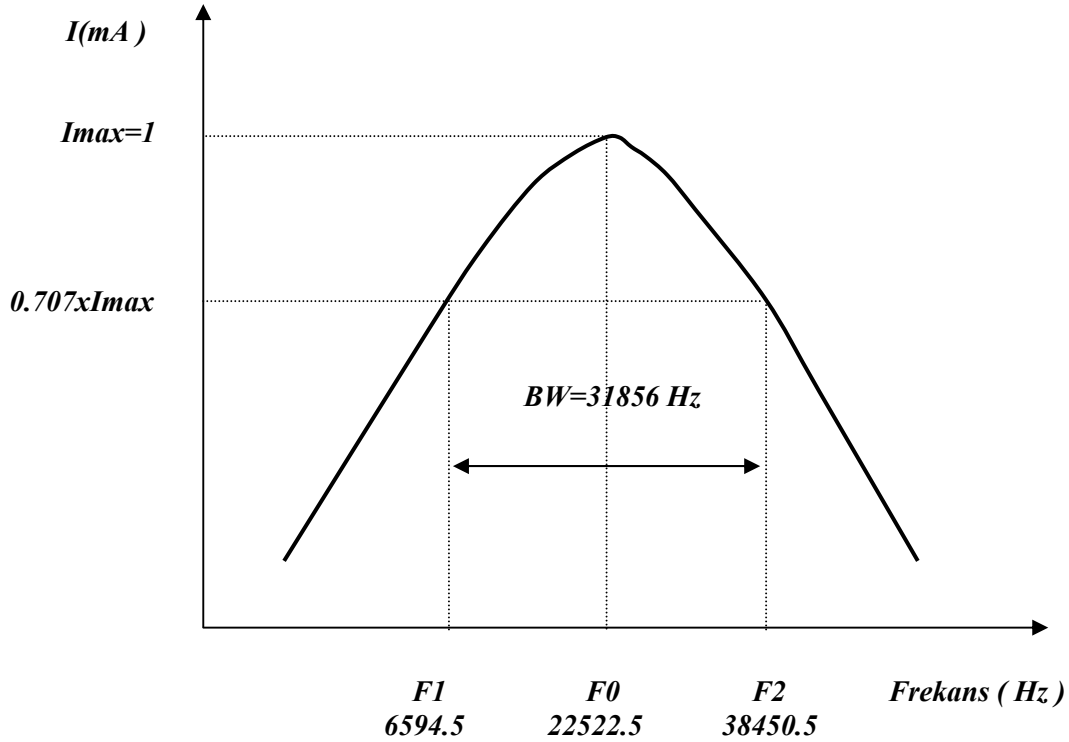
$$BW = \frac{F_0}{Q} = \frac{22522.5}{0.707} \cong 31856 \text{ Hz bulunur.}$$

Buna göre;

$$F_1 = F_0 - (BW / 2) = 22522.5 - (31856 / 2) = 6594.5 \text{ Hz.}$$

$$F_2 = F_0 + (BW / 2) = 22522.5 + (31856 / 2) = 38450.5 \text{ Hz.}$$

Örnekteki devrenin bant genişliği eğrisi aşağıdaki gibi olur.



Bant genişliği eğrisi incelendiğinde; devrenin $6594,5 \text{ Hz}$ ile $38450,5 \text{ Hz}$ arasındaki frekansları geçirip, bu bandın dışında kalan frekansları filtre ettiği görülür.

1.2.5 SERİ (RLC) REZONANS DEVRESİ ÖZELLİKLERİ

Bir RLC devresinde endüktans ve kapasitans, devrenin rezonans frekansını belirler. Bunlardan birinin değerinin değişmesi rezonans frekansının değişmesine neden olur. Seri RLC devresinde frekans değiştiğinde, devrenin endüktif ve kapasitif reaktansları dolaylı olarak değişecektir. Bu durumda doğal olarak empedans da değişecektir. Bu değişimler devre akımını da etkileyecektir. Tablo 1' ve Tablo 2'de seri RLC devresindeki değişkenlerin fonksiyonları incelenmiştir.

REZONANS ALTI ÇALIŞMA			
ARTTIRILAN DEĞERLER	ETKİLENEN DEĞİŞKENLER		
	AKIM	EMPEDANS	FAZ AÇISI
FREKANS	ARTAR	AZALIR	AZALIR
REZİSTANS (DİRENÇ)	AZALIR	ARTAR	AZALIR
KAPASİTANS	ARTAR	AZALIR	AZALIR
ENDÜKTANS	ARTAR	AZALIR	AZALIR

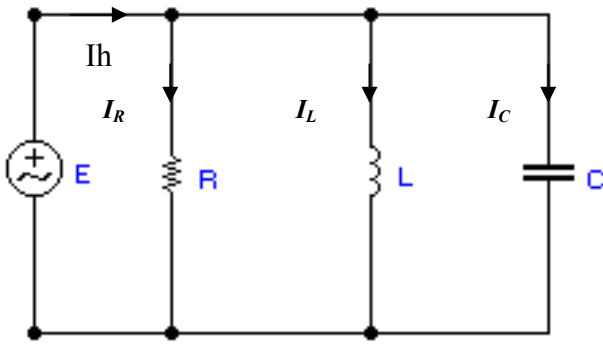
Tablo 1.1 Seri RLC devresi değişkenlerine ilişkin rezonans altı çalışma çizelgesi

REZONANS ÜSTÜ ÇALIŞMA			
ARTTIRILAN DEĞERLER	ETKİLENEN DEĞİŞKENLER		
	AKIM	EMPEDANS	FAZ AÇISI
FREKANS	AZALIR	ARTAR	ARTAR
REZİSTANS (DİRENÇ)	AZALIR	ARTAR	AZALIR
KAPASİTANS	AZALIR	ARTAR	ARTAR
ENDÜKTANS	AZALIR	ARTAR	ARTAR

Tablo 1.2 Seri RLC devresi değişkenlerine ilişkin rezonans üstü çalışma çizelgesi

1.3 PARALEL REZONANS DEVRESİ

Buraya kadar işlenen bölümde RLC devrelerinin seri bağlanması ve seri rezonans ile ilgili özellikler anlatılmıştır. Bu bölümde RLC devrelerinin paralel bağlantısı ve paralel rezonans devre özellikleri incelenecektir. Şekil 1.20’ de paralel RLC devresi görülmektedir. Seri devrelerde anlatıldığı bir RLC devresinde rezonans şartı, endüktif reaktans ile kapasitif reaktansın birbiriyle eşit olmasıdır. Bu şart sağlandığında herhangi bir RLC devresi rezonansa gelmektedir. Bilindiği gibi seri devrede akımın dolaşabileceği tek bir kol bulunmaktadır. Bu nedenle akım sabit alınmaktadır. Buna karşın devre



Şekil 1.20 Paralel RLC devresi

üzerindeki gerilim düşümleri farklı olup eleman sayısına bağlı olarak değişmektedir. Paralel devrede ise elemanlar üzerindeki gerilim düşümleri ve kaynak gerilimi birbirine eşit olmak zorundadır. Devre akımı(I_h)ise kol akımlarının toplamına eşittir. Kollardan geçen akımlar elemanların direnç / reaktanslarına bağlı olarak değişecektir. Paralel RLC devresinde toplam devre akımı faz farkından dolayı vektörel olarak bulunur.

$$I_h^2 = I_R^2 + (I_L - I_C)^2 \quad (\text{Endüktif devre})$$

$$I_h^2 = I_R^2 + (I_C - I_L)^2 \quad (\text{Kapasitif devre})$$

Empedans ise paralel dirençlerin bağlantı prensibine göre aşağıdaki gibi yazılabilir. Endüktif ya da kapasitif reaktansların matematiksel işareti rezonans altı ve üstü frekanslarda devrenin endüktif veya kapasitif olmasına göre değişir.

$$\frac{1}{Z^2} = \frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2 \quad \text{veya} \quad Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2}} \quad (\text{Kapasitif devre})$$

$$\frac{1}{Z^2} = \frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2 \quad \text{veya} \quad Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2}} \quad (\text{Endüktif devre})$$

Rezonans anında bobinin endüktif reaktansı ile kondansatörün kapasitif reaktansı birbirine eşit olacağından bu kollardan geçen akımlar da birbirine eşit olacaktır. Rezonans altı ve rezonans üstü çalışma şekline göre geçen akımlar da değişecektir. Paralel devrede rezonans frekansının bulunması seri rezonans devresiyle aynıdır.

Yani,

$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ formülü ile rezonans frekansı bulunur.

Seri rezonans devresinde olduğu gibi paralel rezonans devresinde de üç çalışma şekli vardır. İlk olarak rezonans frekansındaki çalışma durumu incelenecektir.

1.3.1 REZONANS DURUMU ($X_L = X_C$)

Paralel RLC devresinin rezonansa gelebilmesi için $X_L = X_C$ şartının oluşması gerekir. Bu durumda bobin ve kondansatörden geçen I_L ve I_C akımları eşit olacaktır. Bu akımlar arasında 180° faz farkı bulunur. Bu yüzden bu akımlar birbirini yok eder. Reaktif akımların birbirlerini nötrlemeleri sonucu devreden geçen akım rezistif (I_R) olur. Bu durumda devre rezistif olurken, empedans devredeki dirençe eşit olur. ($Z = R$)

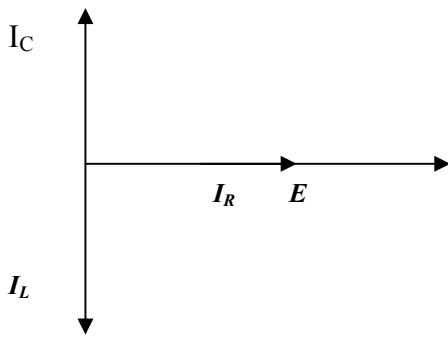
Devre akımı ise aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$I_{hat} = I_h = E / R$$

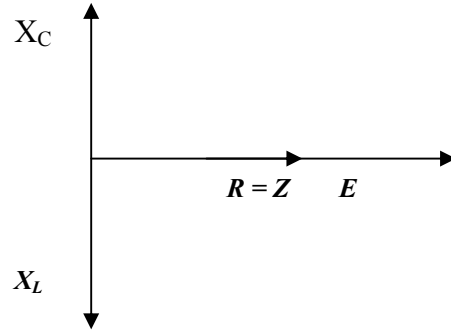
Devre empedansı ise;

$$Z = E / I \text{ olur.}$$

Paralel RLC devresinin rezonans anındaki akım ve reaktans değişkenleri Şekil 1.21 ve 1.22'deki vektörel diyagramlarda verilmiştir.



**Şekil 1.21 Paralel rezonans devresi
akım fazör diyagramı**



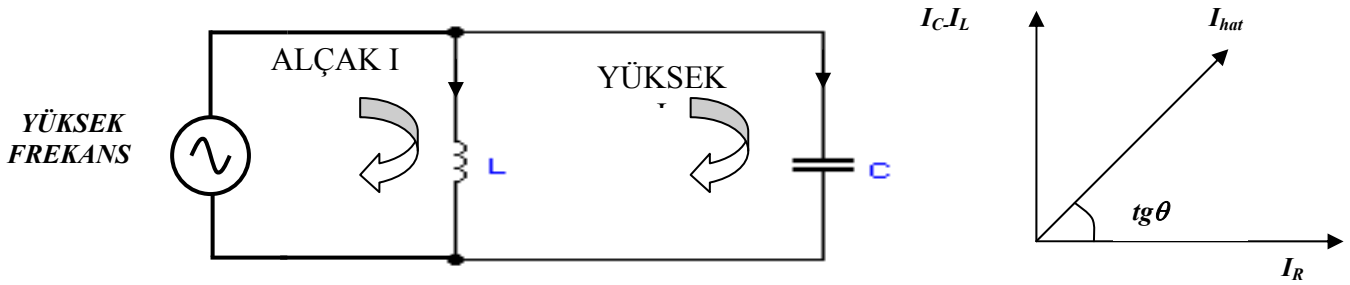
**Şekil 1.22 Paralel rezonans devresi empedans
fazör diyagramı**

Fazör diyagramlarından da görüleceği üzere, paralel RLC devresinin rezonansa gelmesi durumunda $X_L = X_C$ durumu oluşmaktadır. Bu aşamada aralarında 180° faz farkı olduğundan vektörel toplamaları 0 olacaktır. Devre empedansı ise $Z = R$ olacaktır. Devredeki kol akımlarından I_L ve I_C birbirine eşit büyüklükte ve 180° zıt yönlü olup vektörel toplamaları yine 0 olacaktır. Aynı şekilde devreden geçen akım $I_h = I_R$ olacaktır.

Paralel RLC devresinde, rezonans anında devre akımının minimum değere ulaşması devre empedansının maksimum olmasına neden olmaktadır. Empedansın en yüksek değere ulaşması paralel rezonans devresinin en önemli ve en kullanılır özelliğidir. Bu özellik radyo alıcılarının giriş devrelerinde kullanılmaktadır.

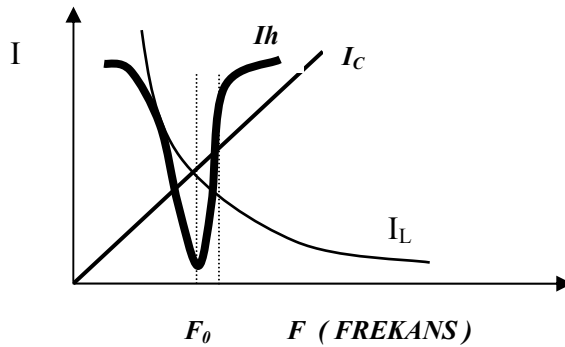
Seri rezonans devrelerinden de hatırlanacağı üzere, rezonans frekansı değiştiğinde devre elemanlarının tepkisi ve devre akımında değişiklikler meydana gelecektir. Frekanstaki değişimin rezistif koldan geçen akıma etkisi yoktur. Bu nedenle rezonans üstü ve rezonans altı frekanslardaki çalışmalar anlatılırken paralel RLC devresi yerine paralel LC devresi incelenecektir. Paralel LC devresi **tank devresi** diye adlandırılır. Bu tanım ilerideki çalışmalarda sık sık kullanılacaktır.

1.3.2 REZONANS ÜSTÜ ÇALIŞMA DURUMU ($X_L > X_C$)



Şekil 1.23 Paralel LC devresi rezonans üstü çalışma devre şeması ve vektörel gösterimi

Şekil 1.23’ te görüldüğü gibi paralel LC devresine uygulanan AC gerilimin frekansı arttırıldığında bobinin endüktif reaktansı frekansla doğru orantılı olarak artar, kondansatörün kapasitif reaktansı ise



Şekil 1.24 Paralel LC Rezonans üstü çalışma grafiği

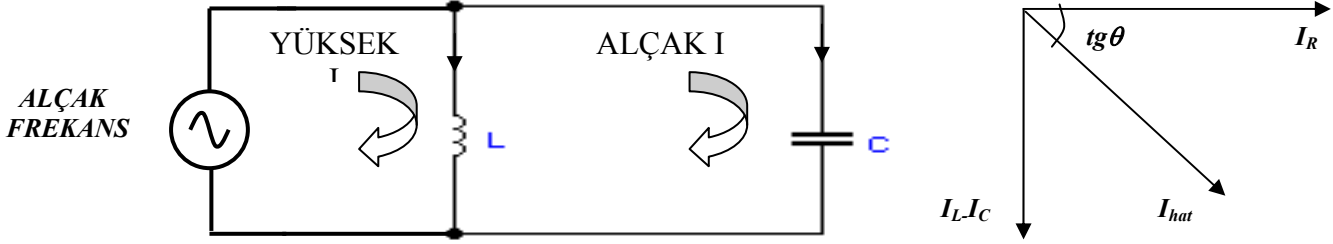
azalır. ($X_L = 2.\Pi.F.L$; $X_C = \frac{1}{2.\Pi.F.C}$) Bundan dolayı bobinden geçen akım azalırken, kondansatörden geçen akım ise yükselecektir. Bu durumda $I_C > I_L$ olacaktır. Bu nedenle devre

kapasitif olur. Dolayısıyla hat akımı (I_h) da rezonans anındaki değere oranla yükselir. Devrenin sahip olduğu faz açısı, $tg\theta$ olup;

$$tg\theta = (I_C - I_L) / I_R \text{ formülüyle hesaplanır.}$$

Rezonans üstü çalışmada meydana gelen akım değişimleri, grafiksel olarak, Şekil 1.24'te verilmiştir.

1.3.3 REZONANS ALTI ÇALIŞMA DURUMU ($X_C > X_L$)

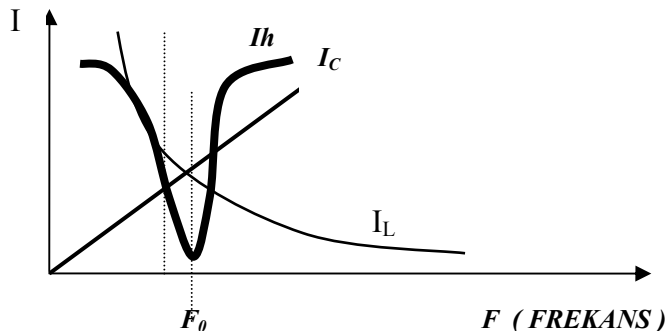


Şekil 1.25 Paralel LC devresi rezonans altı çalışma devre şeması ve vektörel gösterimi.

Şekil 1.25' te görüldüğü gibi paralel LC devresine uygulanan AC gerilimin frekansı azaltıldığında bobinin endüktif reaktansı frekansla doğru orantılı olarak azalırken, kondansatörün kapasitif reaktansı artar. ($X_L = 2\pi.F.L$; $X_C = \frac{1}{2\pi.F.C}$) Bundan dolayı bobinden geçen akım artarken, kondansatörden geçen akım düşecektir. Bu durumda $I_L > I_C$ olacaktır. Bu nedenle devre endüktif olur. Dolayısıyla hat akımı (I_h), rezonans anındaki değerinden daha yüksek bir değer alır. Devrenin sahip olduğu faz açısı $tg\theta$ olup;

$$tg\theta = (I_L - I_C) / I_R \text{ formülüyle hesaplanır.}$$

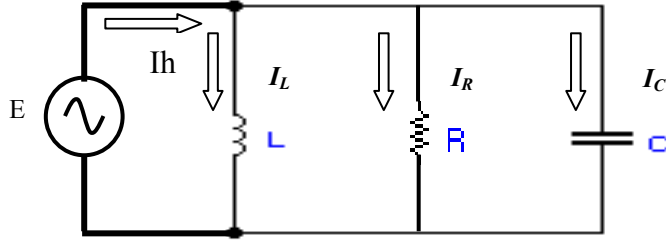
Paralel LC devresi rezonans altı çalışmada devre akımlarının grafiksel gösterimi Şekil 1.26'da verilmiştir. Şekil 1.26 dikkatle incelendiğinde paralel LC devresine uygulanan AC enerjinin frekansı azaltıldığında I_L 'nin I_C 'den hat akımının da rezonans anındaki akım değerinden daha yüksek fazla olduğu görülecektir.



Şekil 1.26. Paralel LC Rezonans altı çalışma grafiği

Buraya kadar anlatılan paralel RLC devre özelliklerini, iyice kavrayabilmek için aşağıdaki örnek dikkatle incelenmelidir.

ÖRNEK:3



Şekildeki devrede $E = 10 \text{ V}$, $L = 765 \text{ mH}$, $R = 1 \text{ K}\Omega$, $C = 26.5 \text{ }\mu\text{F}$ olarak bilindiğine göre;

- Devrenin rezonans frekansını,
- Rezonans frekansının 4.64 Hz üstü ve 5.36 Hz altındaki tüm akımları ve empedansları ayrı ayrı bularak sonuçları yorumlayınız.
- Yukarıdaki şıklarda belirtilen çalışmalara ait akımlar grafiğini çiziniz.

CÖZÜM:

a) Devrenin rezonans frekansı; $F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}} = \frac{1}{6,28\sqrt{26,5 \cdot 10^{-6} \cdot 765 \cdot 10^{-3}}} = 35.36 \text{ Hz}$.

Rezonans anında $X_L = X_C$ olmalıdır. Bu şartın oluşup oluşmadığını kontrol edelim.

$$X_L = 2.\Pi.F.L = 6,28.35,36.765.10^{-3} = 169.87 \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2.\Pi.F.C} = \frac{1}{6,28.35,36.26,5.10^{-6}} = 169.87 \Omega$$

Görüldüğü gibi $X_L = X_C$ durumu gerçekleşmiştir.

Bu durumda X_L ve X_C birbirini nötrleyeceğinden devre empedansı devredeki R direncine eşit olacaktır.

Yani $Z = R = 1000 \Omega$ olur.

Toplam devre akımı ise $I_L = I_C$ olmasından ve vektörel toplamalarının 0 olmasından dolayı;

$$I_h = E / R \text{ veya } = E / Z' \text{ ye eşit olacaktır.}$$

Bu durumda akımlar aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$I_L = E / X_L = 10 / 169.87 = 58.86 \text{ mA}$$

$$I_C = E / X_C = 10 / 169.87 = 58.86 \text{ mA}$$

$$I_L - I_C = 58.86 - 58.86 = 0. \text{ Buradan;}$$

$$I_h = E / R = 10 / 1000 = 1 \text{ mA olur.}$$

b) Şimdi devrenin rezonans frekansı üstündeki çalışmasını analiz edelim.

$F_0 = 35.36 + 4.64 = 40 \text{ Hz}$ iken devre rezonans üstü frekansta çalışır. *Yani devre kapasitiftir.* Bu frekanstaki empedans ve akımlar aşağıdaki şekilde bulunur:

Empedans bulunmadan önce endüktif ve kapasitif reaktansların hesaplanması gerekmektedir.

$$X_L = 2.\Pi.F.L = 6,28.40.765.10^{-3} = 192.16 \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2.\Pi.F.C} = \frac{1}{6,28.40.26,5.10^{-6}} = 150.22 \Omega$$

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{1000^2} + \left(\frac{1}{192.16} - \frac{1}{150.22}\right)^2}} = 567 \Omega \text{ olur.}$$

Devreden geçen toplam akım;

$$I_h = E / Z = 10 / 0.57 = 17.63 \text{ mA} \text{ olarak bulunur.}$$

Şimdi diğer bir yoldan toplam akımı bulalım.

$$I_R = E / R = 10 / 1000 = 10 \text{ mA.}$$

$$I_L = E / X_L = 10 / 192.16 = 52.03 \text{ mA.}$$

$$I_C = E / X_C = 10 / 150.22 = 66.56 \text{ mA.}$$

Rezonans frekansı üstüne çıkıldığında kondansatörden geçen akımın, bobinden geçen akımdan daha büyük olduğu görülmektedir. ($I_C > I_L$) Rezistif akım ise her durumda sabit kalacaktır.

Toplam akım;

$$I_h^2 = I_R^2 + (I_C - I_L)^2 \quad I_h = \sqrt{I_R^2 + (I_C - I_L)^2} = \sqrt{10^2 + (66.56 - 52.03)^2} = 17.63 \text{ mA}$$

Dikkat edilirse her iki çözüm yolundan da bulunan sonuçlar eşit çıkmıştır.

Şimdi de devrenin, rezonans frekansı altındaki çalışma şeklinin analizini yapalım.

$$F_0 = 35.36 - 5.36 = 30 \text{ Hz} \text{ iken devre rezonans altı frekansta çalışır.}$$

Yani **devre endüktiftir.**

Bu frekanstaki empedans ve akımlar aşağıdaki şekilde bulunur:

Empedansı bulmadan önce yine endüktif ve kapasitif reaktansları bulmamız gerekir.

$$X_L = 2.\Pi.F.L = 6,28.30.765.10^{-3} = 144,12 \, \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2.\Pi.F.C} = \frac{1}{6,28.30.26,5.10^{-6}} = 200,29 \, \Omega$$

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{1000^2} + \left(\frac{1}{200,29} - \frac{1}{144,12}\right)^2}} = 464 \, \Omega \text{ olur.}$$

Devreden geçen toplam akım;

$$I_h = E / Z = 10 / 464 = 21,54 \text{ mA} \text{ olarak bulunur.}$$

Şimdi diğer bir yoldan toplam akımı bulalım.

$$I_R = E / R = 10 / 1000 = 10 \text{ mA.}$$

$$I_L = E / X_L = 10 / 144,12 = 69 \text{ mA.}$$

$$I_C = E / X_C = 10 / 200,29 = 49,92 \text{ mA.}$$

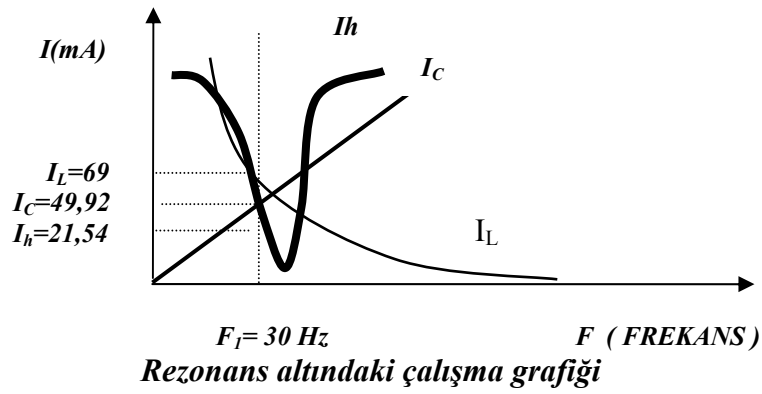
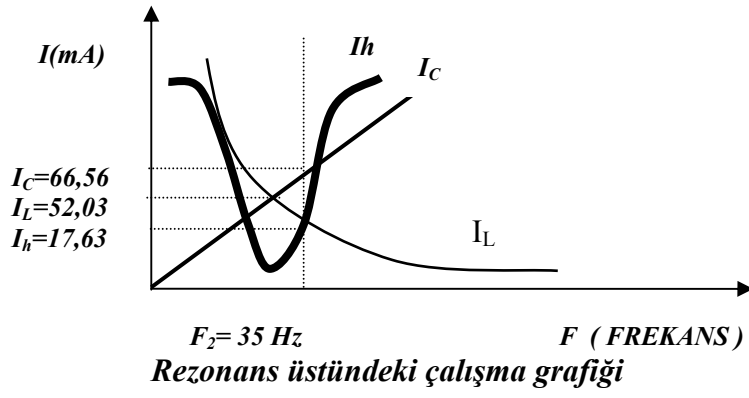
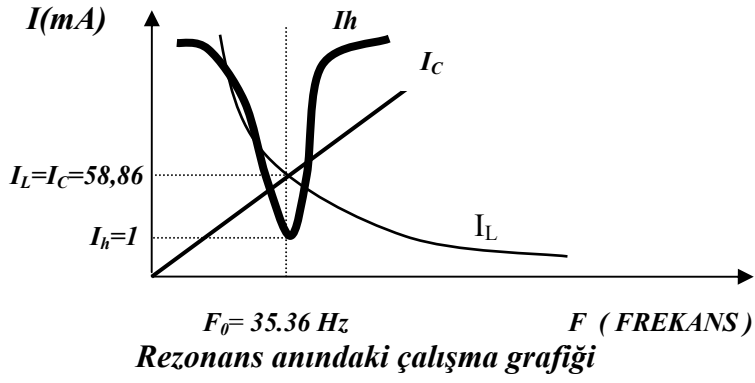
Rezonans frekansı altına inildiğinde bobinden geçen akımın, kondansatörden geçen akımdan daha büyük olduğu görülmektedir. ($I_L > I_C$) Rezistif akım ise yine aynı kalacaktır.

$$\text{Toplam akım; } I_h^2 = I_R^2 + (I_L - I_C)^2$$

$$I_h = \sqrt{I_R^2 + (I_L - I_C)^2} = \sqrt{10^2 + (69 - 49.92)^2} = 21,54 \text{ mA}$$

Dikkat edilirse kapasitif devreye oranla toplam akımda bir artma olmuştur.

c) Buraya kadar yapılan işlemlerin grafiksel gösterimi aşağıdaki gibidir:



SERİ REZONANS DEVRESİ ÇALIŞMA SORULARI

1- Seri RLC devresinde $R=0,753 \Omega$, $L=0,4 \text{ mH}$, $U=5,32 \text{ V}$, $Q=7,5$ olduğuna göre;

a) F_0 , BW , C = ? b) I - F seçicilik eğrisini çiziniz.

SONUÇ: ($F_0=2250 \text{ Hz}$, $BW=300 \text{ Hz}$; $C=12,5 \mu\text{F}$)

2 – $R=5 \Omega$, $C=20 \mu\text{f}$ ve değişken L endüktansından meydana gelen seri devreye 10 volt, $\omega=1000 \text{ Rad/Sn}$. li A.A. kaynağı uygulanıyor. L endüktansını ayarlayarak direncin uçlarındaki gerilim maksimum yapılıyor. Endüktansın değerini, kaynaktan çekilen akımı, devre elemanlarının uçlarındaki gerilimleri hesaplayınız?

SONUÇ: ($L=50 \text{ mH}$, $I=2 \text{ A}$, $U_R=10 \text{ volt}$, $U_L=100 \text{ volt}$, $U_C=100 \text{ volt}$)

3- Kalite katsayısı (Q su) 100 olan 50 mH 'lik bir bobine 100 pF 'lık bir kondansatör seri bağlıdır. Bu devre hangi frekansta rezonansa gelir? Bant genişliği ne kadardır?

SONUÇ: ($F_0=71,176 \text{ kHz}$, $f_2-f_1=711,76 \text{ Hz}$)

4- Endüktansı 20 mH , direnci 5Ω olan bobine bir kondansatör seri bağlanıyor. Devrenin 1000 Hz .de rezonansa gelebilmesi için kondansatörün kapasitesi kaç μF olmalıdır?

SONUÇ: ($C=1,266 \mu\text{F}$)

PARALEL REZONANS DEVRESİ ÇALIŞMA SORULARI

1- Rezonans frekansının altında çalışan paralel RLC devrede $U_L=100 \text{ V}$, $X_C=1200 \Omega$, $Z=50 \Omega$ ve kaynak frekansı 50 Hz .dir. Rezonans anında ise hat akımı $0,5 \text{ A}$ olmaktadır.

a) R , L , C , Fr = ?

b) L değerini sabit tutarak devreyi kaynak frekansında rezonansa getiriniz.

c) Bu durumda BW = ?

SONUÇ : (a- $R=200 \Omega$, $L=0,1577 \text{ H}$, $C=2,65 \mu\text{f}$, $Fr=246 \text{ Hz}$. b- $C=64,3 \mu\text{f}$ c- $BW=12,37 \text{ Hz}$.)

2. Paralel RLC devresinde $U=100 \text{ V}$, 50 Hz ., $I_{\text{hat}}=0,05 \text{ A}$., $R=2500 \Omega$, $X_C=357 \Omega$, $X_L=400 \Omega$, olduğuna göre;

a) C =?, L =?

b) Fr = ?

c) Q = ?, BW = ?

d) I_R =?, I_L =?, I_C =?, I_H =?

SONUÇ : (a- $C=8900 \text{ nF}$, $L=1,27 \text{ H}$. b- $Fr=47,39 \text{ Hz}$., c- $BW=7,16 \text{ Hz}$. d- $I_R=0,04 \text{ A}$., $I_L=0,25 \text{ A}$, $I_C=0,28 \text{ A}$, $I_H=0,05$ devre kapasitif)

3. Paralel RLC devresinde $U=50 \text{ V}$., $C=25 \mu\text{f}$, $L=10 \text{ mH}$, $R=10 \Omega$ dur. Devre rezonans frekansında çalıştırıldığına göre;

a) Fr = ?

b) BW = ?

c) X_L = ? X_C = ?

d) I_H = ?, I_L = ?, I_C = ?, I_R = ?

e) f_1 = ?, f_2 = ?

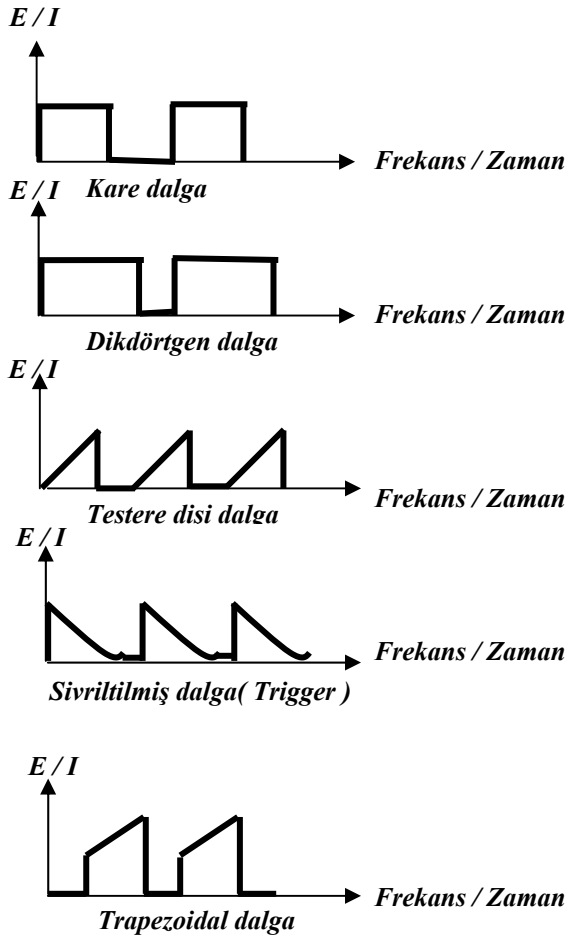
SONUÇ : (a- $Fr=318,4 \text{ Hz}$., b- $BW=636,8 \text{ Hz}$., c- $X_L=X_C=20 \Omega$, d- $I_H=I_R=5 \text{ A}$ $I_C=I_L=2,5 \text{ A}$, e- $f_1=0$, $f_2=636,8 \text{ Hz}$.)

BÖLÜM II

DALGA ŞEKİLLENDİRİCİLER

2.1 GİRİŞ

Elektronik cihazlarda kullanılan devrelerden birçoğunun işlevi, kontrol ve zamanlamadır. Bu işlevin yapılabilmesi için dalga şekillendirici devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Dalga şekillendirici devreler kare, testere dişi, trapezoidal, dikdörtgen, ve sivriltilmiş dalga gibi sinüzoidal olmayan (*Non Sinüsoidal*) dalgaların üretilmesinde kullanılır. Bahsi geçen bu dalga şekillerinin genlik ve devam süreleri, zamana bağlıdır.



Şekil 2.1 Sinüsoidal olmayan dalga şekilleri

Şekil 2.1’de sinüs fonksiyonu içermeyen dalga şekilleri görülmektedir. Bu dalga şekilleri çeşitli elektronik devrelerinde zamanlama ve kontrol amaçlı olarak kullanılır.

Bir devredeki voltaj veya akımın, kararlı bir durumdan diğer bir duruma veya kararsız bir durumdan kararlı duruma ani olarak geçişine *ani değişim* veya *ani geçiş* (*Transiyet*) denir. Bu işlem sırasında geçen zamana ise *ani değişim süresi* (*Transient Interval*) denir.

Bahsi geçen bu sinyallerin üretilmesinde RC ve RL devreleri kullanılmaktadır. Bu bölümde, sırasıyla dalga şekillendirici devrelerin temelini oluşturan RC zaman sabitesi, RL zaman sabitesi konuları analiz edilecektir. Yine RC ve RL devreleriyle oluşturulan türev ve integral alıcı devreler de yine bu bölümde incelenecektir.

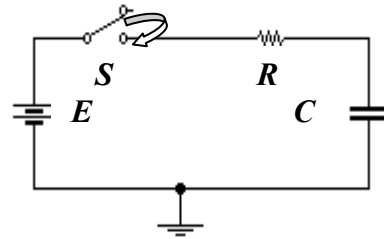
2.1.1 RC ZAMAN SABİTESİ

Bilindiği gibi kondansatör, enerji depolamada kullanılan; iki iletken levha arasına bir yalıtkan konularak yapılmış bir pasif devre elemanıdır. Kondansatörde şarj işlemi; elektriksel potansiyel altında bulunan negatif yüklü elektronların, plakalar üzerinde farklı miktarlarda elektrik yükleri oluşturacak şekilde hareketleriyle oluşur. Elektronların bu hareketleri aynı anda tamamlanamaz. Bu işlemlerin oluşabilmesi için belirli bir sürenin geçmesi gerekmektedir. Bu yüzden kondansatörlerin şarjı için gerekli olan zaman, devrede şarj akım yolu üzerinde bulunan direnç değerine ve kondansatörün kapasitif değerine bağlı olarak değişir. Kondansatörün üzerindeki enerjinin şarj süresi olduğu gibi, bir de deşarj süresi vardır. Bu süre de deşarj yolu üzerindeki direncin değerine bağlıdır.

Sonuç olarak; kondansatörün şarj veya deşarj olabilmesi için, bir şarj akım yolu ve bir deşarj akım yolu bulunması ve bu yollar üzerindeki direnç değerlerinin şarj / deşarj sürelerini etkilediği ortaya çıkmaktadır. Bu süreler **Zaman Sabitesi (Time Constant)** adı verilir.

Matematiksel olarak $TC = R.C$ şeklinde gösterilir. Bu formül, yukarıda da anlatıldığı gibi hem şarj süresi, hem de deşarj süresinin hesaplanmasında kullanılır. Şekil 2.2’de RC devresi görülmektedir. Anahtar açık olduğu durumda devreden akım geçmeyeceğinden kondansatör üzerinde herhangi bir voltaj görülmeyecektir. Anahtar kapatıldığı an (t_0 anı) kondansatör üzerinde herhangi bir şarj olmadığından devreden geçen akım maksimum olur.

Bu değer $I_{max} = E/R$ ’dir. Bunun nedeni, t_0 anı diye tanımlanan anahtarın kapandığı anda, kondansatörün kısa devre özelliği göstermesidir. Bu yüzden t_0 anında devreden maksimum akım geçer. Anahtarın kapanmasını takip eden sürede kondansatörün levhaları elektrik alanı ile yüklenmeye başlar.



Şekil 2.2 Seri RC Devresi

Devredeki direncin değerine göre devreden geçen şarj akımı, kondansatörü şarj etmeye başlar. Bu akım, t_0 anında maksimum olduğu için kondansatör gerilim depoladıkça giderek azalmaya başlar. Belli bir süre sonunda kondansatör kaynak gerilimine şarj olunca devreden hiç akım geçmez. Kondansatörün şarjı için gereken sürenin değeri, kondansatörün kapasitif değerine bağlı olduğu unutulmamalıdır. Bir RC devresinde kondansatörün kaynak geriliminin tümüne şarj olabilmesi için geçen süre $\tau = 5 \times TC$ ’ dir. Bilindiği gibi $TC = R.C$ idi. Anahtarın kapalı olma süresi teorik olarak sonsuz değere ulaştığında kondansatör, $\tau = 5 \times R.C$ süresinde kaynak gerilimine şarj olacaktır. Kondansatörün boş iken, $5 \times TC$ ’ lik zaman süresince kaynak geriliminin hangi değerine şarj olduğu aşağıdaki tabloda gösterilmiştir. Kondansatör dolu iken (kaynak gerilimine şarjlı iken) ise; deşarjına kadar geçen sürede elde edilecek değerlerin bulunması için tablo okuma yönü, tersten uygulanmalıdır.

FAKTÖR	GENLİK
0.2 Time Constant (TC)	% 20
0.5 Time Constant (TC)	% 40
0.7 Time Constant (TC)	% 50
1 Time Constant (TC)	% 63
2 Time Constant (TC)	% 86
3 Time Constant (TC)	% 96
4 Time Constant (TC)	% 98
5 Time Constant (TC)	% 99.3

Tablo 2.1. Zaman sabitesi faktör tablosu

Yani 5 TC zamanı şarjlı bir kondansatörün ilk TC zaman sabitesi olarak alınmalıdır. Kondansatörün şarj vedeşarj oranlarının verildiği tablo değerlerinin hesaplanması aşağıdaki gibi yapılır. Laboratuvar çalışmaları sonucu bir kondansatörün;

1 TC zamanında kaynak geriliminin **% 63'** üne şarj olduğu belirlenmiştir.

Buna göre uygulama voltajı ile **1 TC** zamanı sonunda kondansatör üzerindeki gerilim farkı % olarak **100 - 63 = % 37** olarak bulunur. Bu fark voltajına, **geçerli olan voltaj** adı verilir.

2 TC zamanında kondansatör bu fark voltajının **% 63'** üne şarj olacağından **%(37 × 63) = % 23.3** bulunur. Bu değer ilk şarj oran değerine eklendiğinde **63 + 23.3 = % 86.3** oranı bulunur.

3 TC zamanında **%(100 – 86.3) = % 13.7** (kalan oran). Bu oran **% 63'** le çarpıldığında;

%(13.7 × 63) = % 8.6 bulunur. Bu değeri toplama eklediğimizde **86.3 + 8.6 = % 94.9** bulunur.

4 TC zamanında **%(100 – 94.9) = % 5.1** (kalan oran). Bu oran **% 63'** le çarpıldığında;

%(5.1 × 63) = % 3.2 bulunur. Bu değeri toplama eklediğimizde **94.9 + 3.2 = % 98.1** bulunur

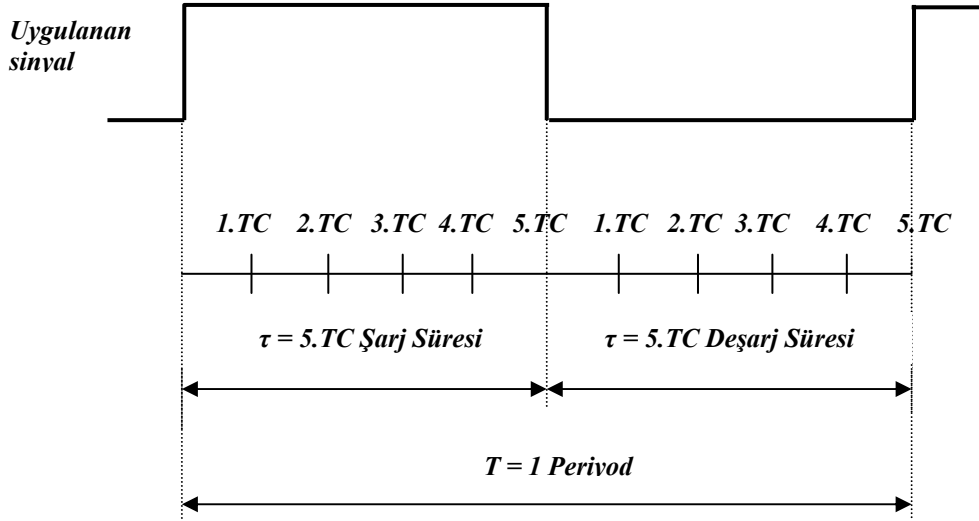
5. TC zamanında **%(100 – 98.1) = % 1.9** (kalan oran). Bu oran yine **% 63'** le çarpıldığında;

%(1.9 × 63) = % 1.2 bulunur. Bu değeri toplama eklediğimizde **98.1 + 1.2 = % 99.3** bulunur.

Teorik olarak bir kondansatör **5 TC** sonunda hiçbir zaman kaynak geriliminin **% 100'** üne şarj olmaz. Bu oran Tablo 2.1' den ve yapılan hesaplamalardan da görüldüğü gibi **% 99.3'** tür. Ancak aradaki dikkate alınmayacak kadar küçük bir orandır.

Buraya kadar anlatılan bölümde kondansatörün şarj veya deşarj konusu ele alınmıştır. RC devrelerde diğer bir belirleyici zaman etkeni ise, kondansatörün şarjı ve deşarjı esnasında geçen süredir. Bu süre, 1 periyoda karşılık gelir. Dolayısıyla periyodun belirlenmesi frekansın bulunmasına yardımcı olacaktır.

Yukarıdaki hesaplamalardan yola çıkarak; şarj süresi ve deşarj süresi $5TC + 5TC$ olarak alındığında toplam periyodun oluşma süresi $T = 10 TC$ olarak bulunur. Bu durum Şekil 2.3' te gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Kondansatörün şarj ve deşarj süre grafiği

Şekil 2.3' te görüldüğü gibi bir periyodun süresi $T = 10. TC$ ' dir. Buna göre frekans aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$F = \frac{1}{T}$$

$$T = 10 TC$$

$$F = \frac{1}{10.TC}$$

$$F = \frac{1}{10.RC} \text{ olur.}$$

2.1.2 KONDANSATÖRÜN ŞARJ OLMA HIZI

Bir kondansatörün levhalarında toplanan Q yükü ile levha arasında uygulanan kaynak gerilimi arasındaki $C = \frac{Q}{E}$ oranının kondansatörün kapasitesini belirlediğini ve bir kondansatörden birim zamanda geçen akımın $I = \frac{Q}{t}$ olduğunu elektrik dersinde öğrenmiştik.

Buna göre her iki formüldeki Q yüklerini birbirine eşitlediğimizde; $C.E = I.t$ olur.

Buradan,

$$C = \frac{I.t}{E} \text{ (Amper saniye / volt = Farat) sonucuna varılır.}$$

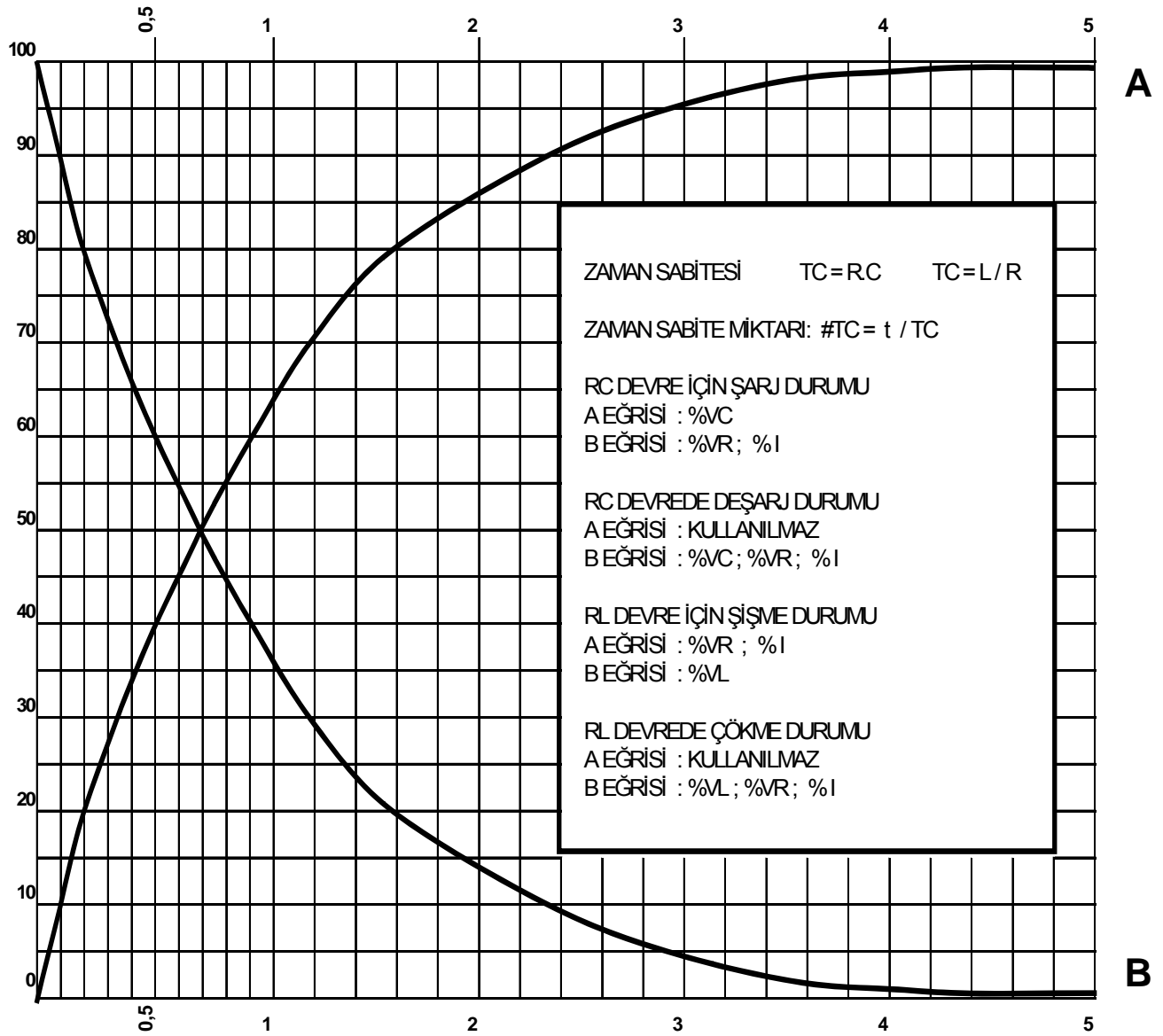
Öte yandan $\frac{\Delta E}{\Delta t}$ oranı kondansatörün birim zamanda olacağı şarj miktarını verir. Voltaja bağlı olarak

şarj olma hızı (*Rate of Charge_{voltage} – roc_e*);

$$roc_e = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{I}{C} \text{ formülüyle bulunur.}$$

$TC = t / TC$ oranı ise zaman sabite miktarını verir.

Bir kondansatörün veya bobinin şarj ve deşarj eğrileri Şekil 2.2' de grafiksel olarak verilmiştir. **RC** zaman sabitesi ve bir sonraki konuda incelenecek olan **LR** zaman sabitesi ile ilgili problemler bu grafik yardımıyla çözülecektir.



Şekil 2.4 Kondansatör ve bobinin universal şarj / deşarj ve zaman sabite eğrileri

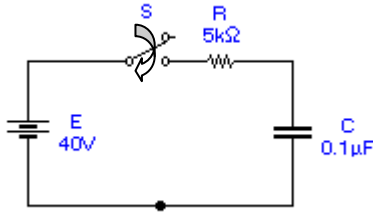
Şekil 2.4' teki grafik incelendiğinde, kondansatörün şarjı ve deşarjı esnasında çeşitli sürelerdeki voltaj seviyesinin net biçimde belirlenebileceği görülmektedir. Konu ile ilgili aşağıdaki örnek dikkatle incelenmelidir.

ÖRNEK : 1

$5\text{ K}\Omega$ luk bir direnç ile $0.1\text{ }\mu\text{F}$ ' lık bir kondansatör seri olarak 40 VDC değerindeki kaynağa seri bağlıdır. Devredeki anahtar kapatıldıktan $1200\text{ }\mu\text{sn}$ sonra kondansatör üzerindeki % gerilimi, direnç üzerindeki gerilimi ve devreden geçen akımı bulunuz.

CÖZÜM :

Çözüme başlamadan önce devre şeklinin çizilmesi çözümü basitleştirecektir.



Devredeki anahtarın kapatıldığı $t=0$ anında; devreden geçen akım bilindiği gibi maksimumdur. Daha sonraki zamanlarda kondansatörün şarj hızına bağlı olarak bu akımda azalma; kondansatör üzerindeki gerilimde ise artma görülecektir. 5 TC sonunda kondansatör kaynak geriliminin tamamına şarj olması gerekir.

Buna göre; ilk olarak TC' yi bulmamız gerekir.

$$TC = R \times C = 5000 \times 0.1 \cdot 10^{-6}$$

$$TC = 0.5\text{ msn} = 500\text{ }\mu\text{sn}.$$

Toplam süre $1200\text{ }\mu\text{sn}$ olduğuna göre;

$$\# TC = t / TC = 1200 / 500 = 2.4\text{ olur.}$$

Bu oran, kondansatörün hangi TC' de kaynak voltajının % olarak hangi seviyesine şarj olduğunu, şarj eğrisinden bulunmasını sağlar. Yani grafikteki şarj eğrisinin (*A Eğrisi*) $2.4\text{ TC}'$ sine bakılmalıdır. Şekil 2.4' te bu noktaya bakıldığında kondansatörün, kaynak geriliminin % $91'$ ne şarj olduğu görülür. Kaynak gerilimi 40 V olduğuna göre, anahtar kapatıldıktan $1200\text{ }\mu\text{sn}$ sonra kondansatör üzerindeki gerilim aşağıdaki gibi bulunur.

$$\% U_C = (40 \times 91) \times \% = 36.4 V.$$

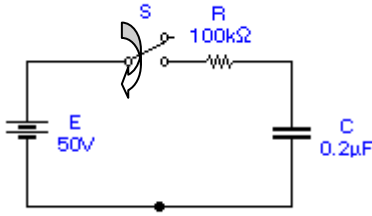
Buna göre $1200. \mu sn'$ de direnç üzerindeki gerilim kaynak gerilimi ile kondansatör üzerindeki gerilimin farkı kalacaktır. Bu da;

$$U_R = E - U_C = 40 - 36.4 = 3.6 V. \text{ olur.}$$

Bu anda devreden geçen akım U_R / R' den bulunabilir.

$$I = U_R / R = 3.6 / 5 = 0.72 mA.$$

ÖRNEK : 2



Şekildeki devrede kondansatör boş durumdadır. Anahtar kapandığı andan itibaren, kondansatörün $30 Volt'$ a şarj olabilmesi için gerekli olan zaman sabite miktarını hesaplayınız.

CÖZÜM :

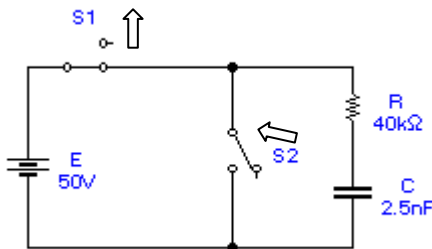
Bu örnekte sorulan zaman sabite miktarını bulabilmek için Örnek:1' deki çözüm yolunun tersi uygulanmalıdır. Yani önce kondansatörün $30 Volt'$ a şarj olduğu anda, kondansatör üzerindeki gerilimin kaynak voltajına % oranının bulunması ve bu oranın grafikte değerlendirilmesi gerekir.

$$U_C / E = (30 / 50) \times 100 = \% 60$$

Bulunan bu oran zaman sabite eğrisinde kondansatörün şarj eğrisinin, dikey eksenin % 60 noktasıyla kesiştirildiğinde;

Zaman Sabite Miktarı = 0.9 olarak bulunur.

ÖRNEK : 3



Şekildeki devrede; S_1 anahtarı, kondansatör kaynak voltajına şarj oluncaya kadar kapalı tutulup sonra açılmaktadır. S_2 anahtarı ise S_1 açıldığı anda kapatılıyor. Anahtar pozisyonları bu konumda iken; $130 \mu sn$ sonra kondansatörün deşarj %' sini, U_C , U_R gerilimlerini ve devre akımını bulunuz.

CÖZÜM:

Devredeki S_1 anahtarı, kondansatör kaynak gerilimine şarj oluncaya kadar kapalı tutulup şarj bittikten sonra açıldığı için bu anda $U_C = E = 50 \text{ V}$, U_R ise 0 Volt ' tur. Yine bu anda devreden geçen akım 0 Amper 'dir. Ancak aynı anda S_2 anahtarı kapatıldığı için kondansatör belli bir zaman sabitesine göre deşarj olmaya başlayacaktır. Bu andan $130 \mu\text{sn}$ sonraki zaman sabitesi aşağıdaki gibi bulunur.

$$TC = \frac{t}{R.C} = \frac{130.10^{-6}}{40.10^3 \times 2.5.10^{-9}} = 1.3$$

Bu zaman sabite miktarını zaman sabite eğrisindeki yatay ekseninde bulup kondansatörün deşarj eğrisiyle (**B Eğrisi**) karşılaştırdığımızda, kondansatör üzerindeki gerilimin % 27.5 olduğu dikey eksenden bulunur. Bu değer gerilime çevrildiğinde kondansatör üzerindeki gerilim bulunur.

$$U_C = 50 \times 0.275 = 13.75 \text{ Volt}$$

Bu anda direnç üzerindeki gerilim kondansatör üzerindeki gerilime eşittir.

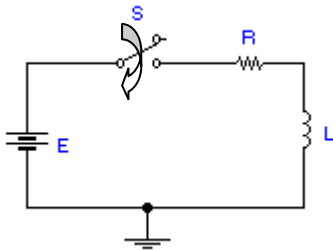
$$U_R = 13.75 \text{ Volt} \text{ *** (Bunun nedenini tartışınız.)}$$

Bu anda devreden geçen akım ise dirençten geçen akıma eşittir.

$$I = U_R / R = 13.75 / 40 = 344 \mu\text{A}.$$

Kondansatörün deşarj %' si ise 1.3 zaman sabite miktarı ile şarj eğrisinin (**A Eğrisi**) kesiştiği nokta olup %72.5' tir.

2.1.3 RL DEVRESİ ZAMAN SABİTESİ



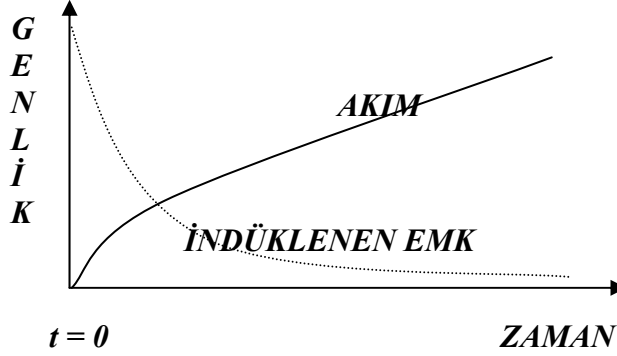
Şekil 2.5 RL Devresi

Şekil 2.5' te seri RL devresi görülmektedir. Devredeki S anahtarı kapatıldığı t_0 anında bobinin **DC** ye karşı reaksiyonu dolayısıyla devreden hiç akım geçmeyecektir. Yani t_0 anında bobin **DC** ye açık devre özelliği gösterir. Bu anda bobin üzerindeki gerilim kaynak voltajına eşittir. Ancak t_0 anından sonraki

zamanlarda bobin üzerine uygulanan gerilimden dolayı bobin üzerinde bir zıt **emk** indüklenir. Bu emk devreden geçen akım nedeniyle çökmeye başlar. Devreden geçen akım yükselmeye başladıkça bobin üzerindeki gerilim azalır.

Bobin ideal olarak düşünülürse, sonsuz zamanda $U_L = 0 \text{ Volt}$, devreden geçen akım ise maksimum olur. Ancak pratikte her bobinin bir omik dirence sahip olduğu düşünülürse; bu değerler teorik olarak yaklaşık alınmalıdır.

Bobin, yukarıda anlatılan bu özelliğinden dolayı üzerinden geçen akımı depolar. Şekil 2.6'da anahtarın kapandığı t_0 anından, sonsuz t zamanına kadar geçen sürede devre akımıyla, bobin üzerinde indüklenen gerilim eğrileri verilmiştir.



Şekil 2.6 Bobinin DC'ye gösterdiği akım ve gerilim tepki eğrileri

Şekil 2.6'da görüldüğü gibi $t = 0$ anında bobin üzerindeki gerilim maksimum değerde iken, (en fazla kaynak gerilimi kadar olabilir) akım sıfırdır. Zaman belli bir seviyeye geldiğinde gerilim üssel olarak azalırken, akım ise yine üssel bir artış gösterir. Akım ve gerilimin üssel fonksiyon göstermesi bobinin saf endüktif olmayışı, mutlaka bir omik iç direnci olmasından kaynaklanmaktadır. Aynı zamanda bu değişim oransal ve rakamsal olarak Şekil 2.4' teki grafikteki **A ve B** eğrisi üzerinden okunabilir.

Bobin üzerinden belirli bir zamanda geçen akımın geçtiği zaman dilimine oranına değişim hızı (**rate of change**) denir. Aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$Roc = \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

Doğru akımın bobine uygulandıktan sonra, bobinde oluşan akım ve gerilim değişimleri matematiksel olarak aşağıdaki gibidir.

$$L = \frac{e}{\frac{\Delta I}{\Delta t}}$$

$$e = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

$$Roc_I = \frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{e}{L}$$

Roc_I = Birim zamana göre bobin akımındaki değişim hızı.

e = Bobin üzerinde indüklenen voltaj (**zıt emk**).

L = Endüktans değeri

Buraya kadar anlatılan bölümde bobinin DC devrede gösterdiği özelliklerden bahsedilmiştir. Şimdi DC devrede bobinin zaman sabitesine ilişkin matematiksel ifadeler incelenecektir. Hatırlanacağı gibi RC devresinde zaman sabitesini $TC = R.C$ olarak öğrenmiştik. RL devresinde ise zaman sabitesi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$TC = \frac{L}{R}$$

Burada dikkat edilecek nokta, zaman sabitesinin devre direncine bağımlı olmasıdır. Devre direnci ne kadar büyük olursa zaman sabitesi miktarı o oranda düşer. Diğer bir deyimle zaman sabitesinin uzun olabilmesi için devre veya bobin direncinin düşük olması gerekmektedir. Bobin değeri ise kullanılan devreye göre seçileceği için sabit tutulacaktır. Bobinin sarıldığı iletkenin cinsinin ve izolasyonunun bobinin omik direncine etki eden faktörler olduğu daha evvelki konularda anlatılmıştı.

RC devrelerde olduğu gibi, LR devrelerde de bobinin üzerindeki manyetik alanı oluştuktan sonra indüklenen zıt emk'in çöküşü veya bobin üzerinden geçen akımın maksimum değere ulaşabilmesi için $5TC$ süresi geçmesi gerekir. Bahsi geçen TC zamanları yine Tablo 2.1 kullanılarak bulunur. Bu zamanın bulunabilmesi için aşağıdaki formül kullanılır.

$$TC = \frac{t}{L/R} = \frac{R.t}{L}$$

TC = Zaman sabite miktarı

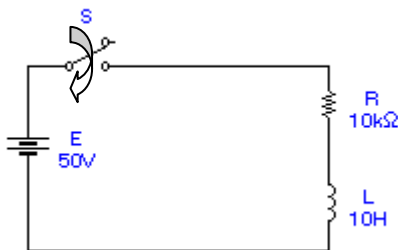
t = Yükselme ve düşüş için izin verilen zaman

L = Endüktans değeri

R = Devre direnci

Buraya kadar anlatılan bölümün pekiştirilebilmesi için aşağıdaki örnekler dikkatle incelenmelidir.

ÖRNEK : 1



Şekildeki devrede anahtar kapatıldıktan $2800 \mu s$ sonraki zaman sabite miktarını, devre akımını ve maksimum akımı, direnç ve bobin üzerinde düşen gerilim düşümelerini hesaplayınız.

ÇÖZÜM:

İlk olarak izin verilen zaman ($2800 \mu sn$) içindeki zaman sabite miktarını bulalım:

$$TC = \frac{R \cdot t}{L} = \frac{(10 \cdot 10^3)(2800 \cdot 10^{-6})}{10} = 2.8$$

2.8 olarak bulunan zaman sabite miktarının Şekil 2.4'teki A eğrisini kestiği noktadan sola gidilerek dikey ekseni kestiği değer bulunur. Bu değer % 94'tür. Yani o andaki akım değerinin maksimum akıma oranıdır. Buradan elde edilen veriye dayanarak maksimum akım bulunabilir.

$$I_{max} = E / R = 50 / 10 = 5 \text{ mA.}$$

Bu değer yardımıyla devreden geçen akım aşağıdaki gibi bulunur:

$$I = 5 \times \%94 = 4.7 \text{ mA.}$$

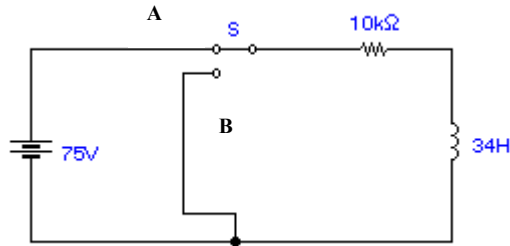
Devreden geçen akım bilindiğine göre; anahtar kapatıldıktan $2800 \mu sn$ sonra devre elemanları üzerindeki gerilim düşümleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$U_R = I \cdot R = 4.7 \times 10 = 47 \text{ Volt}$$

$$U_L = E - U_R = 50 - 47 = 3 \text{ Volt}$$

Görüldüğü gibi LR devresine DC enerji uygulandıktan belli bir süre sonucunda bobin üzerindeki gerilim miktarı azalırken; direnç üzerindeki gerilim, kaynak gerilimine yakın bir değer almaktadır.

ÖRNEK : 2



Şekildeki devrede S anahtarı A konumundan, B konumuna alındığı andan **1200 μ sn** sonra, akımdaki azalma %' sini hesaplayınız.

CÖZÜM :

Çözüme başlanmadan önce, devre dikkatle incelenip devre takibi yapılmalıdır. S anahtarı A konumunda iken R-L seri devresi üzerinden akım maksimum seviyeye ulaşmış durumdadır. Bobin üzerinde indüklenen **zıt emk** minimum seviyededir. Çünkü devre kararlı durumdadır. Ancak S anahtarı, A konumundan B konumuna alındığı anda bobin üzerinde depolanan akım seviyesi düşmeye başlayacaktır. **1200 μ sn** sonraki akımdaki bu değişim %' si sorulduğuna göre, ilk olarak izin verilen zaman sabite miktarının hesaplanması gerekir.

$$TC = \frac{R.t}{L} = \frac{10.10^3 \times 1200.10^{-6}}{34} = 0.35$$

Bulunan bu oran Şekil 2.4' teki grafikteki **B** eğrisinde yerine konulduğunda dikey eksen den **% 70** olarak okunur. Buradan şu sonuç çıkar:

Bobin üzerindeki depolanan akımın (**% 100 - % 70**)' i direnç üzerinden akıtılarak harcanmıştır. Yani akımdaki azalma miktarı ise **% 30** olarak belirlenir.

2.1.4 ZAMAN SABİTELERİNİN SINIFLANDIRILMASI

Zaman sabitesi, RC devrelerde R ve C değerlerine veya LR devrelerde R ve L değerlerine bağlıdır. Fakat devredeki elemanların değerleri, hiçbir zaman, zaman sabitesinin uzun veya kısa olduğunu belirleyemez. Zaman sabitesinin uzunluğu veya kısalığı, karşılaştırıldığı referans zamana bağlıdır. Örneğin kare dalgalarda kıyaslama olarak kullanılan referans zaman, bir alternansa ait **5TC** süreli τ değeridir. Bir alternansa ait zaman ile **TC** arasındaki ilişki; kısa, orta ve uzun zaman sabitesini belirleyen tek faktördür. Eğer zaman sabitesi (**TC**), bir alternansa ait zaman süresinden uzun ise; **zaman sabitesi uzundur** denir. Eğer bu süre, alternansın devam süresinden kısa ise **zaman sabitesi kısadır** denir.

Bu konuya ilişkin matematiksel ifadeler aşağıda gösterilmiştir.

$$\tau / TC \leq 1 / 10 \Rightarrow \text{Uzun Zaman Sabitesi}$$

$$\tau / 10 \leq 1 / 10 \Rightarrow 10.\tau \leq TC$$

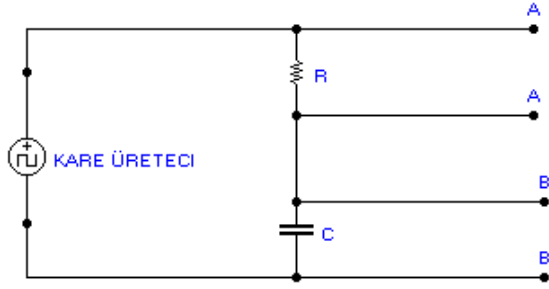
$$\tau / TC \geq 1 / 10 \Rightarrow \text{Kısa Zaman Sabitesi}$$

$$\tau / 10 \geq 1 / 10 \Rightarrow 10.\tau \geq TC$$

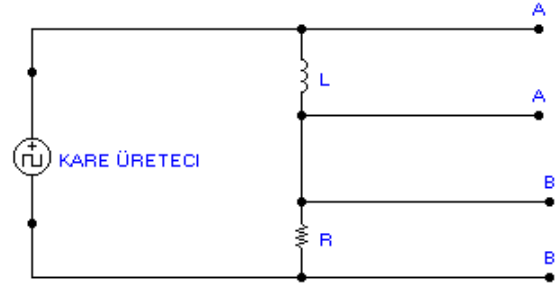
Eğer herhangi bir devreye ait zaman sabitesi yukarıdaki değerlerin arasında ise **buna orta zaman sabitesi** denir.

$$1/10 \leq \tau / TC \leq 10$$

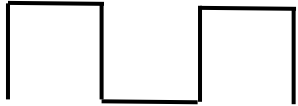
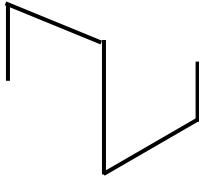
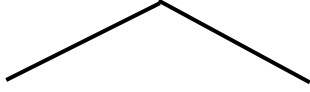
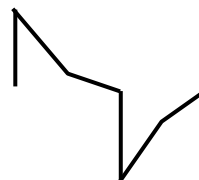

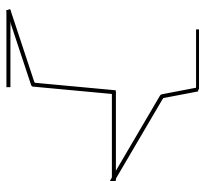
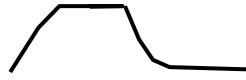
2.1.5 DALGA ŞEKİLLENDİRME İŞLEMİ



Şekil 2.7 RC Dalga Şekillendirici Devresi.



Şekil 2.8 RL Dalga Şekillendirici Devresi.

GİRİŞ DALGASI		
	A – A ÇIKIŞI RC devrede E_R çıkışı RL devrede E_L çıkışı	B – B ÇIKIŞI RC devrede E_C çıkışı RL devrede E_R çıkışı
ÖRNEK:1 UZUN ZAMAN SABİTELİ τ / RC veya $R \cdot \tau / L \leq 0.1$		
ÖRNEK:2 ORTA ZAMAN SABİTELİ $0.1 \leq (R \cdot \tau) / L$ veya $\tau / RC \leq 10$		
ÖRNEK:3 KISA ZAMAN SABİTELİ τ / RC veya $(R \cdot \tau) / L \geq 10$		

Şekil 2.9 RC ve RL Dalga Şekillendirici Devreleri Çıkış Dalga Şekilleri

Şekli 2.7'deki RC ve 2.8'deki RL devresi girişlerine kare dalga uygulanarak, devre çıkışlarında çeşitli zaman sabitelerine göre elde edilen çıkış sinyalleri Şekil 2.9'da tablo biçiminde gösterilmiştir.

Şekildeki 1 no'lu örnekte Uzun Zaman Sabiteli A-A çıkışı, RC devresinde; direnç üzerinden veya RL devresinde; self (bobin) üzerinden alınan çıkışlardır. Bu çıkıştaki sinyal, giriş sinyali ile genlik ve şekil olarak benzeşmekte olup; önemli bir değişme gözlenmemektedir. Aynı örnekte B-B çıkışı ise, RC devresinde direnç üzerinden veya RL devresinde direnç üzerinden alınan çıkışlardır. Burada ise çıkış sinyali, girişle genlik ve biçim olarak hiçbir benzerlik göstermemektedir. Girişten kare dalga sinyali uygulanmasına rağmen çıkıştan üçgen dalga formu bir sinyal alınmıştır.

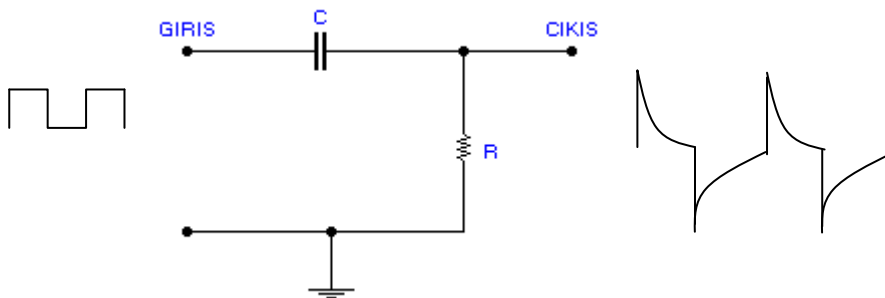
2 no'lu örnekte Orta Zaman Sabiteli A-A çıkışındaki sinyal, giriş sinyaline oranla genlik olarak daha yüksektir. Şekil olarak da distorsiyona (bozulma) uğramıştır. Aynı örnekte B-B çıkışından alınan sinyalle, giriş sinyali arasında genlik ve biçim olarak hiçbir benzerlik göstermemektedir. Girişten kare dalga sinyali uygulanmasına rağmen çıkıştan testere dişi formuna yakın bir sinyal alınmıştır.

3 no'lu örnekte ise Kısa Zaman Sabiteli A-A çıkışındaki sinyal, giriş sinyalinin genlik olarak iki katı büyüklüğündedir. Şekil olarak yine distorsiyona uğramıştır. Aynı örnekte B-B çıkışından alınan sinyalle, giriş sinyali arasında genlik ve biçim olarak bir benzerlik gözlenmektedir. Girişten uygulanan kare dalga sinyali, çıkışta yine kare formuna yakın bir özellik göstermekte olup; fazla bir distorsiyona uğramamıştır.

Sonuç olarak RC ve RL devrelerine uygulanan kare dalga, çeşitli zaman sabitelerinde farklı sinyallere dönüşebileceği görülmektedir. Ancak bu devrelerin çalışma mantığını anlayabilmek için dalga şekillendirici devrelerin temelini oluşturan türev (differentiation) ve integral (integration) alıcı devrelerin incelenmesi gerekmektedir. İlk olarak türev alıcı devreler incelenecektir.

2.1.6 TÜREV ALICI DEVRELER

Türev alıcı devreler, giriş sinyalinin değişim süratine (*roc*) bağlı olarak, çıkışta farklı bir sinyal şekli oluşturan devrelerdir. Türev alıcı devrelerinde kısa zaman sabitesi kullanılır. RC devrelerde çıkış direnç üzerinden; RL devrelerde ise çıkış bobin üzerinden alınır.

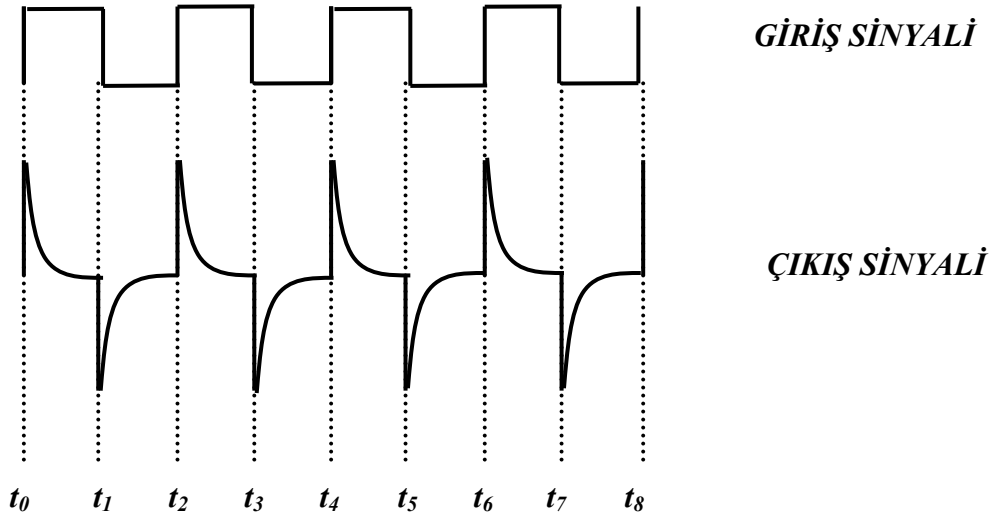


Şekil 2.10 Türev Alıcı Devre Şeması (Kısa Zaman Sabiteli Devre)

Şekil 2.10'da görüldüğü gibi türev alıcı devre girişine kare dalga uygulanmıştır. Devre çıkışından alınan sinyal ise genlik ve form olarak değişikliğe uğramıştır.

Bu değişimin nedeni şöyle açıklanabilir:

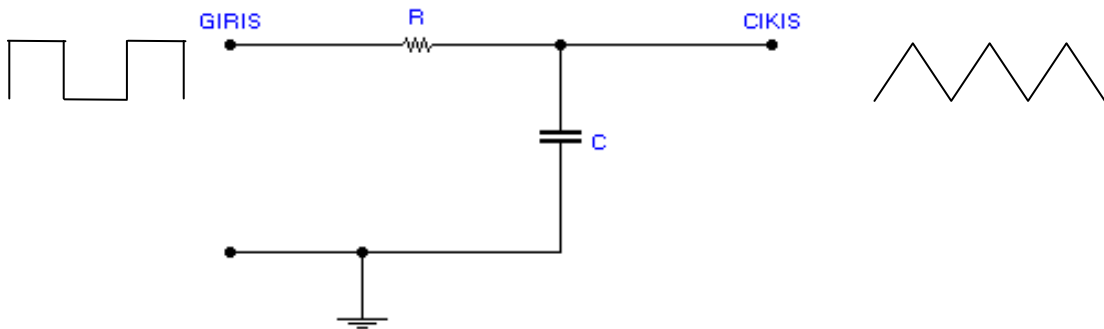
Şekil 2.11'de giriş ve çıkış sinyalleri görülen türev alıcı devre girişinde bulunan kondansatöre kare dalga uygulandığında; kondansatör bu gerilimin tepe değerine şarj olur. $t_0 - t_1$ anında giriş sinyalinde herhangi bir değişiklik meydana gelmediğinden dolayı çıkış voltajı sıfıra düşmektedir. Çıkış voltajının sıfıra düşüş hızı, devrenin zaman sabitesine bağlıdır.



Şekil 2.11 Türev alıcı devre giriş – çıkış sinyalleri

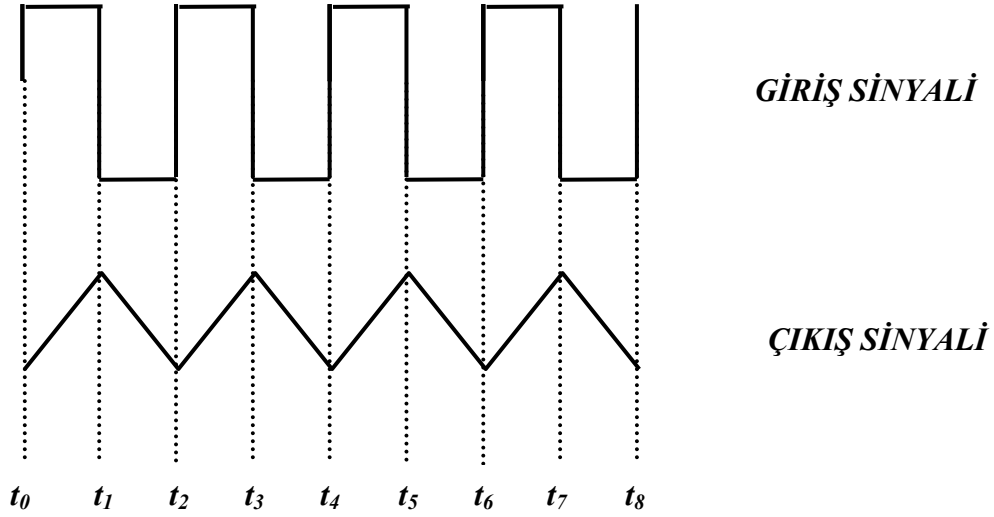
t_1 anında giriş tekrar aniden, ters yönde değişikliğe uğramaktadır. Dolayısıyla çıkış voltajı da buna paralel olarak maksimum değere ters yönde şarj olur. Bu değişimler daha sonraki alternanslarda aynen birbirini takip eder. Sinyaldeki form değişikliği ise kondansatörün şarj ve deşarjı ile ilgilidir. Daha önce de anlatıldığı gibi aynı işlemler, RL devresi kullanılarak da gerçekleştirilebilir. Ancak çıkış sinyalinin bobin üzerinden alınması gerekmektedir.

2.1.7 İNTEGRAL ALICI DEVRELERİ



Şekil 2.12 İntegral alıcı devre şeması

Şekil 2.12’de İntegral alıcı devre şeması görülmektedir. Çalışma mantığı olarak türev alıcı devresiyle zıtlık gösterir. İntegral alıcı devrede uzun zaman sabitesi kullanılmaktadır. Hatırlanacağı gibi, türev alıcı devre girişine kare dalga uygulandığında, çıkıştan sivriltilmiş dalga elde ediliyordu. İntegral alıcı devre girişine de kare dalga uygulanıp, çıkıştan üçgen dalga formunda bir sinyal elde edilmektedir. Bu farkın nedenlerinden birincisi kondansatör ile direncin yerlerinin değişmiş olması; ikincisi de bu devrede uzun zaman sabiteli devre kullanılmasıdır. Devrenin giriş – çıkış sinyal bağıntıları Şekil 2.13’te gösterilmiştir.



Şekil 2.13 İntegral alıcı devre giriş – çıkış sinyalleri

Devre girişine uygulanan kare dalga sinyali, t_0 anında sıfır seviyesindedir. Bu anda kondansatör üzerindeki şarj seviyesi de aynıdır. $t_0 - t_1$ arasında; kondansatör, uygulanan gerilime şarj olurken; çıkış gerilimi de genlik olarak doğrusal bir biçimde artış gösterir. t_1 anında giriş gerilimi (+) maksimum değerden, (-) maksimum değere gelir. Bu andaki giriş geriliminin azalması kondansatörün deşarj olmasına neden olacaktır. Kondansatörün deşarj eğrisi yine doğrusal eğimli olacaktır. $t_1 - t_2$ zaman aralığında ise giriş gerilimi sürekli (-) maksimum değerde olacağından, bu anda kondansatör tamamen deşarj olacaktır. t_2 anında ise giriş gerilimi periyodunu tamamladığı için tekrar başlangıç noktasına döneceğinden aynı olaylar tekrar edecektir. Dikkat edilecek olursa İntegral Alıcı Devresi, Türev Alıcı Devresiyle zıt mantık olarak çalışmaktadır.

Buraya kadar incelenen Türev ve İntegral Alıcı devreleri, daha önce de belirtildiği gibi sadece RC devreleriyle gerçekleştirilmez. Aynı işlevleri RL devreleriyle yapmak da mümkündür. Devre çalışma mantıkları RC devreleri ile aynı olacağından; RL devreleri tekrar anlatılmayacak olup özet bilgi verilmesi yeterli olacaktır. *RL devresinin zaman sabitesi kısa ve çıkış bobin üzerinden alınıyor ise buna Türev Alıcı Devre; zaman sabitesi uzun ve çıkış direnç üzerinden alınıyorsa buna da İntegral Alıcı Devre adı verilir.*

BÖLÜM III

YARIİLETKEN ESASLARI

3.1 GİRİŞ

XIX. YY'ın sonlarında başlayıp XX.YY'ın başlarına kadar sürdürülen bilimsel çalışmalar sonucu bulunan yarı iletkenler;elektronik sanayisinin oluşup hızla gelişmesini sağlamıştır.

1880'li yıllarda Curie kardeşlerin kristaller üzerinde yaptıkları çalışmalar sonucu; belli bir basınç altında kristaller üzerinde bir gerilim oluştuğu saptanmıştır. Bu çalışmaların ışığı altında enerji dönüşümleri konusunda önemli adımlar atılmıştır.

1900'lü yıllarda bir selenyumun iletkenle birleştiği noktadan tek yönlü akımın geçtiği anlaşılmıştır. Daha sonraki yıllarda bu buluşlar geliştirilerek; 1930 yılında germanyum diyot, 1948 yılında ise ilk transistör üretilmiştir.

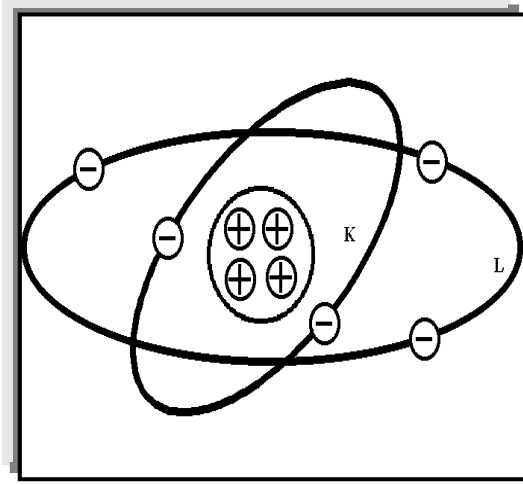
Transistör deyimi, transfer ve rezistör kelimelerinin birleştirilmesinden meydana gelmiştir. Transistör, akımı kontrol edebilen elektronik devre elemanı olması nedeniyle çok önemli bir malzemedir. Bu bölümde kristal diyotun ve transistörün oluşumu konuları incelenecektir. Bu konuların daha iyi anlaşılabilmesi maksadıyla Elektrik Dersinde görülen iletken, yalıtkan ve yarıiletken konularının tekrarlanması yararlı olacaktır.

3.1.1 İLETKEN, YALITKAN VE YARIİLETKENLER

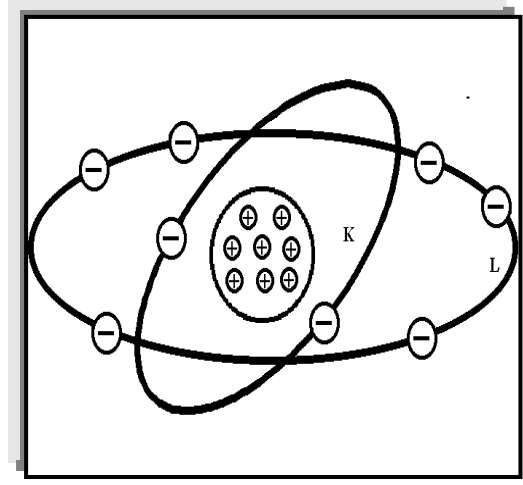
Atomun dış yörüngesinde değişik sayıda elektron bulunabilir. Bilindiği gibi bu sayı sekizden fazla olamaz. Dış yörüngelerinde sekiz elektron bulunan yörüngelere "doymuş yörünge" adı verilir. Doymuş yörüngeye sahip olan atomlar, elektronlarını kolay kolay bırakmaz. Asal gaz olarak bilinen Helyum (He), Neon (Ne), Argon (Ar) ve Kripton (Kr) gazların atomları böyledir.

Dış yörüngelerindeki elektron sayısına bağlı, olarak bazı atomlar elektron vermeye, bazıları da elektron almaya çalışırlar. Genel olarak dış yörüngelerinde dörtten az elektronu bulunan ve serbest elektron sayıları çok fazla olan atomlar **elektron vermeye**, dörtten fazla elektronu bulunan ve serbest elektron sayıları çok az olan atomlar ise **elektron almaya** yatkındır. L dış yörüngesinde 3 elektron bulunan bor (B) atomu Şekil 3.1' de verilmiştir. Bu yörüngenin doyması için 5 elektrona ihtiyaç duyacağı düşünüldüğünde; 5 elektron almak yerine, kendi 3 elektronunu vermesinin daha kolay olacağı görülür.

Benzer şekilde Şekil 3.1' de verilen oksijen (O) atomu, dış yörüngesini doymuş hale getirmek için L dış yörüngesinde bulunan 6 elektronu vermek yerine dışardan 2 elektron alacaktır.



Şekil 3.1 Bor atomu



Şekil 3.2 Oksijen atomu

Yukarıda kısaca özetlenen bilgilerden de anlaşılacağı üzere; atomların son yörüngesindeki elektron sayısı o elementin özelliklerini belirler. Konumuzu ilgilendiren atomların sınıflandırılması aşağıdaki tanımlarda açık olarak verilmiştir.

İletken : Dış yörüngelerinde 4' ten az elektron bulunan ve serbest elektron sayıları çok fazla olan maddelere denir (bakır, alüminyum, demir vb.).

Yalıtkan : Dış yörüngelerinde 4' ten fazla elektron bulunan ve serbest elektron sayıları yok denecek kadar az olan maddelere denir (cam, kauçuk, hava vb.).

Yarıiletken : Ne iyi bir iletken, ne de iyi bir yalıtkan olan ve dış yörüngelerindeki elektron sayısı 4 olan maddelere denir (karbon, germanyum, silisyum vb.).

Uygulamada iletkenler, elektrik akımını bir yerden başka bir yere iletmede; yalıtkanlar, elektrik akımından korunmakta ve elektrik akımının bulunmaması gereken yerleri yalıtmakta; yarıiletkenler ise, diyot, transistör gibi akımın kontrollü iletimini sağlayan elemanların imalatında kullanılmaktadır.

Bu bölümde elektroniğin başlıca konusu olan yarı iletkenler incelenecektir. Tablo 3.1' de çeşitli elementlerin cm^3 başına, elektrik akımına karşı göstermiş oldukları dirençler tablo halinde verilmiştir.

Bu elementlerden dirençleri çok düşük olanlara **iletken**, çok yüksek olanlara **yalıtkan**; dirençleri iletken grubuna sokulamayacak kadar yüksek, yalıtkan grubuna sokulamayacak kadar düşük olanlara ise **yarıiletken** denir. Bu kapsamda elektronik endüstrisinin başlıca malzemeleri olan, germanyum, silisyum, bakır oksit, arsenik, indium, galyum gibi elementler, yarıiletken özellikleri gösterir.

ELEMENT ADI	CM³ BAŞINA DÜŞEN ELEKTRİKİ DİRENÇ (Ω / cm^3)
GÜMÜŞ	10^{-7}
BAKIR	10^{-6}
ALÜMİNYUM	10^{-4}
KARIŞIMLI GERMANYUM	1
TRANSİSTÖR GERMANYUMU	1.5
TRANSİSTÖR SİLİKONU	1.6
SAF GERMANYUM	50
SAF SİLİKON	10^4
TAHTA	10^8
CAM	10^{10}
MİKA	10^{12}

Tablo 3.1 Elementlerin elektriki direnç tablosu

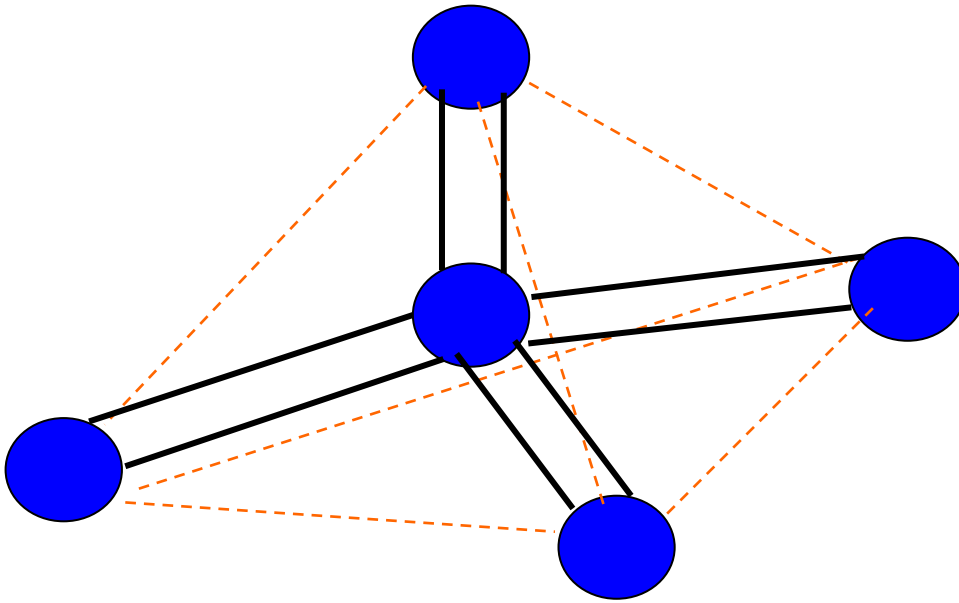
Yarıiletken atomlarının son dış yörüngelerindeki elektron sayısı 3 ile 6 arasında değişmektedir. Kristal diyot ve transistör yapımında en çok germanyum ve silisyumdan yararlanılır. Germanyum ve silisyum atomlarının en son yörüngesindeki serbest (**valans**) elektron sayıları (**4 elektron**) aynıdır. İndium, galyum, arsenik, antimuan gibi yarıiletkenler ise transistör ve diyot yapımında katkı malzemesi olarak kullanılırlar. Yarı iletken yapımında ilk zamanlarda, germanyum elementinin daha sık kullanılması; eski temel elektronik kitaplarında germanyumun incelenmesini gerektiriyor idi. Ancak; germanyum hemen hemen hiç kullanılmamaktadır.

Günümüzde yarıiletken yapımında daha çok silisyum elementi kullanıldığından bu maddenin incelenmesi daha doğru olacaktır.

3.1.2 SİLİSYUMUN KRİSTAL YAPISI

Germanyum ve silisyum karakteristik yapı olarak birbirlerine benzemektedirler. Dolayısıyla Silisyumun incelenmesi sırasında germanyum da analiz edilmiş olacaktır. Silisyum elementinin cm^3 başına direnci Tablo 3.1' de de belirtildiği gibi $1.6 \Omega/\text{cm}^3$ 'dir. Ayrıca her iki madde (Ge, Si) ısı ve ışıkla etkilenebilmektedir. Bu maddelere elektrik akımı uygulandığında bir takım değişimlerin oluşması yarıiletken kavramının yerleşmesine ve gelişmesine neden olmuştur.

Silisyumun, atomik yapısı incelendiğinde kristalize bir yapıda olduğu görülür. İncelemeler sonucu; silisyumun atomik yapısının, periyodik olduğu (sürekli kendini tekrarlayan) saptanmıştır. Atomların bu yapısının tümüne **Kristal** , periyodik düzenine de **Örgü** denir. Şekil 3.3'te silisyuma ilişkin kristal yapı görülmektedir.

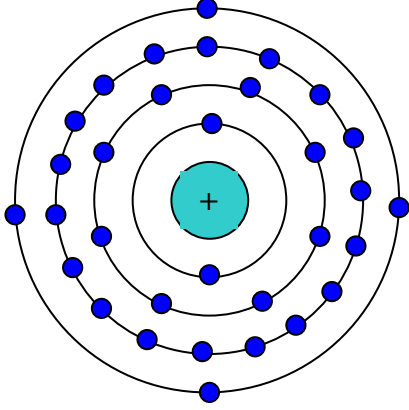


Şekil 3.3.Silisyum ve germanyumun kristal yapısı

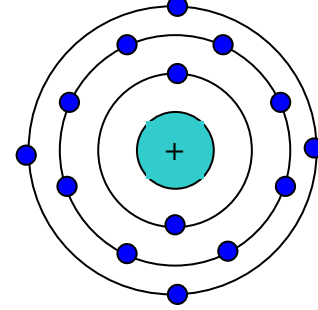
Germanyum ve silisyum kristali, (Ge ve Si olarak da yazılabilir.) Şekil 3.3.'te görüldüğü gibi üç boyutlu elmas yapıya sahiptir. Sürekli tekrarlanan, aynı tipte kristal yapılardan oluşan bu tip maddelere **tek kristalli yapı** denir. Si ve Ge elementleri, bu özellikleri nedeniyle elektronik alanında kullanılmaya son derece uygundur.

Bu bölümde Si ve Ge elementlerinin atom yapısı incelenecektir. Aynı zamanda bu maddelerin elektriksel karakteristiklerinin nasıl etkilenebileceği de gözden geçirilecektir. Elektrik dersinin Elektron Teorisi konusundan da hatırlanacağı gibi; bir atom temel olarak 3 elemana sahiptir. Bunlar *elektron*, *proton* ve *nötron*dur. Atomik yapıda proton ve nötron çekirdeği, elektronlar ise çekirdek etrafında sabit bir yörüngede dolaşır. Şekil 3.4.-a ve 3.4.-b'de Ge ve Si' nin atomik yapısı görülmek-

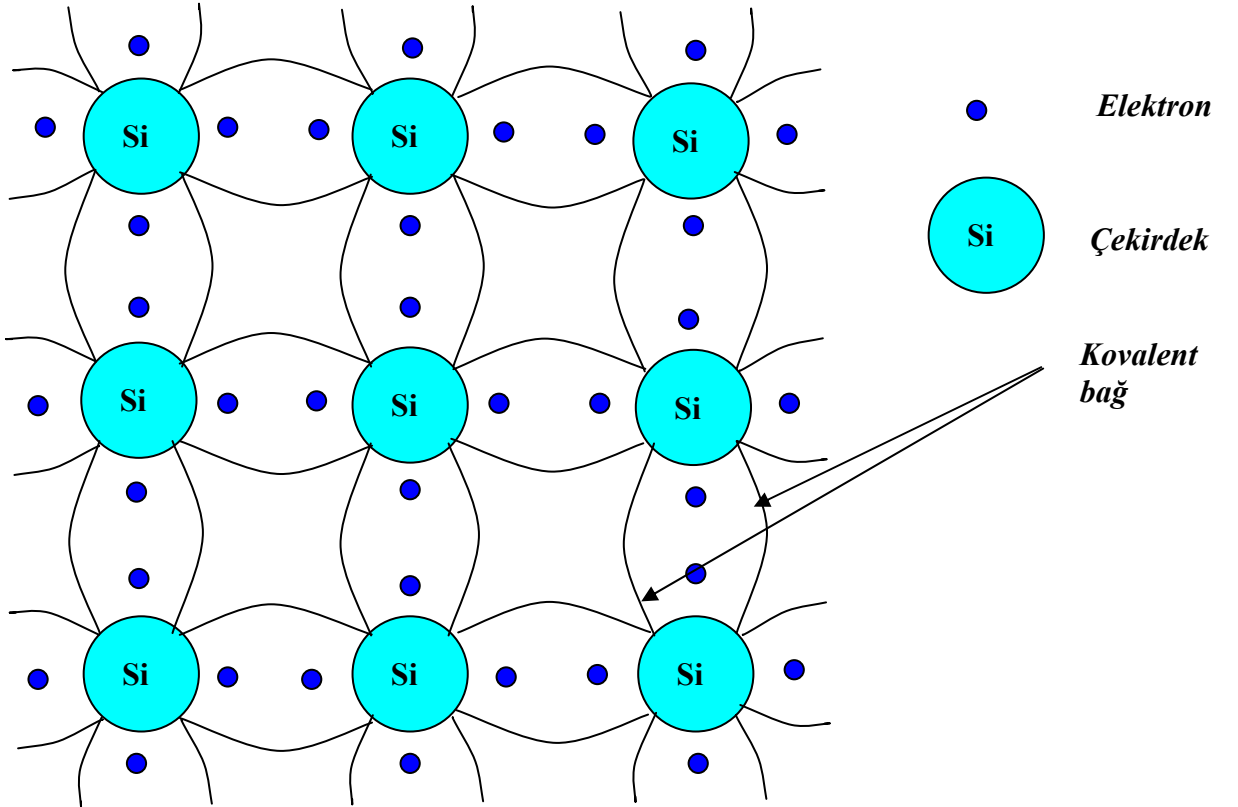
tedir. Ge' nin toplam 32, Si'nin ise 14 elektronu vardır. Son dış yörüngelerindeki (valans) elektron sayısı ise her ikisinde de 4'tür.



Şekil 3.4 – a. Germanyumun atomik yapısı



Şekil 3.4 – b. Silisyumun atomik yapısı



Şekil 3.5 Silisyum atomunun kovalent bağ yapısı

Şekil 1.3 a ve b’de görüldüğü gibi Ge atomunun toplam 32, Si atomunun ise 14 elektronu bulunmaktadır. Her iki atomun da en dış yörüngesinde 4’er elektronu vardır. Bu dört valans elektrondan herhangi birini uzaklaştırmak için gerekli olan potansiyel, yapıdaki herhangi başka bir elektronu uzaklaştırmak için gereken potansiyelden daha azdır. Şekil 3.5’te Si atomunun kovalent bağ yapısı görülmektedir. Her Si atomunun son dış yörüngesindeki 4 elektron diğer atomun son dış yörüngesindeki elektronlarla bağ oluşturur. Bu elektron paylaşım olayına, kimya dersinden de hatırlanacağı gibi **kovalent bağ** denir. Dikkat edilirse her silisyum atomu diğer bir silisyum atomu ile kovalent bağ kurarak kristalize yapıyı oluşturur. Dış yörüngedeki bu bağ daha önce de anlatıldığı gibi kendini sürekli tekrar eder. Her ne kadar bir atom dış ortama karşı nötr durumda olsa bile; son yörüngesindeki elektron dengelerini, yeterli miktarda kinetik enerji uygulamak koşulu ile değiştirmek mümkündür. Kovalent bağdaki elektronların, bağdan koparak *serbest* duruma geçmesi için bir takım etkilerin olması gerekir. Bunlar;doğal nedenler, foton şeklindeki ışık enerjisi, ortamın ısı enerjisi gibi etkilerdir. Oda sıcaklığı şartlarında yarı iletkenlerin belirli sayılarda serbest elektronları bulunmaktadır. Örneğin 1 cm^3 öz silisyum maddesinde $1,5 \times 10^{10}$ adet serbest taşıyıcı elektron bulunur. Öz maddeler, katkıları minimum düzeye indirmek için üretilen saf (rafine) maddelerdir. Ortam sıcaklığı arttıkça kovalent bağları oluşturan serbest elektronlar,ısıl enerji toplayarak serbest duruma geçer. Bundan dolayı elektron sayısında bir artış gözlenir. Serbest elektron sayısındaki bu artış maddenin iletkenliğinin artmasına da neden olacaktır. Buna karşın maddenin elektriki direncinde azalma görülür. Bu durum iletkenler ile kıyaslandığında zıtlık gösterir. Bilindiği gibi ısı artışı olduğunda iletkenlerin direnci de artmaktadır. Bunu şu şekilde özetleyebiliriz: *Yarı iletkenler negatif sıcaklık katsayısına; iletkenler ise pozitif sıcaklık katsayısına sahiptir.* Bu da yarı iletkenleri iletkenlerden ayıran en önemli özelliklerden birisidir.

3.1.3 SAF SİLİSYUMUN İLETKENLİĞİNİN ARTTIRILMASI

Buraya kadar incelen bölümde elektronik alanında kullanılan iletken, yalıtkan ve yarıiletkenlerin sınıflandırılması ve atomik yapıları incelenmiştir. Konunun esasını oluşturan yarı iletkenlerin incelemesi ise daha detaylı verilmiştir. Ancak elektronik alanında, uygulamaya yönelik olarak kullanılabilecek yarı iletkenlerin oluşturulması için bir takım karmaşık ve kimyasal yöntemler gerekmektedir. Bu bağlamda saf bir silisyum elektronik alanında direkt olarak kullanılamaz. Konu başlığında da belirtildiği gibi saf bir silisyumdan elektrik akımı geçirebilmek için, öncelikle iletkenliğinin arttırılması gerekmektedir. Bunun gerçekleştirilebilmesi için silisyum maddesine katkı yapılması gerekir. Bu katkı malzemeleri, daha önce bahsedildiği gibi antimon, galyum, arsenik, fosfor gibi valans elektron sayısı 5 olan elementlerdir. Bu katkılar atom sayısı bazında 10 milyonda 1 gibi

çok düşük miktarlarda yapılmaktadır. Yarı iletken maddelere katkı yapılarak 2 tip malzeme elde edilir.

Bunlar:

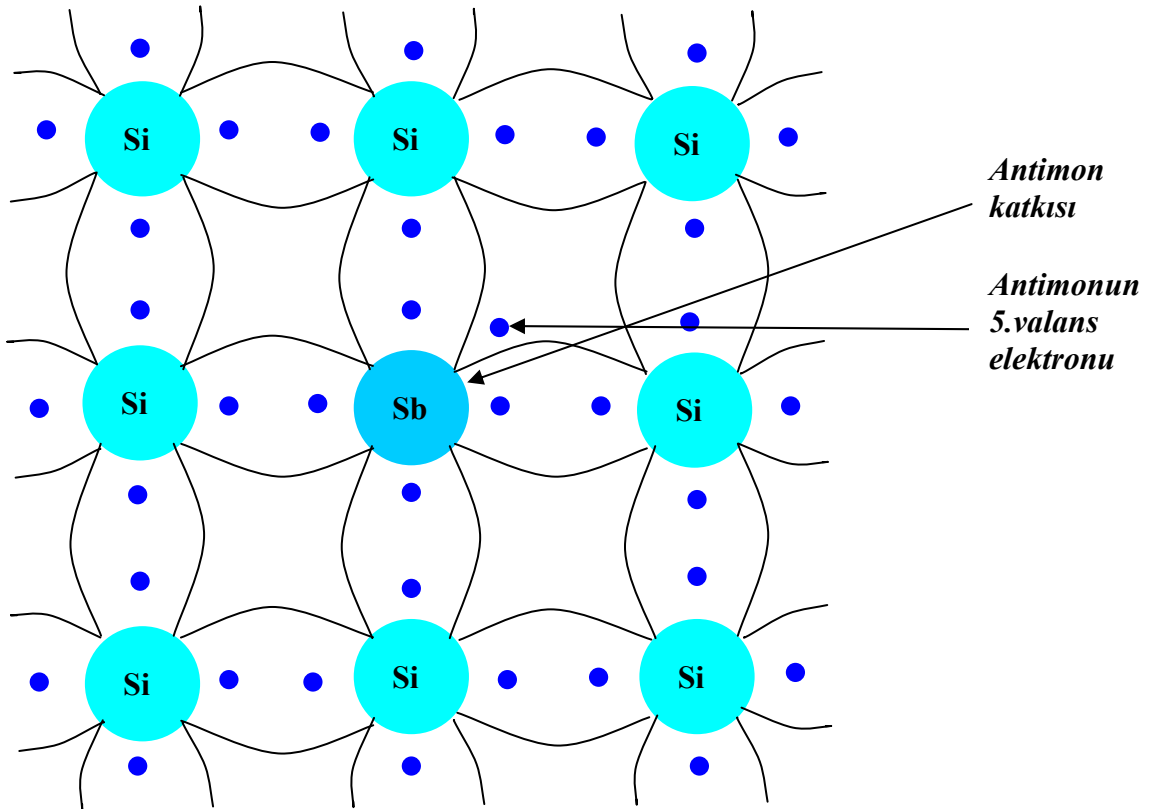
1 – N tipi yarı iletken,

2 – P tipi yarı iletkenlerdir.

Daha önce de bahsedildiği gibi elektronik uygulama alanında kullanılabilecek yarı iletken materyalin oluşturulabilmesi için, bu iki tip maddenin katkı malzemelerinin de eklenerek hazırlanması gerekmektedir. Bu bölümde öncelikle N tipi yarı iletkenin oluşumu incelenecektir.

3.1.4 N TİPİ YARIİLETKENİN OLUŞUMU

N tipi yarı iletkenin oluşumu, silisyum tabanına belirli ölçüdeki katkı malzemesinin eklenmesiyle gerçekleştirilir. Şekil 3.6’da görüldüğü gibi silisyum tabanına valans elektron sayısı 5 olan Antimon eklenmiştir. Eklenen Antimonun 4 elektronu diğer silisyum atomları ile kovalent bağ oluşturur. Ancak 5.elektron serbest kalarak kristal yapıda asılı kalır. Bundan dolayı silisyumun iletkenliği artmış olur. Silisyum bu durumda fazla elektronu olduğu için nötr halden yüklü duruma geçer. Fazla elektronu bulunduğu için dış ortama karşı negatif yüklüdür. Bu yüzden bu oluşuma *N tipi madde* adı verilir.

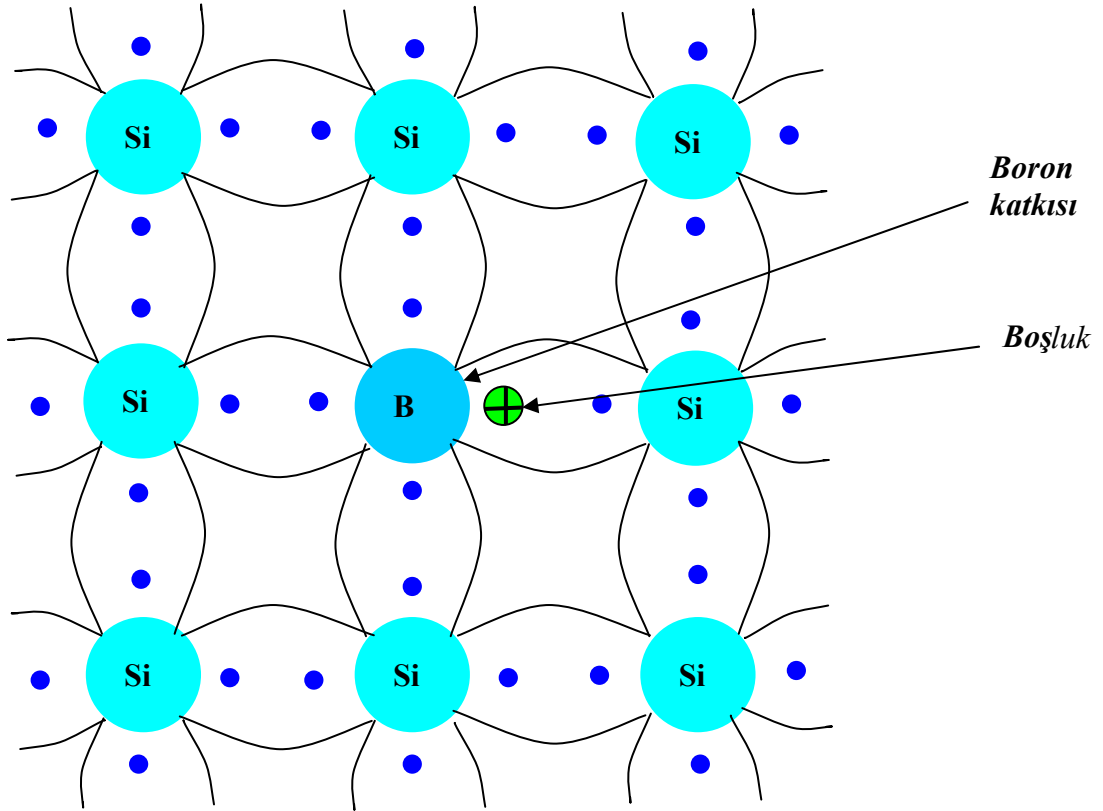


Şekil 3.6 N tipi yarıiletkenin meydana gelişi

Şekil 3.6’da metin olarak anlatılan bölüm şekilsel olarak ifade edilmiştir. Burada silisyuma eklenen antimon atomuna **donör (verici)** adı verilir. Bunun nedeni antimonun fazla elektronunu silisyuma vermesidir.

3.1.5 P TİPİ YARIİLETKENİN OLUŞUMU

P tipi yarı iletken, saf silisyum kristaline 3 valans elektrona sahip katkı atomları eklenerek oluşturulur. Bu amaçla en sık kullanılan elementler *boron*, *galyum* ve *indiyum*dur. Bu elementlerden boronun silisyum tabanı üzerindeki etkisi Şekil 3.7’de görülmektedir. N tipi yarıiletkenin oluşumu konusunda anlatıldığı gibi silisyum tabanına bir başka madde belirli oranda eklenmektedir.



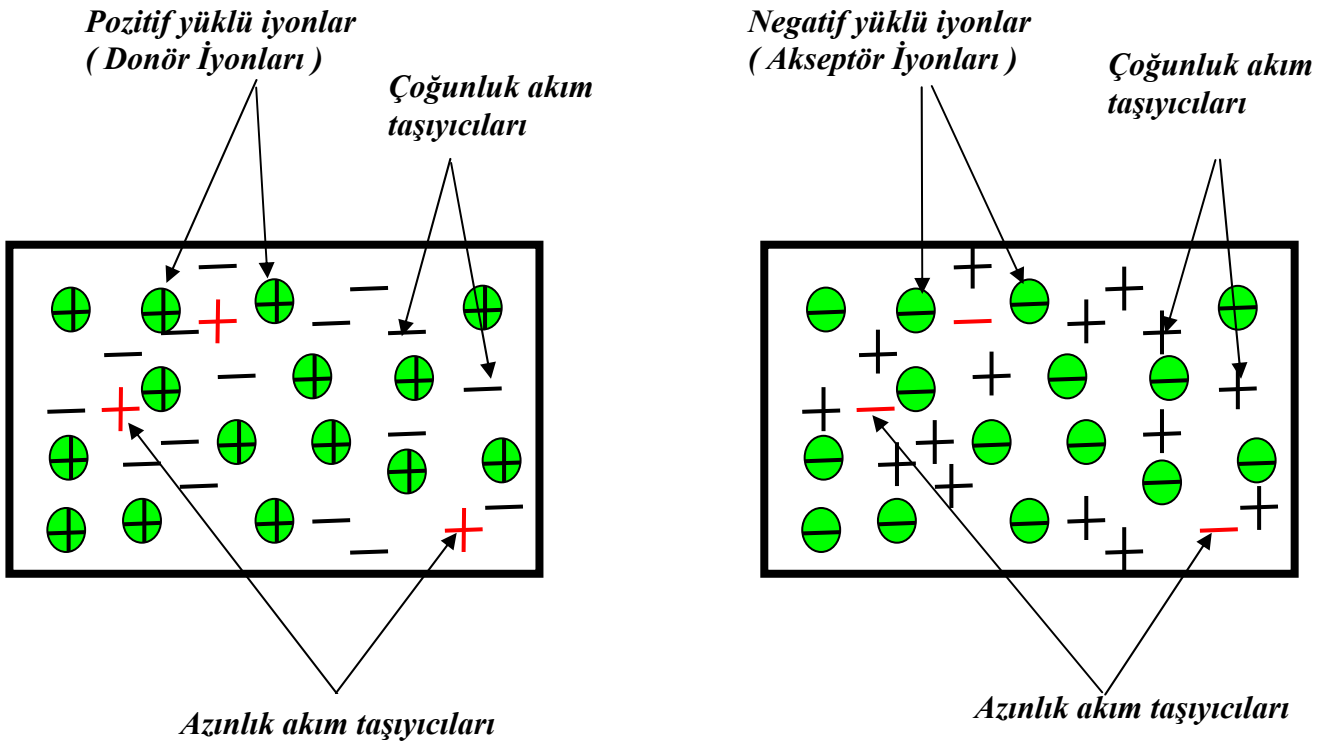
Şekil 3.7 P tipi yarı iletkenin meydana gelişi

Şekil 3.7’ye dikkat edildiğinde, yeni oluşturulan yapıda kovalent bağın tamamlanması için yeterli sayıda elektronun bulunmadığı görülecektir. Bunun nedeni boron atomunun varolan 3 valans elektronu ile silisyum atomunun 4 valans elektronu arasında kurulan kovalent bağ yapısında bir elektronun eksik kalmasıdır. Bu noktanın elektron almaya ihtiyacı bulunduğundan boş kalmakta olup + imgesi ile ifade edilir. P tipi maddede oluşan bu boşluklara **oyuk** adı verilir. Burada oluşan yapı

elektron eksikliği nedeniyle pozitif yükle yüklenir. Meydana gelen yeni silisyum yapısı elektron eksikliği nedeniyle dış ortamdan elektron almaya meyillidir. Bu tür yapıya **akseptör (alıcı)** denir. Oluşan bu yeni yapıya bu örgüye P tipi yarıiletken adı verilir.

Buraya kadar anlatılan N ve P tipi yarıiletken oluşturulması konularında ortaya çıkan iki önemli sonuç vardır. N tipi maddede, kristal yapı içerisinde serbest kalan fazla elektronlar; P tipi maddede, kristal yapı içerisinde serbest kalan oyuklar oluşur. Yani N tipi yarıiletkende çoğunluk akım taşıyıcılar elektronlar; P tipi yarıiletkende ise çoğunluk akım taşıyıcıları oyuklardır. İşte bu çoğunluk akım taşıyıcıları yarı iletkenin içerisinde kontrollü akım geçmesine olanak sağlayan materyallerdir.

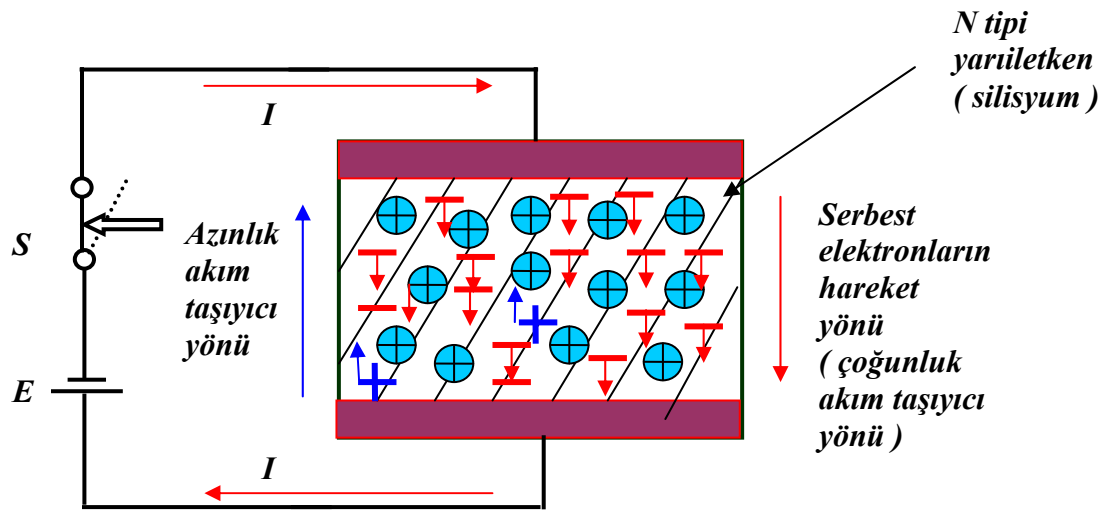
Diğer yandan hem N tipi, hem de P tipi yarı iletkenin iletkenliği artırılırken yapılan katkılama işleminde valans seviyelerindeki enerji dağılımının dengesizliği nedeniyle N tipi yarı iletkende çok az miktarda oyuklar, P tipi yarıiletkende ise yine çok az miktarda elektronlar meydana gelir. Bunlara ise azınlık akım taşıyıcıları denir. Ancak unutulmaması gereken nokta azınlık akım taşıyıcılarının, çoğunluk akım taşıyıcılarına oranı ihmal edilebilecek seviyededir. Şekil 3.8 a ve b’de bu durum şekilsel olarak ifade edilmiştir.



Şekil 3.8-a N Tipi yarı iletkende akım taşıyıcıları Şekil 3.8-b P Tipi yarı iletkende akım taşıyıcıları

Buraya kadar anlatılan bölümde N tipi ve P tipi maddelerin oluşturulması incelenmiştir. Bundan sonraki aşamada bu iki madde kullanılarak akımın kontrollü geçişini sağlayacak elektronik devre elemanlarının yapısal oluşumu incelenecektir. Ancak bu aşamaya geçmeden önce P ve N tipi yarı iletken içerisindeki elektron ve oyuk hareketlerini iyi bilmek gerekir. Bu kapsamda ilk olarak katkı ile elde edilen, N tipi ve P tipi yarı iletken bir DC kaynak bağlanıp; oluşan değişimler incelenecektir.

3.1.6 N TİPİ YARI İLETKENDE AKIM YÖNÜ VE ELEKTRON HAREKETİ



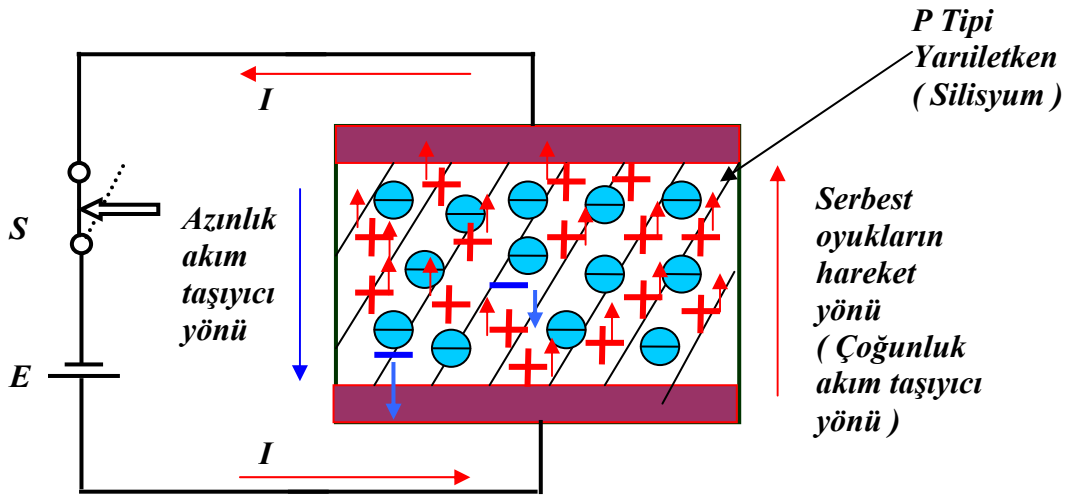
Şekil 3.9. N tipi yarıiletkeninde akım geçişi

N tipi yarı iletken bir gerilim uygulandığında, akım yönü gerilim kaynağının kutuplarına göre yön değiştirir. Bunun nedeni N tipi yarıiletkeninde mevcut olan – yüklü çoğunluk akım taşıyıcılarının gerilim kaynağının – kutbuna göre hareket etmesidir. Şekil 3.9 dikkatle incelendiğinde; S anahtarı kapandığında, gerilim kaynağının – kutbu yarı iletken içerisindeki serbest elektronları + kutba doğru iteceği görülecektir. Bu akım hareketi daha önce de açıklandığı gibi çoğunluk akım taşıyıcısı elektronların hareketidir. Ancak N tipi madde içerisinde çok az oranda + yüklü oyukların oluştuğunu hatırlanırsa; bu oyukların akım yönü de gerilim kaynağının bağlanış şekline göre elektron akış yönünün tam tersi olacaktır. Yani - yüklü elektronlar kaynağın – kutbu tarafından itilerek +kutbu tarafından çekilecek; + yüklü oyuklar ise + kutbu tarafından itilerek - kutbu tarafından çekilecektir. Gerilim kaynağının yönü değiştirildiğinde akım yönleri ne olur?

****Bu konuyu sınıfta tartışarak cevaplayınız.*

3.1.7 P TİPİ YARI İLETKENDE AKIM YÖNÜ VE OYUK HAREKETİ

P tipi yarı iletkene bir gerilim uygulandığında, akım yönü N tipi yarı iletken olduğu gibi gerilim kaynağının kutuplarına göre yön değiştirir. Bunun nedeni P tipi yarı iletkeninde mevcut olan + yüklü çoğunluk akım taşıyıcılarının gerilim kaynağının – kutbuna göre hareket etmesidir. Şekil 3.10. dikkatle incelendiğinde; *S* anahtarı kapandığında, gerilim kaynağının – kutbu yarı iletken içerisindeki serbest oyukları kendine çekeceği görülecektir. Bu akım hareketi çoğunluk akım taşıyıcısı oyukların hareketidir. Ancak N Tipi madde içerisinde çok az oranda + yüklü oyukların olduğu gibi; P tipi madde içerisinde de yine çok az oranda – yüklü elektron bulunabilir.



Şekil 3.10 N tipi yarı iletken akım geçişi

Dolayısıyla bu elektronların akım yönü de gerilim kaynağının bağlantı şekline göre oyuk akış yönünün tam tersi olacaktır. Yani + yüklü oyuklar kaynağın – kutbu tarafından çekilerek +kutbu tarafından itilecek; - yüklü elektronlar ise; kaynağın - kutbu tarafından itilerek +kutbu tarafından çekilecektir.

Gerek N tipi madde içindeki + yüklü oyukların, P tipi madde içindeki - yüklü elektronların (azınlık akım taşıyıcılarının) oluşturduğu akıma *sızıntı akımı* adı verilir. Bu akım asıl devre akımına ters yönde olup değeri ihmal edilebilecek kadar küçüktür.

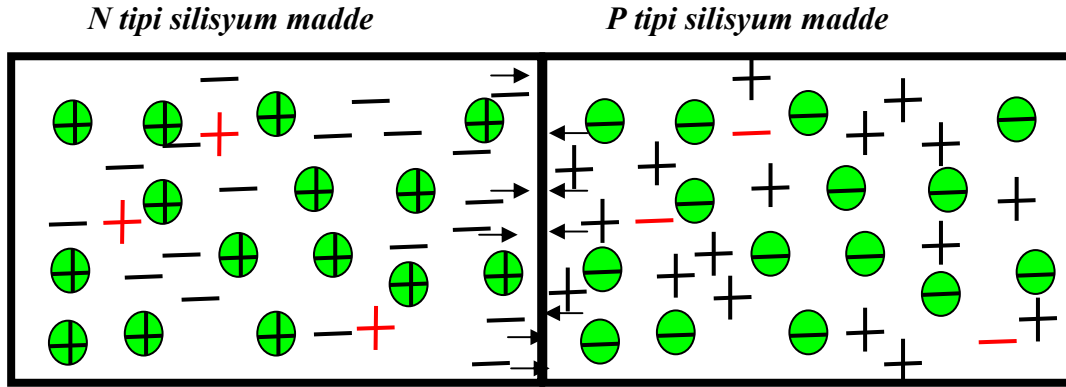
Buraya kadar anlatılan bölümde N tipi yarı iletken içerisindeki çoğunluk akım taşıyıcı elektronların hareketinin DC kaynağın – kutbundan + kutbuna; P tipi yarı iletken içerisindeki çoğunluk akım taşıyıcı oyukların hareketinin ise; DC kaynağın + kutbundan - kutbuna hareket edeceği unutulmamalıdır. Aynı zamanda çoğunluk akım taşıyıcıları asıl devre akımını oluşturmaktadır.

Şimdi ise iki farklı tip yarı iletkenlerin birleştirilerek kristal diyot oluşumu incelenecektir.

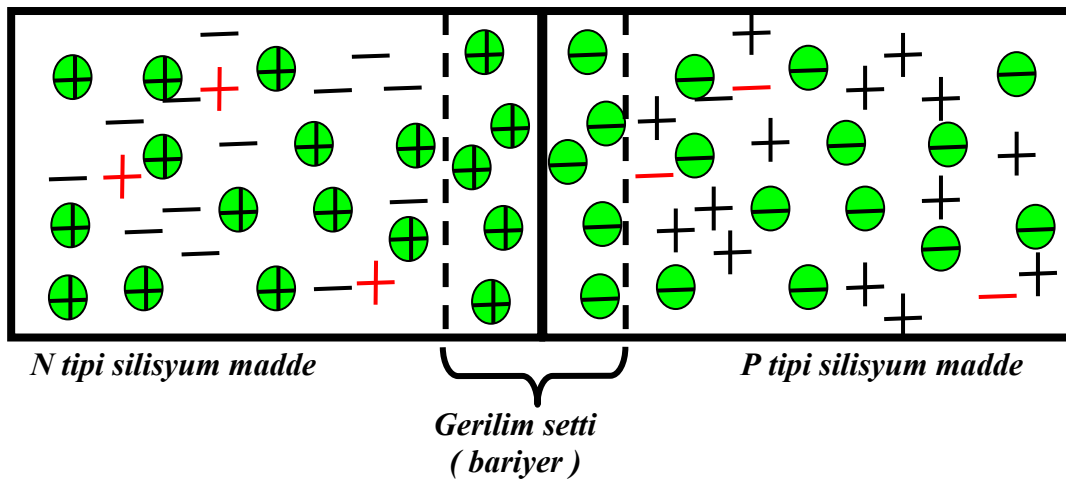
3.1.8 P – N YÜZEY BİRLEŞMESİ VE KRİSTAL DİYOTUN OLUŞUMU

Daha önce de kısaca değinildiği gibi diyot; elektrik akımını tek yönlü olarak ileten elektronik devre elemanıdır. Bu bölümde diyotun nasıl oluştuğu anlatılacaktır. Şekil 3.11’de katkılı N ve P tipi iki ayrı maddenin yüzey teması sonucunda elde edilen oluşum görülmektedir. Bu oluşuma *Kristal Diyot* adı verilir.

Şekil 3.11.a dikkatle incelenirse; P ve N tipi maddelerin birleşim yüzeyinde, hemen oluşan bir elektron – oyuk alışverişi ve bundan kaynaklanan bir hareket başlayacaktır. Bu hareket sonucunda, P maddesindeki oyuklar N maddesine; N maddesindeki elektronlar da P maddesine geçer. İlk anda iki maddedeki tüm oyuk ve elektronların birleşebileceği akla gelebilir. Ancak bu mümkün değildir. Bu birleşme Şekil 3.11.b’de görüldüğü gibi belli bir bölgede oluşur. Bu bölgeye *gerilim setti* veya *bariyer* adı verilir.



Şekil 3.11.a P ve N tipi maddenin birleştirilmesi ve elektron – oyuk hareketi



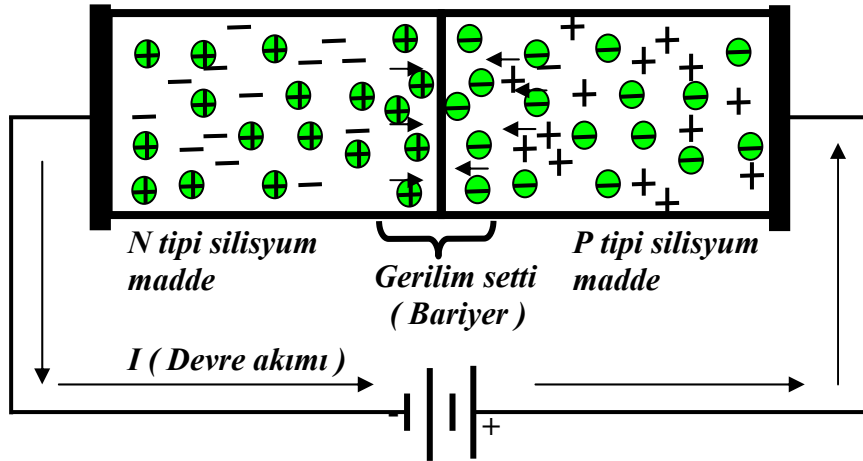
Şekil 3.11.b P ve N tipi maddenin birleştirilmesi sonucu kristal diyodun oluşumu

Bu birleşme sonucunda oluşan gerilim settinde herhangi bir akım taşıyıcısı kalmaz. Bunun nedeni elektron ve oyukların bu bariyerin dışına itilmeleridir. Oluşan gerilim settinin kalınlığı $1 / 1000$ mm. (*1 mikron*) kadardır. Elektron ve oyuk hareketleri sonucunda, gerilim settinde bir potansiyel fark oluşur. Bu gerilim germanyum diyotta $0.2 - 0.3$ Volt; silisyum diyotta ise $0.6 - 0.7$ Volt civarındadır.

Bu oluşum sonucunda P maddesinin birleşim yüzey tarafı oyuk kaybedip, elektron kazanır. Dolayısıyla bu bölgenin kutbu negatif olur. Diyotun bu tarafına **Anot** adı verilir. Aynı şekilde N maddesinin birleşim yüzey tarafı da elektron kaybedip, oyuk kazanır. Bu bölgenin kutbu da pozitif olur. Diyotun bu tarafına da **Katot** adı verilir. İki yüzey arasındaki potansiyel fark, oyukların P maddesini, elektronların da N maddesini terk etmelerine engel olur. Böyle bir yapıdaki malzemeden akım geçirebilmek için dışarıdan bir kaynakla gerilim uygulanması gerekir. Çünkü gerilim settinin aşılması gerekmektedir. Bu koşulun oluşabilmesi için kristal diyotun doğru polarize (doğru kutuplama) edilmesi gerekir. Çünkü elde edilen malzeme, akımın tek yönlü geçmesine olanak verir. Ters yönde uygulanacak enerji diyotun içerisinden akım geçirmeyecektir. Eğer ters yöndeki enerji uygulaması belirli bir seviyenin üzerine çıkarsa diyot bozulur (delinir).

3.1.9 KRİSTAL DİYOTUN DÜZ KUTUPLANMASI (DÜZ POLARMA)

Şekil 3.12’de P – N eklemli kristal diyotun bir batarya yardımıyla düz kutuplanması gösterilmiştir.



Şekil 3.12 Kristal diyotun düz kutuplanması

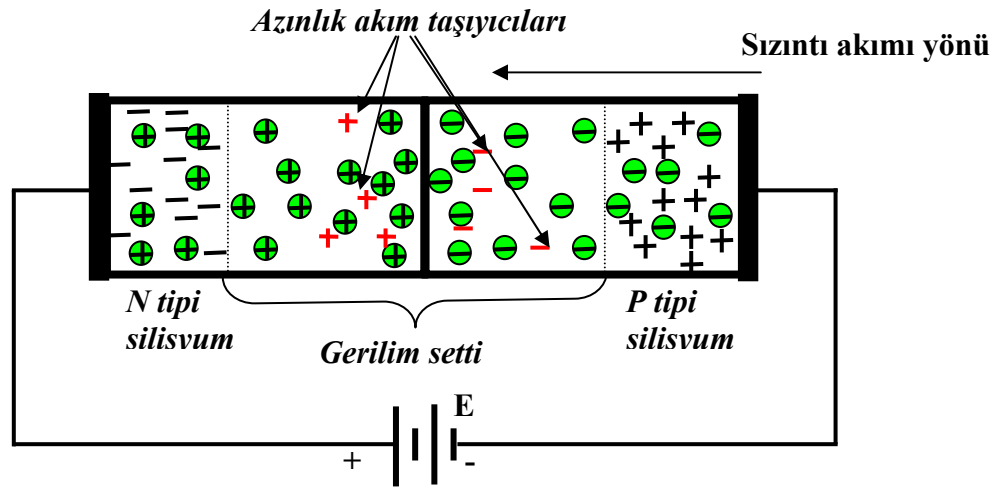
Şekil 3.12 dikkatle incelendiğinde; diyotun P eklemi tarafına bataryanın + kutbunun, N eklemi tarafına da bataryanın – kutbunun bağlandığı görülecektir. P - N eklemine gerilimin verilmesinden hemen sonra; P maddesindeki oyuklar bataryanın + kutbu tarafından, N maddesindeki elektronlar da bataryanın – kutbu tarafından birleşme yüzeyine doğru itilirler.

Bu olayın sonucunda bariyer (gerilim setti) ortadan kalkar. Gerilim settinin ortadan kalkabilmesi için diyotun yapıldığı maddenin özelliklerine dikkat etmek gerekir. Bu gerilim değerinin silisyumda 0.6 – 0.7 V. germanyumda ise 0.2 – 0.3 V. olduğunu biliyoruz. Yani bu voltaj değerleri gerilim settinin ortadan kalkması için gerekli voltajlardır. Gerilim settinin ortadan kalkmasıyla birlikte elektronlar ve oyuklar birleşme yüzeyinde birleşirler.

N bölgesinden gelerek P bölgesindeki oyukları dolduran her elektrona karşılık, P maddesinde ortak valans bağı kırılan bir elektron bataryanın + kutbu tarafından çekilir. Bu elektron bataryadan geçerek N bölgesine girer. Böylece N bölgesinin kaybettiği elektrona karşılıklı olur. Bu açıklama tek bir elektron ve oyuk için geçerlidir. Ancak P ve N bölgesinde milyonlarca oyuk ve elektron bulunduğunun bilinmesi gerekir.

Bu ortamda oyuklar nötr hale geleceğinden, bataryanın + kutbu P maddesindeki nötr olan oyuk kadar, ortak valans bağı kırılan elektronları çeker. Bu elektronlar bataryanın içerisinden geçerek N maddesine girerler. Bu elektronların sayısı N maddesinin P maddesi içine gönderdiği elektronlar kadardır. Bu durumda dış devreden ok yönünde büyük bir akım geçer. Devre akımının geçmesine kolaylık gösteren bu bağlantı biçimine *Doğru Yönlü Polarma* denir.

3.1.10 KRİSTAL DİYOTUN TERS KUTUPLANMASI (TERS POLARMA)



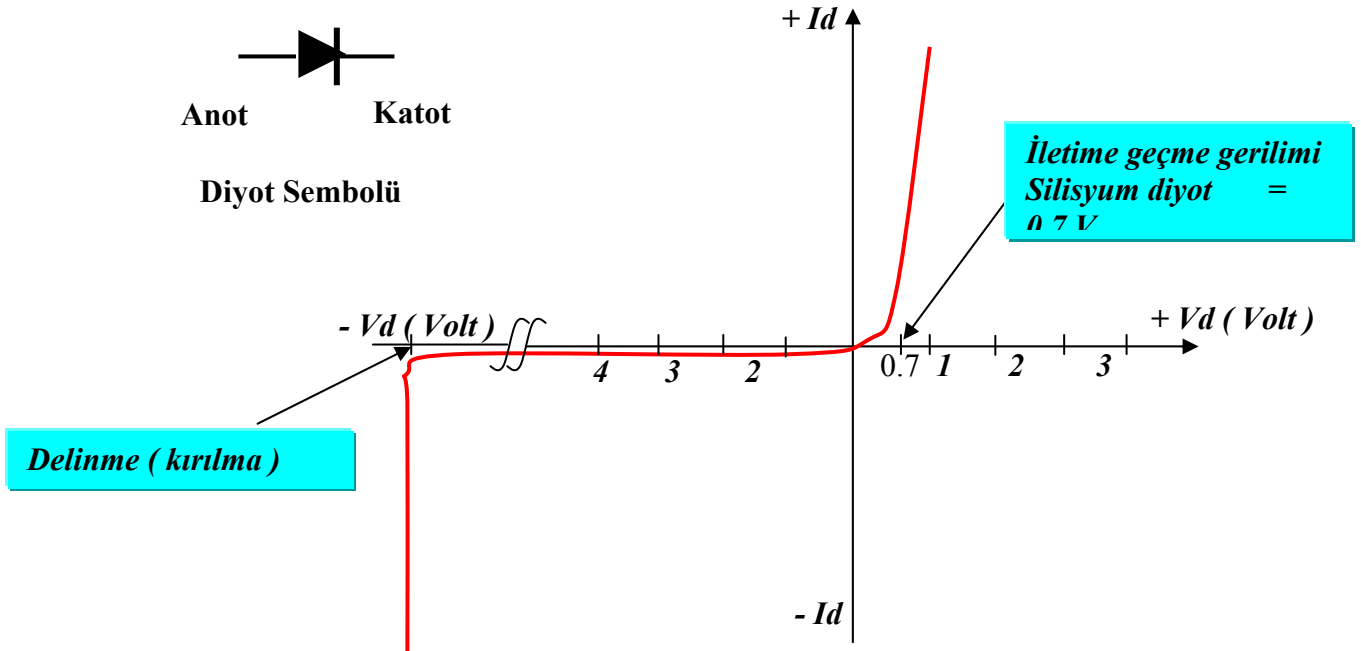
Şekil 3.13 Kristal diyotun ters kutuplanması

Şekil 3.13’de P – N eklemli kristal diyotun bir batarya yardımıyla ters kutuplanması gösterilmiştir. Şekildeki yapıya dikkatle bakıldığında bataryanın – kutbuna P tipi maddenin, + kutbuna da N tipi maddenin bağlandığı görülecektir. Bu durumda gerilim verilir verilmez N tipi madde içerisindeki serbest elektronlar bataryanın + kutbu tarafından, P tipi madde içerisindeki serbest oyuklar ise bataryanın – kutbu tarafından çekilir. Bu durum birleşim yüzeyinin genişlemesine ve gerilim settinin büyümesine neden olacaktır. Dolayısıyla dış devreden herhangi bir akım geçişi olmayacaktır. Bu durumda diyottan akım geçmeyeceği için, diyot yalıtkan olacaktır.

Ancak burada unutulmaması gereken bir nokta; daha önceki konularda bahsi geçen azınlık akım taşıyıcılarının ters polarma durumunda ortaya çıkan etkisidir. P maddesindeki çok az sayıdaki elektronlar ve N maddesindeki yine çok az sayıdaki oyuklar; diyot içerisinde asıl devre akımına ters yönde ve çok küçük bir değerde akım geçişine neden olur. Bu akıma **sızıntı akımı** denir. Çoğu kez bu akım ihmal edildiğinden dikkate alınmaz. Bu durum şekilde gösterilmiştir.

3.2.1 KRİSTAL DİYOT KARAKTERİSTİKLERİ

Buraya kadar anlatılan bölümde kristal diyotun elde edilmesi, kimyasal yapısı ve elektrik akımına karşı tepkisi incelenmiştir. Bu bölümde diyotun çalışması ve elektriksel karakteristik özellikleri incelenecektir.



Şekil 3.14 Diyot sembolü ve silisyum diyot karakteristik eğrisi

Şekil 3.14'te diyota ait sembol ve karakteristik eğrisi verilmiştir. Diyot sembolünde, bir uca **anot** (P tipi madde); diğer uca ise **katot** (N tipi madde) adı verilmiştir. Bundan sonraki bölümlerde diyot yukarıdaki sembol ile ifade edilecektir.

Diyot karakteristik eğrisine dikkat edildiğinde 2 adet eksenin olduğu görülecektir. Yatay eksen voltaj eksenidir. Sağ taraf $+V_d$ ile adlandırılmış olup; diyotun düz polarlandığını ifade eder. Voltaj ekseninin sol tarafı ise $-V_d$ olup diyotun ters polarlandığını ifade eder. Diyot düz kutuplandığında belli bir noktaya kadar diyotun içerisinde akım geçmediği veya ihmal edilebilecek kadar küçük değerde bir akım geçtiği görülür. Ancak **0.7 Volt** barajı geçildiğinde (Bu gerilim silisyum diyot içindir) diyot iletken olarak devreden yüksek bir akım geçecektir. Bu akım $+I_d$ ekseninden

görülebılır. Bu yüksek değerdeki akımın geçmesi, diyotun iletken hale gelmesi demektir. Diğer bir deyimle doğru polarmada diyot iletken olur. Ancak tamamen kısa devre olmaz. Bunun nedeni birleşim yüzeyinde oluşan bariyerdir. Bu nedenle diyotun düz polarmadaki iç direnci birkaç Ω (ohm)' dur. Diyot ideal düşünöldüğünde bu direnç yok sayılabilir. Ancak uygulamada bahsedilen direnç her zaman geçerlidir.

Diyot ters polarize edildiğinde; içerisinde çok küçük değerdeki sızıntı akımı hariç herhangi bir akım geçişi olmayacaktır. Bu durum karakteristik eğrisinin sol tarafında görölmektedir. – Vd diyotun ters polarma altında olduğu gerilimi gösterir. Eğriye dikkat edilecek olursa; belli bir gerilim değeri kadar akım geçişi gözlenmemektedir. Bu durum diyotun daha önce de bahsedildiği gibi en önemli özelliklerinden birisidir. Yani diyot; düz kutuplandığında akımı iletir, ters kutuplandığında ise akımı geçirmez. Tek yönlü akım iletimine izin veren bu yapıdaki elemanlara **yarı iletken** denmesinin nedeni budur.

Ters kutuplamada dikkati çeken bir nokta da delinme gerilimi adı verilen bölgedir. Bu bölge tahmin edileceği gibi diyotun ters polarma altında dayanabileceği sınır gerilim değeriştir. Eğer bu gerilim değeri aşılrısa diyot bozulur (delinir) ve bir daha çalışmaz. Bu durum, karakteristik eğride akımın ters yönde sonsuza ulaşması şeklinde gösterilmiştir. Her diyotun delinme gerilimi farklıdır. Bu değeri çeşitli diyotlarda farklılıklar gösterir. Bu yüzden her diyota ait kırılma gerilimi üretici firmalarca ürün katalogunda belirtilmiştir. Buradan da anlaşılacağı üzere diyotların kullanılabilmesi için bir isminin veya tanıtıcı numarasının olması gerekir. Her diyotun farklı özellikleri bulunmaktadır. Yani voltaj ve içerisinde geçen akım miktarları, diyotların kullanım yerlerine göre seçilmelerini gerektirmektedir. Aşağıda diyotlara ilişkin tanıtım bilgileri tablo halinde verilmiştir.

<i>YAPILDIĞI MADDE</i>	<i>TİCARİ İSMİ</i>
<i>GERMANYUM</i>	<i>AX xxx veya OX xxx</i>
<i>SİLİSYUM</i>	<i>BX xxx veya 1N xxxx</i>

Tablo 3.2 Diyot tanıtım bilgileri- 1

Tablo 3.2 incelendiğinde iki maddeden yapılan diyotların alabileceği ticari tanıtım isimler görölmektedir. Buradan anlaşılacağı üzere germanyum diyotlar A veya O ile, silisyum diyotlar ise B veya 1N ile başlamaktadır. İkinci hane ise A, B gibi harflerdir ve diyotun çalışma özelliklerini gösterir. xxx ile gösterilen haneler diyotun üretim no'ları olup her diyota ait bir seri no'su bulunmaktadır. Bu no'lar tüm dünyada aynıdır. Ancak günümüz teknolojisinde daha çok silisyum diyot kullanılmakla beraber 1N xxxx serisi yaygındır. Burada bilinmesi gereken bir nokta vardır. Gelişen teknoloji ile zaman içerisinde germanyumun kullanımını azalırken, silisyumun kullanımı artmıştır. Hatta

günümüzde germanyumdan yapılan yarı iletkenlerin kullanımı, yok denecek kadar aza indirgenmiştir. Bunun nedeni silisyumun daha hızlı ve kullanılan akım – gerilim sınırının daha yüksek olmasıdır. Aşağıda çeşitli diyotlara ait veriler görülmektedir.

<i>DIYOT ADI</i>	<i>YAPILDIĞI MADDE</i>	<i>MAX. TERS GERİLİM (-V_{dm}) (VOLT)</i>	<i>ZARARSIZ TERS GERİLİM (-V_d) (VOLT)</i>	<i>DOĞRU YÖNLÜ DIYOT AKIMI (I_d) (mA)</i>	<i>TERS YÖNLÜ DIYOT AKIMI (-I_d) (μA)</i>
<i>AA 119</i>	<i>Ge</i>	<i>45</i>	<i>30</i>	<i>100</i>	<i>150</i>
<i>OA 70</i>	<i>Ge</i>	<i>22,5</i>	<i>15</i>	<i>150</i>	<i>150</i>
<i>OA 79</i>	<i>Ge</i>	<i>45</i>	<i>30</i>	<i>100</i>	<i>90</i>
<i>OA 85</i>	<i>Ge</i>	<i>100</i>	<i>90</i>	<i>150</i>	<i>75</i>
<i>BA 100</i>	<i>Si</i>	<i>60</i>	<i>60</i>	<i>100</i>	<i>200</i>
<i>BAY 32</i>	<i>Si</i>	<i>150</i>	<i>150</i>	<i>250</i>	<i>200</i>
<i>BY 100</i>	<i>Si</i>	<i>1250</i>	<i>800</i>	<i>7500</i>	<i>250</i>
<i>1N 4001</i>	<i>Si</i>	<i>50</i>	<i>30</i>	<i>1000</i>	<i>150</i>
<i>1N 4002</i>	<i>Si</i>	<i>100</i>	<i>50</i>	<i>1000</i>	<i>150</i>
<i>1N 4007</i>	<i>Si</i>	<i>1000</i>	<i>800</i>	<i>1000</i>	<i>150</i>

Tablo 3.3 Diyot tanıtım bilgileri – 2

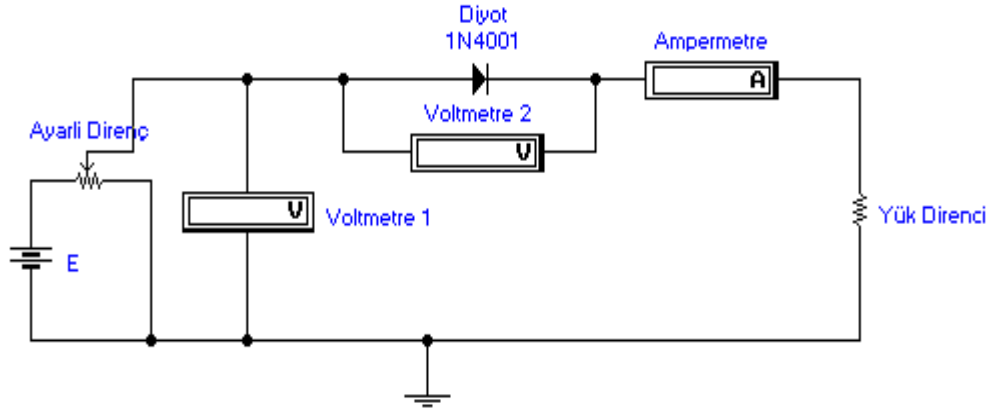
Tablo 3.3’de bazı diyotların tanıtım bilgileri verilmiştir. Görüldüğü gibi her diyotun kendine özgü çalışma gerilim ve akım değerleri bulunmaktadır. Kullanılacak devrenin tip ve amacına göre diyot seçimi yapılmalıdır. Diyota uygulanacak gerilim ve diyot içerisinde geçirilebilecek akımın dikkate alınması gerekmektedir. Bilindiği gibi germanyum diyot, doğru polarmada 0,2 Volt’tan, silisyum diyot ise 0,7 Volt’tan hemen sonra iletme geçmektedir. Doğru polarmada dikkat edilecek nokta diyota uygulanacak gerilim değil, üzerinden geçecek akım değeridir. Dolayısıyla diyotun bağlanacağı yük değeri, diyot üzerinden izin verilen sınırdan fazla akım geçmesine neden olmamalıdır. Aksi takdirde devre çalışmayacağı gibi aşırı akım çekilmesine ve bu da diyotun bozulmasına neden olacaktır.

Buraya kadar anlatılan bölümdeki teorik bilgileri örnek diyot devreleri ile pekiştirmek, konunun anlaşılması bakımından yararlı olacaktır. İlk olarak diyot karakteristik eğrisinin çıkarılabilmesi için gerekli devre incelenecektir.

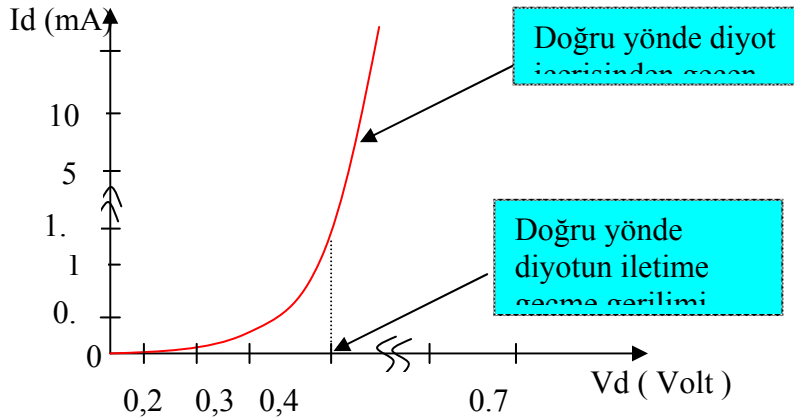
3.2.2 DİYOT KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI İÇİN GEREKLİ DEVRE

Diyot karakteristik eğrisinden de hatırlanacağı üzere diyotun doğru yönlü ve ters yönlü akım grafiğini çıkarabilmek için 1. aşamada diyot düz kutuplanmalı; daha sonra da ters kutuplanmalıdır.

1. DOĞRU KUTUPLAMA



Şekil 3.15 Silisyum diyot karakteristik eğrisi çıkarma devresi (Doğru polarma)



Şekil 3.16 Silisyum diyot karakteristik eğrisi (Doğru polarma)

Devrenin çalışması : Şekil 3.15'teki devre; bir adet DC gerilim kaynağı, bir adet ayarlı direnç, bir adet diyot, bir adet direnç, iki adet voltmetre ve bir adet ampermetre ile kurulmuştur. Diyota uygulanan gerilim ayarlı direnç yardımıyla 0 V' tan başlanıp belirli aralıklarla artırılır. Bu aralık çok hassas olduğundan gerilim artışları 0,1 V gibi küçük gerilim aralıkları kullanılır. Gerilim, yavaş yavaş bu yöntemle arttırılırken; kaynak gerilimini veya toplam devre gerilimini gösteren 1. Voltmetre ve diyot üzerindeki voltajı (V_d) gösteren 2. Voltmetredeki değerler okunup kaydedilir. Yine diyota seri bağlı

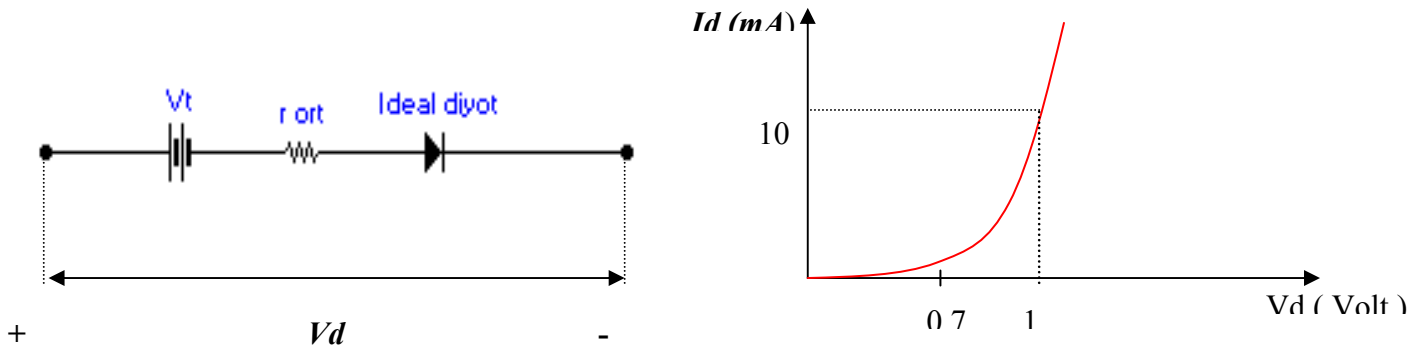
ampermetre dikkatle takip edilerek her gerilim artışında diyottan geçen akım ölçülerek kaydedilir. Akım ölçümleri karakteristik eğrinin dikey eksenini olan akım (I_d) bölümüne; ikinci voltmetreden okunan gerilim değerleri de (V_d) yatay eksene kaydedilir. Belirli bir noktaya kadar voltaj yavaşça artırılırken diyotun içerisinde geçen akımın oldukça düşük seyrettiği gözlenir. Ancak silisyum diyotun eşik gerilimi ($0,7 \text{ Volt}$) aşıldığında, diyottan geçen akımın birdenbire arttığı görülür. İşte bu nokta diyotun iç direncinin azalarak ilettime geçtiği noktadır. Bu noktadan sonra diyot, bir anahtar gibi kapanarak devreden maksimum akım geçmesine izin verir. Bu noktaya kadar yapılan işlemlerin rakamsal değerleri kaydedilerek Şekil 3.16'daki grafik çizilir. Bu noktadan sonra devreden geçen akım devreye bağlı olan yük direncinin değerine bağlıdır. Çünkü kaynak geriliminin sadece $0,7 \text{ Volt}$ luk kısmı diyot üzerinde; diğer kısmı ise yük direnci üzerinde düşmektedir. Örneğin kaynak gerilimi arttırılmaya devam edilip 20 Volt 'a çıkarılsın. Bu anda yük direnci üzerinde;

$$U_R = 20 - 0,7 = 19,3 \text{ Volt düşer.}$$

Devreden geçen akım da U_R / R kadar olur.

Buraya kadar anlatılan bölümden anlaşılacağı üzere; diyot doğru yönde polarlandığında (eşik gerilimi aşıldıktan sonra) iletken gibi davranır. Daha önce de anlatıldığı gibi diyot ters polarmada ise (belli bir gerilim değerine kadar) yalıtkan gibi davranır. Şimdi ters kutuplamadaki diyot karakteristik devre ve grafik eğrisi konusu görülecektir.

Pratikte bir diyot hiçbir zaman ideal değildir ve aşağıdaki gibi bir eşdeğer devre ile gösterilir.



Şekil 3.17 Diyot eşdeğer devresi ve örnek diyot karakteristiği

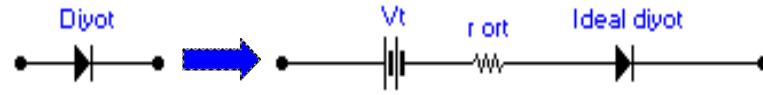
Buradaki V_t gerilimi daha önce de anlatıldığı gibi; diyotun ilettime geçmesi için gerekli olan eşik (threshold) gerilimidir. Bu gerilim silisyum diyot için $0,6 - 0,7 \text{ V}$, germanyum diyot için ise $0,2 - 0,3 \text{ V}$ 'tur. r ortalama direnci genelde bilgi olarak verilen birkaç sayısal değer ile hesaplanabilir. Bu sebeple, hesaplamalar için tüm karakteristiğe ihtiyaç yoktur.

Aşağıdaki örnek, konunun anlaşılması için faydalı olacaktır. Şekil 3.17’ de görüldüğü gibi yarıiletken silisyum diyot için $V_d=1V$, $I_d=10\text{ mA}$ dir. Karakteristik eğri yükselmeden önce diyotun iletme geçebilmesi için 0,7 Voltluk bir kayma söz konusudur.

Buna göre;

$$r_{ort} = \Delta V_d / \Delta I_d = \frac{1-0,7}{10-0} = 30\ \Omega \text{ bulunur.}$$

Diğer yandan bir diyot devresinde; devreye uygulanan gerilime ve devrenin total direncine göre, diyotun V_t ve r_{ort} değerleri çok küçük kalıyor ise; Bu değerlerden biri veya her ikisi birden ihmal edilebilir. Ancak gerçekte bir diyotun gösterim ve ifadesi aşağıdaki gibidir.

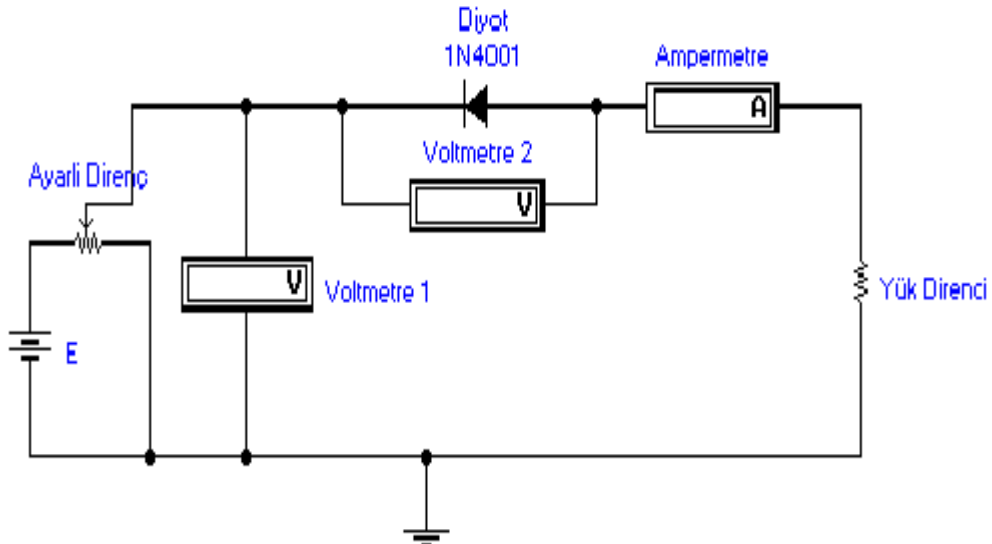


Normal diyot

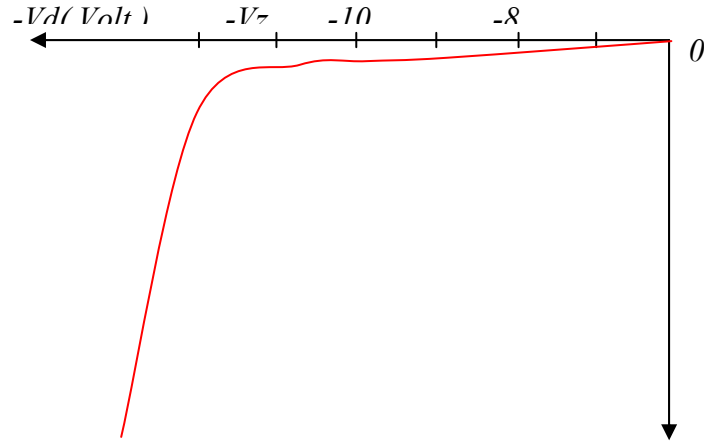
Gerçek eşdeğer devre

Şekil 3.18 Diyot eşdeğer devresi ve örnek diyot karakteristiği

2. TERS KUTUPLAMA



Şekil 3.19 Silisyum diyot karakteristik eğrisi çıkarma devresi (Ters polarma)



Şekil 3.20 Silisyum diyot karakteristik eğrisi (Ters polarma)

Şekil 3.19'daki devre incelendiğinde doğru polarma devresi ile aynı bağlantı olduğu görülür. Buradaki tek değişiklik diyotun yönüdür. Diyotun katodu anoda nazaran daha fazla pozitif olduğundan, daha önce de ayrıntılı olarak anlatıldığı gibi diyot ters kutuplanmıştır.

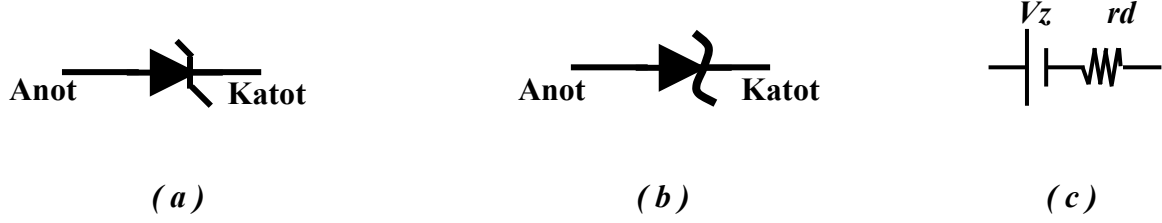
Dolayısıyla kaynak gerilimi delinme gerilimine kadar arttırıldığında diyot yalıtkan olacağından devreden herhangi bir akım geçişi olmayacaktır. Ancak P tipi ve N tipi maddelerin içerisinde çok az denebilecek seviyedeki azınlık akım taşıyıcıları, sızıntı akımına neden olacaktır. Bu nedenle ihmal edilebilecek bir akım geçişi delinme (zener) gerilimi noktasına kadar görülür. Bu durum Şekil 3.20'deki karakteristik eğride görülmektedir. Şekildeki grafiğin elde edilebilmesi için doğru polarma devresindeki işlemlerin benzeri uygulanır. Burada dikkat edilecek nokta V_z zener gerilimi geçildiğinde diyotun özelliğini yitirip bozulmasıdır. Devre kurulup çalıştırıldığında bu ayrıntıya dikkat edilmelidir.

Diyotun tek yönlü akım iletme özelliği, elektronik devrelerde büyük bir gelişime neden olmuştur. Diyot; özellikle doğrultucu devrelerde, anahtarlama devrelerinde kullanılmaktadır. Bu devreler daha sonraki bölümlerde ayrıntılı olarak görülecektir. Ancak voltaj doğrultucu devrelerin yanı sıra, elektronik devrelerin düzgün ve istikrarlı çalışmalarını sağlayan voltaj regülatörünün anlaşılması için **zener diyot** adı verilen elemanın öğrenilmesi gerekmektedir. Şimdi voltaj regülatörü (düzenleyici) özelliği bulunan zener diyot incelenecektir.

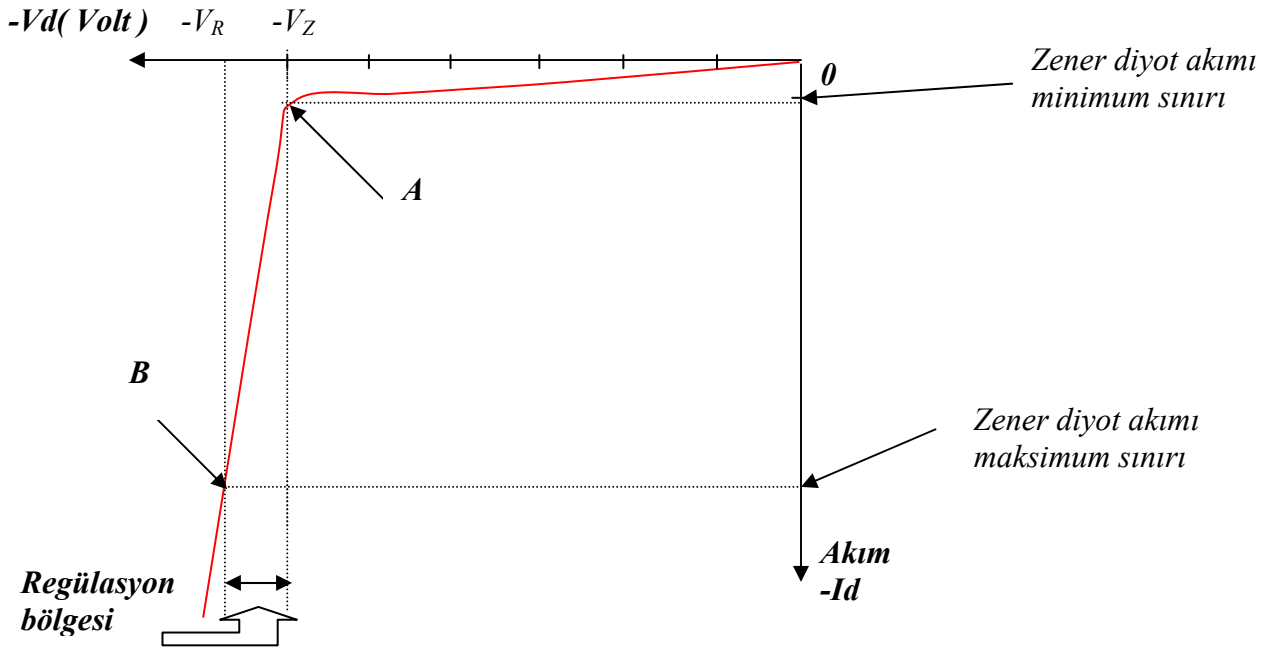
3.2.3 ZENER DİYOT

Hatırlanacağı gibi, diyotun ters polarması anlatılırken ters polarma voltajının belirli bir değerinin olduğu anlatılmıştı. Ters polarmanda çalışan diyot, (V_z) zener gerilim değerine kadar içerisinde bir akım geçirmez. Bu noktaya kadar diyot üzerine uygulanan gerilim değeri ne olursa olsun içerisinde

geçen akım (çok düşük olmak kaydıyla) miktarı değişmez. İşte diyotların bu özelliklerinden faydalanılarak geliştirilen zener diyot; belirli bir gerilim değerine kadar voltaj regülasyonu yapma özelliğini taşır. Şekil 3.21 a ve b' de zener diyotun en sık kullanılan sembolleri Şekil 3.21.c'de ise eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 3.21 En sık kullanılan zener diyot sembolleri



Şekil 3.22 Zener diyot karakteristik eğrisi

Şekil 3.22'deki zener diyota ilişkin karakteristik eğri dikkatle incelenirse; normal diyotun ters polarmadaki karakteristiğine çok benzediği görülecektir. Zener diyot devreye ters bağlanır ve A – B bölgeleri arasında kalan regülasyon bölgesinde kullanılır. A bölgesindeki voltaj değeri; o diyota ait normal çalışma gerilimidir. Bu anda zenere uygulanan gerilimde; V_R değerine kadar olan değişim, zenerden geçen akımda büyük bir değişim meydana getirir. Bu akımın değişim miktarına oranla voltajda çok büyük değişim meydana gelmez. Aradaki gerilim farkının akımda yaptığı bu etki, zenerin iç direncinin bu bölgede büyük değişim göstermesi anlamına gelir. Zenerin iç direncini ayarlaya-

bilmesi özelliği üzerindeki voltajı sabit tutmasına neden olur. bu da; belli sınırlarda voltaj regülasyonu (düzenleyici – sabitleyici) yapma olanağı sağlar. Bu sınır, her zener diyot için farklı voltaj ve farklı % gerilim regülasyonu anlamına gelir. % gerilim regülasyonu, o zenerin % kaç gerilim regülasyonu yapabileceğini gösterir. Örneğin $V_Z = 10 \text{ V}$., % 5 etiketli bir zener diyotun V_R yani maksimum regülasyon voltaj değeri $10 \times 0.05 + V_Z = 10,5 \text{ Volt}$ şeklinde hesaplanır. Bu da zener diyotun üzerine uygulanan gerilim 10,5 Volta kadar çıkarılsa dahi; zenerin üzerindeki voltajın $V_z = 10 \text{ V}$. olarak sabit kalacağı anlamına gelir. Bu gerilim toleransı, daha önce de anlatıldığı gibi zener diyotun iç direncinin değişmesiyle içerisinden geçen akımın o oranda artması veya azalmasıyla sağlanır. Zener diyota ilişkin daha detaylı bilgiler, regülatörler konusunda çözümlü örnek devreler üzerinden anlatılacaktır.

BÖLÜM IV

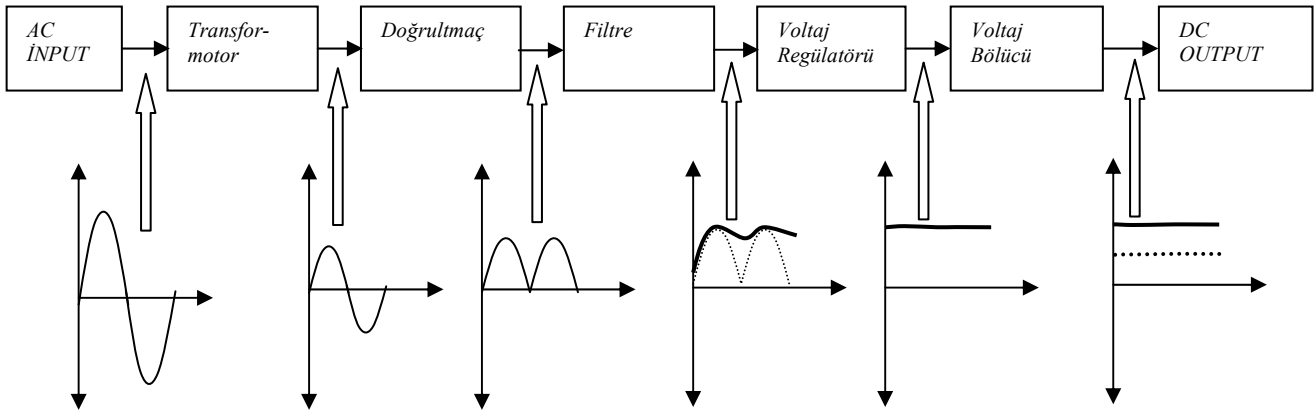
YARIİLETKEN GÜÇ KAYNAKLARI

4.1 GİRİŞ

Bütün elektronik devrelerin çalışabilmesi için bir güç kaynağına ihtiyacı vardır. Elektronik devrelerde besleme gerilimi olarak DC gerilim kullanılmaktadır. Ancak, şehir elektrik şebekesinden gelen ve prizlerden elde edilen genellikle 220 V_{AC} , 50 Hz değerinde bir gerilimdir. Bu gerilim değeri, elektronik devreler için hem yüksek hem de sinyal şekli değişken olup kullanıma bir gerilim değeridir. Bu gerilimi elektronik devrelere uygulayabilmek için, öncelikle gerilimi bir gerilim düşürücü transformator yardımıyla kullanılacak seviyeye düşürmek, daha sonra da AC sinyali DC gerilime çevirmek gerekmektedir. Bu işlemleri gerçekleştiren devrelere DC güç kaynağı adı verilir.

Herhangi bir güç kaynağının sağladığı güç, kullanıldığı devrenin yük ihtiyacını karşılamalıdır. Eğer yük kaynaktan daha güçlü ise; kaynağın o yükü çalıştırması mümkün değildir.

4.1.1 YARI İLETKEN GÜÇ KAYNAĞI PRENSİPLERİ



Şekil 4.1 DC Güç kaynağı blok diyagramı

Şekil 4.1’de bir DC güç kaynağının blok diyagramı verilmiştir. Güç kaynağının çalışma prensibini öğrenebilmek için blok diyagram yapısını iyice kavramak gerekir. AC Input (AC giriş) gerilimi şehir şebekesi voltajı 220 V_{AC} 50 Hz.’dir. Bu gerilim düşürücü transformatorun girişine uygulanır. Transformatorun primer ile sekonder sargısı arasındaki orana göre, sekonder sargıdan bir gerilim alınır. Örneğin bu oran $18 : 1$ ise $220 : 18 \cong 12\text{ V}_{AC}$ olur. Bu gerilim doğrultmacaya uygulanır. Doğrultmacaya uygulanan AC gerilim burada tek yönlü gerilime çevrilir.

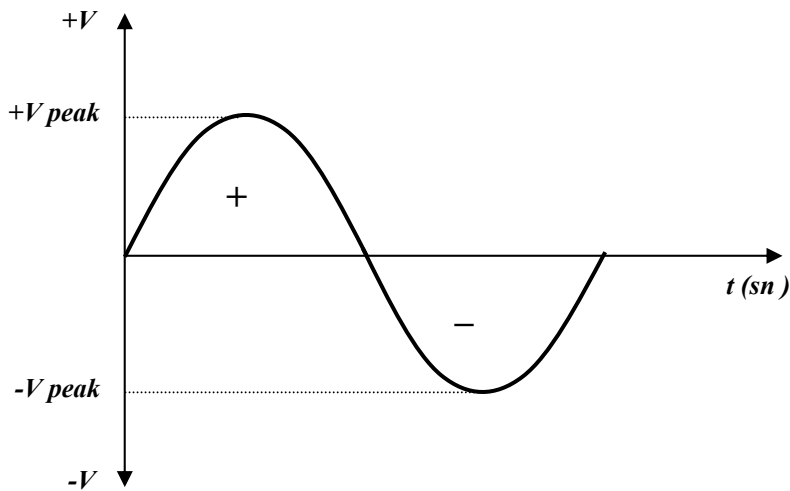
Doğrultmaçta kullanılan diyotların özelliğinden dolayı, girişteki iki alternansa karşılık tek alternansın çıkışına izin verilir. Doğrultmacın amacı adından da anlaşılacağı üzere AC sinyali DC sinyale çevirmektir. Doğrultmaç katında kullanılan çeşitli doğrultmaç tipleri vardır. Bunlar; yarım dalga, tam dalga, köprü tipi doğrultmaç olmak üzere üçe ayrılır. Bu üç doğrultmaç tipi konu bitiminde ayrıntılı olarak incelenecektir.

Doğrultmaç çıkışındaki sinyal, DC genliği devamlı değişen palsler halindedir. Bu sinyale palsli veya dalgali (ripple) DC sinyal denir. Böyle bir DC sinyal, hiçbir elektronik cihaza uygulanamaz. Çünkü dalga içeren DC gerilim bu cihazlara zarar verebilir. Bu yüzden DC gerilim üzerindeki bu dalgalanmaların (ripple) en aza indirgenmesi veya sıfırlanması gerekmektedir. Bu işlem filtre devrelerinde gerçekleştirilir. İyi bir filtre devresi çıkışındaki gerilim tam DC görünümündedir. Yani dalgalanma sıfıra indirgenir.

Güç kaynağına bağlanacak çeşitli yüklerde, çekilecek akıma karşılık güç kaynağı çıkışındaki voltajın sabit kalabilmesi için filtre devresinin çıkışı voltaj regülatörüne bağlanmalıdır. Voltaj regülatörü, bu kat çıkışındaki DC sinyal seviyesini, yük veya yüklerden çekilecek akım değişimlerinden veya giriş gerilimindeki voltaj değişimlerinden dolayı oluşacak seviye farklarını tolere ederek çıkış geriliminin sabit kalmasını sağlar.

Son kat olan voltaj bölücü kademesi ise; voltaj regülatörü çıkışında elde edilen sabit DC gerilimin ihtiyaç duyulan gerilim seviyelerine bölünmesi için kullanılır. Yaygın olarak voltaj bölücü; yükselteçlerin veya sinyal üreticilerin çalışması için gerekli olan çeşitli değerlerdeki kaynak gerilimlerinin sağlanması için kullanılır.

Bu aşamadan sonra doğrultmaç tipleri tek tek incelenecektir. Ancak doğrultmaçlar konusu işlenmeden önce AC sinyal bilgilerinin tekrarlanması fayda görülmektedir. Hatırlanacağı gibi AC sinyal; pozitif ve negatif olmak üzere iki alternanstan oluşan ve bir periyot süren sürekli bir dalga şeklindedir.



Şekil 4.2 AC sinyalin gösterimi

Şekil 4.2’de görüldüğü gibi alternatif akım, genlikleri eşit ancak yönleri farklı iki alternanstan oluşmuştur. 0 çizgisinin üstünde kalan bölgeye + alternans; altında kalan bölgeye de – alternans denir. İki alternansın toplamına ise periyot denir. Bu gerilimin zamana göre değişim hızına hatırlanacağı üzere frekans (1 sn.deki periyot sayısı) denir. Herhangi bir AC gerilim tüm olarak aşağıdaki matematiksel denklemlerle ifade edilir.

$$V(t) = V_{peak} \cdot \sin \omega t \text{ veya } V(t) = V_{peak} \cdot \sin 2\pi ft$$

Bu denklem akım için yazıldığında aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$I(t) = I_{peak} \cdot \sin \omega t \text{ veya } I(t) = I_{peak} \cdot \sin 2\pi ft$$

Bu denklemler AC gerilim veya akımın anı değeri ifadesidir. Ancak voltmetrede okunan değeri, AC genliğinin DC eşdeğeri olan *efektif* veya *rms* değeridir. Bu eşitlik matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_{eff} = V_{etkin} = V_{rms} = V_{peak} \cdot 0,707$$

Bir voltmetreyi, uygun ölçme kademesine alıp, şehir şebekesinin değerini ölçtüğümüzde 220 Volt değerini görürüz. Bu gerilimin tepe (peak) değeri ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$V_{peak} = 220 \cdot 0,707 = 311,18 \text{ Volt.}$$

Eğer tepeden tepeye (peak to peak) gerilim değeri istenmiş olsaydı çözüm aşağıdaki gibi hesaplanırdı.

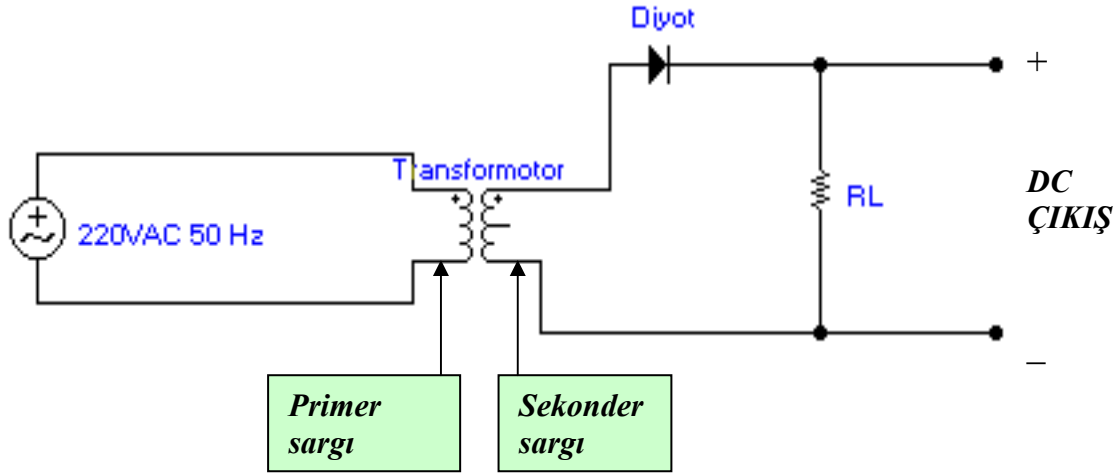
$$V_{peak\ to\ peak} = 220 \cdot 0,707 \cdot 2 = 622,36 \text{ Volt.}$$

Bu hatırlatma bilgilerinden sonra yarım dalga doğrultmacının incelenmesine geçilecektir.

4.1.2 YARIM DALGA DOĞRULTMAÇ (HALF WAVE RECTIFIER)

Şekil 4.3’te yarım dalga doğrultmaç şeması görülmektedir. Bu bölümden itibaren elektronik elemanlarının kullanıldığı devrelerin analizleri konusu ağırlık kazanacaktır. Bu nedenle, devrenin çalışma prensibini çok iyi kavramak gerekir.

Transformatorun primerine uygulanan şehir şebekesi gerilimi, sekonder sargısında istenilen voltaj değerine indirgenir. Bu AC gerilim değeri aynı zamanda yaklaşık olarak DC çıkış gerilimine eşittir.



Şekil 4.3 Yarım dalga doğrultmaç devre şeması

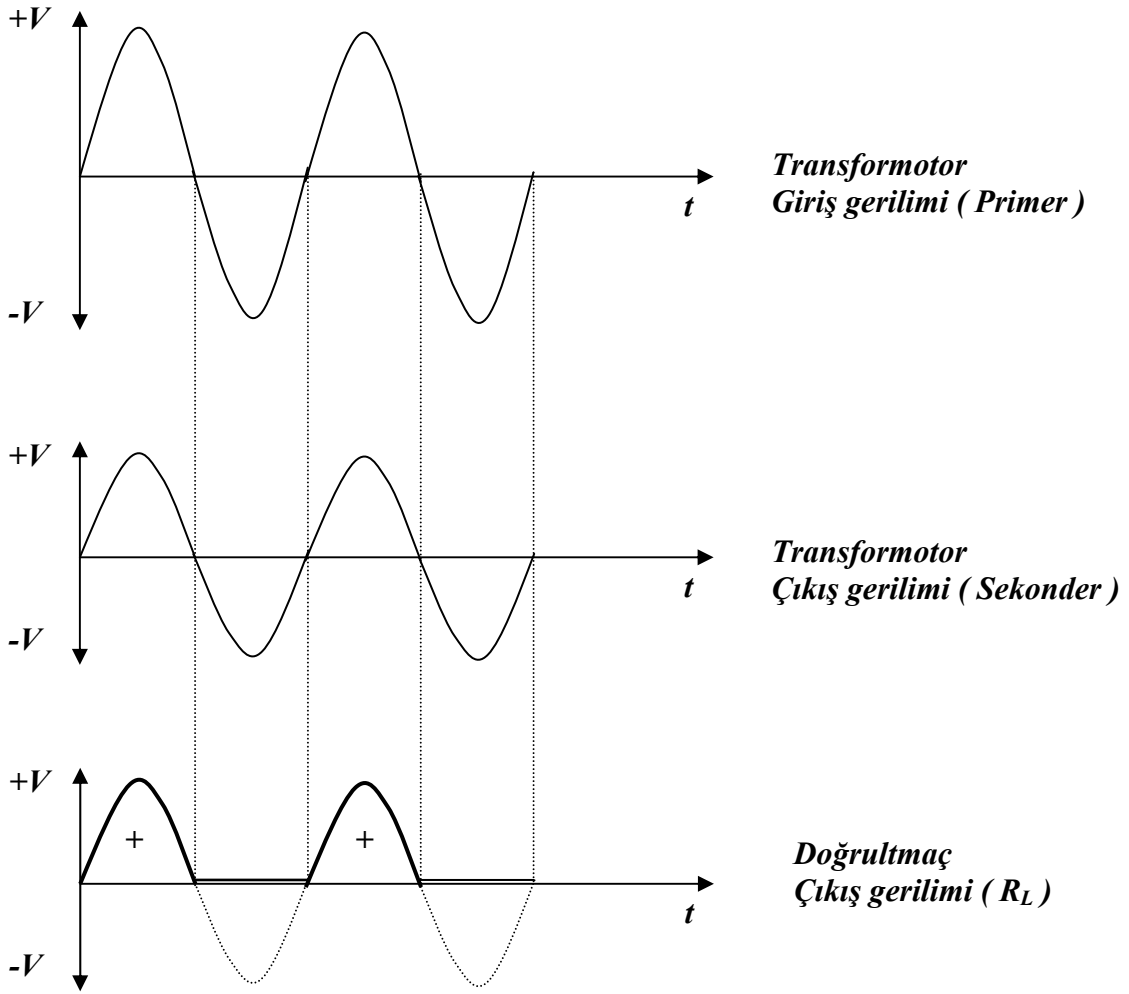
Transformatorun primerine uygulanan AC gerilim, bu sargı üzerinde bir manyetik alan oluşturur. Bu manyetik alan; sekonder sargının sarım sayısına göre bir gerilim indüklenmesine neden olur. Sekonderden elde edilecek AC gerilim değeri sekonder sarım sayısı ile doğru orantılıdır. Yükün kullanacağı DC gerilim değeri belirli olduğundan, sekonderden elde edilecek AC gerilim bu değere göre seçilir. Şekildeki transformator özel bir tasarım ürünü olduğundan primer ile sekonder arasında faz değişimi yoktur. Normal şartlarda bir transformatorun primer ile sekonderi arasında 180° faz farkı vardır. Şekildeki devrede kullanılan transformatorun primer ve sekonderinin üst noktaları + ile belirtilmiştir. Bunun anlamı; primerin üst ucundaki alternans ile sekonderin üst ucundaki alternansın yönleri aynı olmasıdır.

Buna göre; ilk anda sekonderin üst ucunda (+) alternans olduğunu kabul edelim. Bu durumda sekonderin alt ucunda otomatikman (-) alternans bulunacaktır. Buna göre diyotun anodu, katoduna nazaran daha fazla pozitif olacağından; diyot iletken durumuna geçecektir. Yani R_L üzerinde girişin (+) alternansı olduğu gibi görülür. R_L 'nin üst ucu (+), alt ucu ise sıfır pozisyonundadır.

Alternans değişiminde ise sekonderin üst uc (-), alt ucu ise (+) olacaktır. Bu durumda diyotun anodu, katoduna nazaran daha fazla negatif olacağından; diyot yalıtıma geçecektir. Yani bu pozisyon-da diyotun içerisinden hiçbir akım geçişi olmaz. Dolayısıyla R_L üzerindeki gerilim düşümü sıfır seviyededir. Bu olaylar alternans değişimlerinde periyodik olarak devam eder.

Bir periyotluk bölüm incelenmesinin sonucu; devreye uygulanan alternatif akımın bir periyodundan sadece tek alternansın çıkışa yansıdığı görülür. Diğer alternansın geçişi diyot tarafından engellenecek-

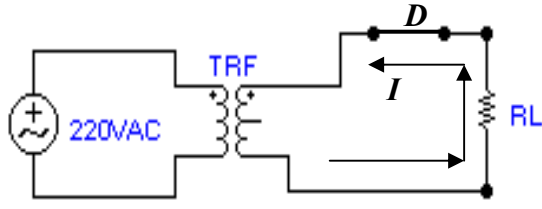
tir. Çıkışta ise tek yönlü bir gerilim elde edilir. Bu gerilime dalgalı DC gerilim adı verilir. Doğrultma işlemi tek alternansta gerçekleştirildiği için devreye de **Yarım Dalga Doğrultmaç** adı verilir. Buraya kadar anlatılan işlemlerin şekillerle ifadesi konuyu pekiştirecektir.



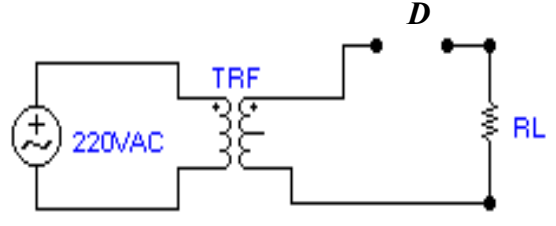
Şekil 4.4 Yarım dalga doğrultucu Giriş – Çıkış (Input Output) sinyal şekilleri

Şekil 4.4.' teki sinyal şekilleri dikkatlice incelendiğinde transformatorun primerine uygulanan AC gerilimin, sekonder çıkışında genlik olarak azaldığı görülecektir. Bu noktada; transformatorun gerilim düşürücü olduğu anlaşılmalıdır. Sekonderden elde edilen düşük genlikli AC gerilim yarım dalga doğrultmacıya uygulanıp çıkıştan sadece pozitif alternanslar alınmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken diğer bir nokta, diyotun bağlanma yönüdür. Referans olarak alınan sekonderin üst noktasına diyotun katodu bağlanmış olsaydı; çıkıştan alınacak gerilimin yönü tam ters olacaktı. Yani DC çıkış (yük direncinin) üst noktası (-) alternans olacaktı. Burada, diyotun bağlantı şekli kadar; çıkış geriliminin referans alınma noktası da önemlidir.

Konunun daha iyi anlaşılması amacıyla diyotun, pozitif ve negatif alternanslardaki davranışını ayrı ayrı incelemek faydalı olacaktır.



**Şekil 4.5.a Girişin (+) alternansında
Diyotun durumu**



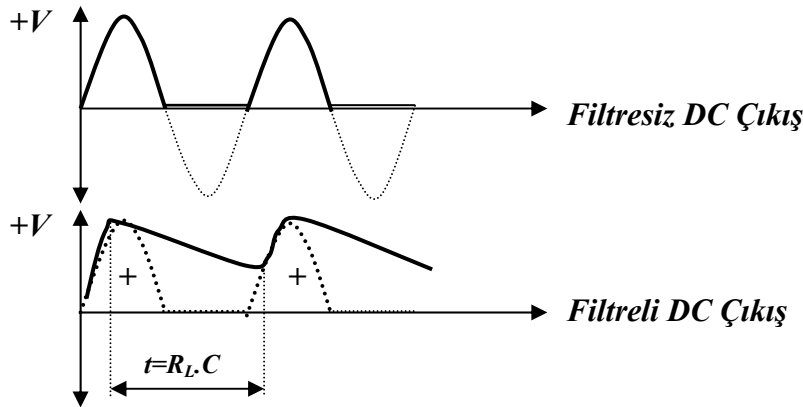
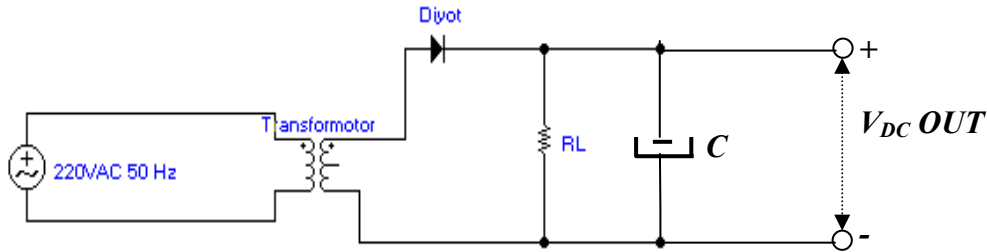
**Şekil 4.5.b Girişin (-) alternansında
Diyotun durumu**

Şekil 4.5. a ve b ‘de girişe uygulanan alternatif akımın değişen alternanslarına göre diyotun yarı iletken özelliği devreye girmektedir. Yani diyotun anodu, katoduna göre (eşik geriliminden daha fazla bir gerilim kadar) pozitif olduğunda diyot iletme geçer. Diğer bir deyimle iletken olur. (Şekil 4.5.a). Aksi takdirde diyottan herhangi bir akım geçişi olmaz. Bu durumda diyot yalıtkan olur. (Şekil 4.5.b).

Bilindiği gibi yarım dalga doğrultmacın çıkışından alınan gerilim dalgalı DC’ dir. Bu tip gerilim veya sinyal şekli, elektronik devrelerin sağlıklı olarak çalışması için uygun değildir. Yarım dalga doğrultmacın çıkış gerilimi ortalama bir gerilimdir ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_{DC} = V_{ORT} = 0,318 \cdot V_{Peak}$$

DC’ ye daha yakın bir gerilim istendiği takdirde R_L uçlarına filtre edici özelliği bulunan bir devre elemanı (kondansatör) takılması gerekir.

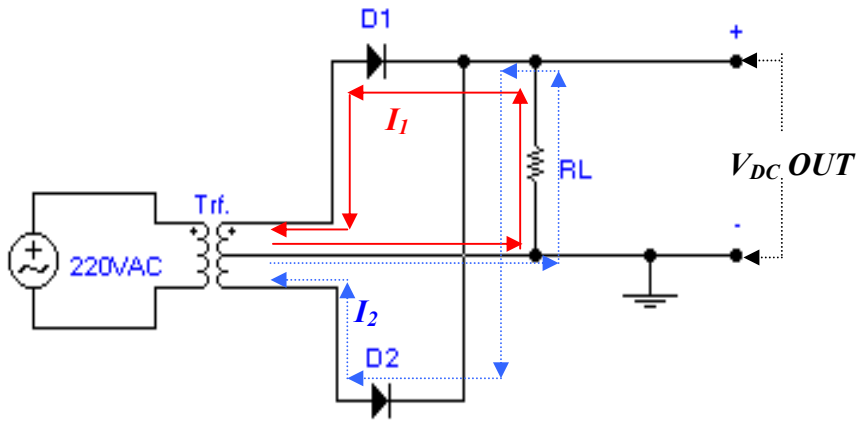


Şekil 4.6 Yarım Dalga Doğrultmaç çıkışına kondansatörün bağlanması ve sinyal değişimi.

Şekil 4.6’da görüldüğü gibi yarım dalga doğrultmacın çıkışına bir elektrolitik kondansatör bağlandığında; çıkış geriliminin sinyal şekli ve genliği değişmektedir. Bu değişimin nedenini anlayabilmek için kondansatörün çalışma prensibini bilmek gerekir. Elektrik Bilgisi dersinden veya daha önce işle-nen konulardan da hatırlanacağı üzere; kondansatör tek yönlü gerilime karşı depolama özelliği gösterir. Devredeki kondansatöre dikkat edilecek olursa; devre çıkışındaki R_L yük direncine paralel bağlandığı görülecektir. Çıkıştaki Pozitif alternans başlangıcı anında (kondansatör boş iken) sinyalin yükselmesiyle, kondansatör de şarj olmaya başlar. Bu şarj, sinyalin max. (V_{peak}) noktasına kadar devam eder. Daha sonra giriş gerilimi doğal periyodundan dolayı kondansatör şarj geriliminden daha düşük seviyeye düşer. Bu istenmeyen durum, kondansatör üzerindeki şarjlı gerilim yardımıyla geçici bir süre için ortadan kalkar. Kondansatör bu noktada üzerindeki gerilimi deşarj etmeye başlar. Bu anda devrede sadece paralel R – C devresi kalır. Kondansatör yük direnci üzerinden deşarj olur. Bu süre Şekil 4.6’ da da görüldüğü gibi $t = R_L . C$ kadardır. Kondansatörün değeri ne kadar yüksek olursa deşarj süresi o oranda artar. Bu da devre çıkış geriliminin daha fazla DC’ ye yakın olmasını sağlar. Çıkış geriliminin olabildiğince ripple’sız (dalgasız) olması doğrultmaçlarda en çok aranan özelliktir.

Yarım dalga doğrultmacın çıkışına her ne kadar büyük değerli filtre konulsa dahi gerçek DC gerilim elde edilemez. Çünkü sadece tek alternansta doğrultma işlemi yapılır. Diğer alternansın seviyesi kondansatörle yükseltilmeye çalışılması yeterli değildir. Bu işlem Tam Dalga Doğrultmaç ile yapıldığında çıkış gerilimi, DC’ ye daha yakın olur. Şimdi bu devre incelenecektir.

4.1.3 TAM DALGA DOĞRULTMAÇ (FULL WAVE RECTIFIER)



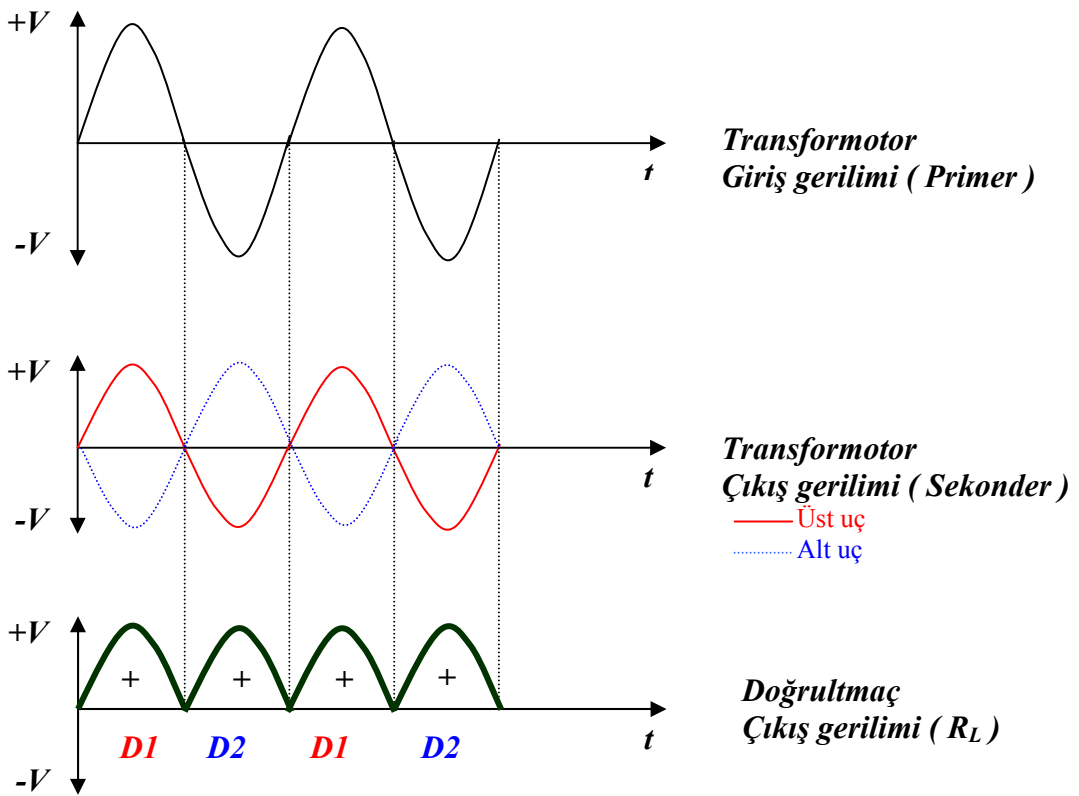
Şekil 4.7 Tam Dalga Doğrultmaç devre şeması

Şekil 4.7’ de tam dalga doğrultmaç devresi görülmektedir. Öncelikle bu devrenin, yarım dalga doğrultmaç ile farklarını gözden geçirmek gerekir. İlk olarak bu devrede; orta uçlu transformatorun kullanıldığı ve tek diyot yerine iki diyotun kullanıldığı dikkati çekmektedir. Orta uçlu transformatorun üç çıkış ucu vardır. Üst uçla orta uç arası, birinci AC kaynağı; alt uçla yine orta uç arası da ikinci AC

kaynağı ifade etmektedir. Yani orta uç, ortak (common) olarak kullanılmaktadır. Bilindiği gibi transformatorun sekonder sargısının üst ve alt uçları arasında 180° faz farkı bulunmaktadır. Üst uça pozitif alternans olduğu anda, alt uça negatif alternans bulunmaktadır. Orta uç potansiyel olarak 0 Volttur.

İlk anda sekonderin üst ucunun pozitif olduğunu var sayalım. Bu durumda alt uç negatif olacaktır. Dolayısıyla D_2 diyodu tıkama yönünde polarize olur. Yani D_2 diyodu yalıtımda olup, üzerinden akım geçmez. Ancak bu alternans süresince D_1 diyodunun anodu, katoduna nazaran daha pozitiftir. Dolayısıyla D_1 diyodu bu anda iletken olur. Devreden geçen I_1 akımı R_L ve D_1 üzerinden geçerek tekrar transformatorun 1. sargısına ulaşır. Bu anda R_L üzerinde, üst uç (+) olacak şekilde bir gerilim düşümü olur. Bu gerilim düşümü çıkışta tek yönlü bir gerilimin elde edilmesini sağlar.

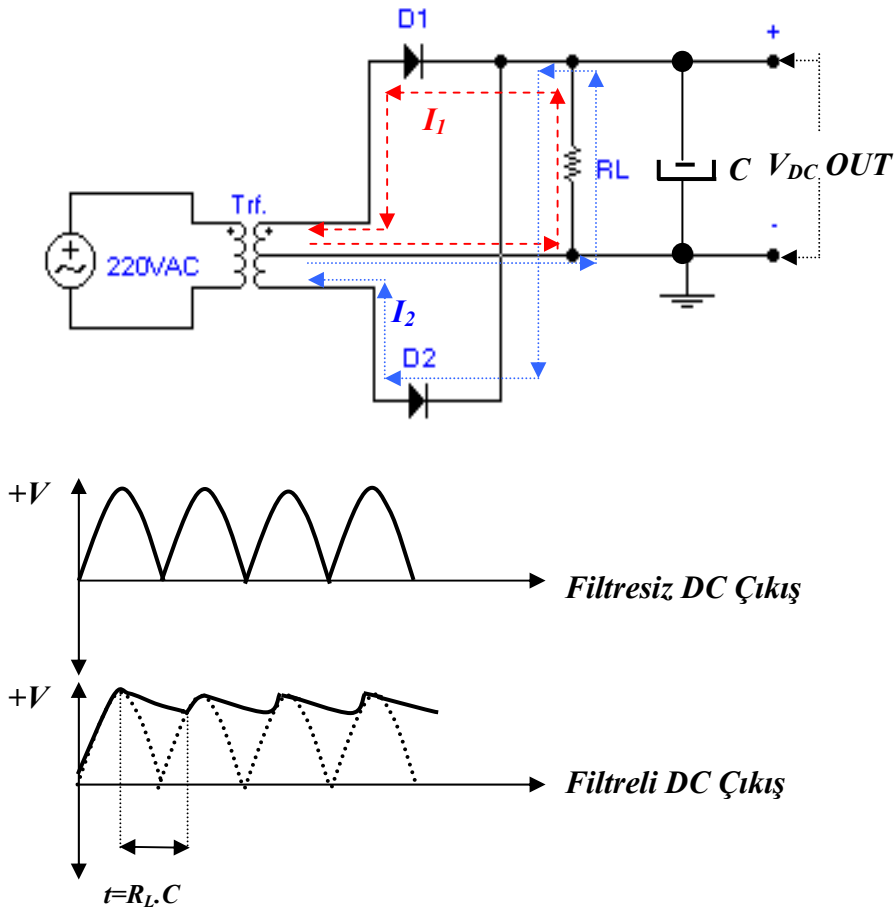
Alternans değiştiğinde sekonder sargısının üst ucu (-), alt ucu ise (+) olur. Bu anda bir önceki durumun tam tersi gerçekleşir. Yani D_2 iletme geçerken, D_1 yalıtkan olur. Bu anda devreden I_2 akımı akar. I_2 akımının yönü de I_1 akımı yönünde olur. R_L üzerindeki gerilim düşümü yönü; bir önceki alternanstaki gibi üst uç (+) olacak şekildedir. Dolayısıyla giriş geriliminin her alternansında devreden çıkış almak mümkün olmaktadır. Alternans değişimi her ne olursa olsun, devredeki diyotlardan birisi iletme geçeceğinden çıkış gerilim seviyesi, yarım dalga doğrultmaç çıkışına oranla 2 katı genlikte olmakla birlikte; çıkış gerilimi DC' ye daha yakın olacaktır. Bu teorik bilgiler aşağıdaki sinyal şekilleriyle desteklendiğinde konunun anlaşılması daha kolay olacaktır.



Şekil 4.8 Tam Dalga Doğrultmaç devresine ait giriş – çıkış sinyalleri.

Şekil 4.8’deki sinyal şekiller incelendiğinde tam dalga doğrultmaç devresi çıkışında, giriş sinyalinin her alternansı için çıkış geriliminin alındığı görülecektir. Tam dalga doğrultmacın çıkış sinyali ile yarım dalga doğrultmacın çıkış sinyali kıyaslandığında; yarım dalgadaki tek alternanslık çıkışın yarattığı dezavantajın, tam dalga doğrultmaçta giderildiği sonucuna varılmaktadır.

Hatırlanacağı gibi, yarım dalga doğrultmaç devresinin çıkış sinyal seviyesini DC’ ye daha yaklaştırmak amacıyla, devre çıkışına bir kondansatör bağlanmıştır. Aynı filtre sistemini tam dalga doğrultmaç çıkışına da uygulamak mümkündür. Elde edilecek yeni devre şekli ve sinyal şekilleri Şekil 4.9’ da gösterilmiştir.

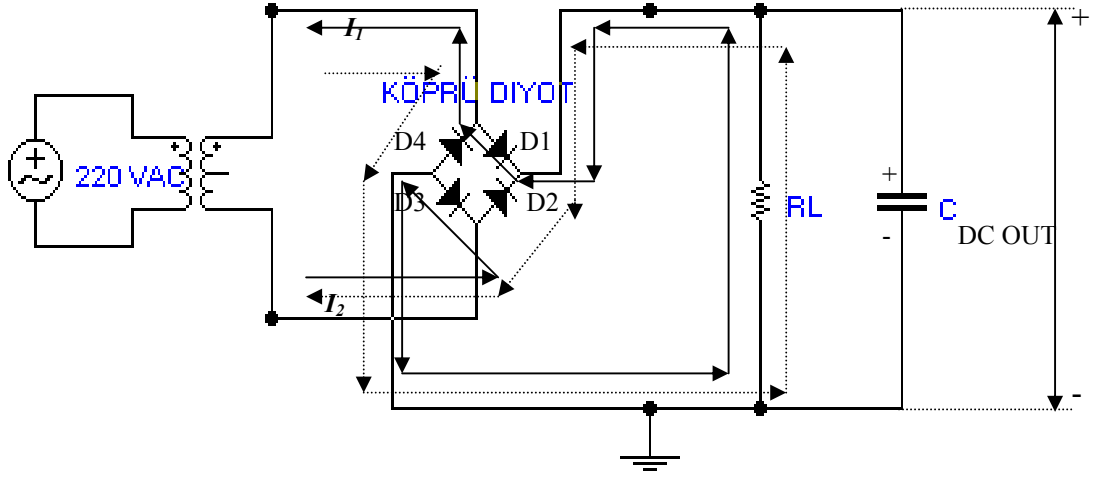


Şekil 4.9 Tam Dalga Doğrultmaç çıkışına kondansatörün bağlanması ve sinyal değişimi.

Devre çıkışına filtre elemanı (kondansatör) bağlandıktan sonra çıkış sinyalinde meydana gelen değişim Şekil 4.9’ da görülmektedir. Tam dalga doğrultmacın çıkış sinyali; DC’ ye daha yakın olduğundan elektronik devrelerde kullanmak için yarım dalga doğrultmaca oranla daha kullanışlıdır.

Buraya kadar incelenen doğrultmaç devrelerinin dışında, Köprü Tip Doğrultmaç adı verilen bir doğrultmaç çeşidi daha vardır. Köprü tip doğrultmacın çıkış sinyali ile tam dalga doğrultmacın çıkış sinyali biçim olarak aynı olmasına karşın, akım kapasiteleri farklıdır. Köprü tip doğrultmacın diğer bir farkı ise; orta uçlu transformator kullanılmasına gerek olmayışıdır.

4.1.4 KÖPRÜ TİPİ DOĞRULTMAÇ (FULL WAVE BRIDGE RECTIFIER)



Şekil 4.10 Köprü tipi doğrultmaç devre şeması.

Şekil 4.10’ da köprü tipi doğrultmaç devresi görülmektedir. Bu doğrultmaç, tam dalgada olduğu gibi girişin hem pozitif hem de negatif alternanslarında çıkış verir. Dolayısıyla sinyal çıkış şekli tam dalga doğrultmaç ile aynıdır. Bu yüzden sinyal şekilleri tekrar verilmeyecektir. Daha önce de belirtildiği gibi köprü tip doğrultmacın, tam dalga doğrultmacıya göre avantajları:

- 1- Akım kapasitesinin daha yüksek olması,
- 2- Orta uçlu transformator yerine tek sargılı sekonder kullanmasıdır.

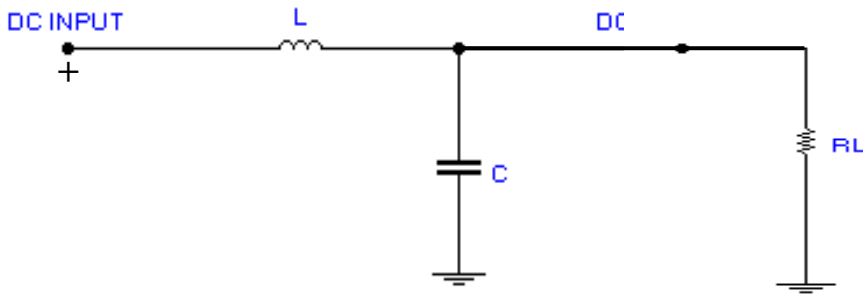
Devrenin çalışma prensibi ise, tam dalga doğrultmacıya benzerdir. İlk anda sekonderin üst ucuna (+) alternansın geldiğini kabul edelim. Bu durumda D_1 ve D_3 iletken, D_2 ve D_4 ise yalıtkan olacaktır. Bu alternansta akım (I_1), $D_3 - R_L - D_1$ elemanlarından geçerek devresini tamamlar. Bu akım R_L üzerinde üst uç (+) olacak biçimde DC gerilim düşümüne neden olur. Alternans değişiminde faz 180° döneceğinden sekonderin üst ucu (-), alt ucu ise (+) olacaktır. Bu durumda $D_4 - D_2$ diyotları iletimde, $D_3 - D_1$ diyotları ise yalıtımda olacaktır. Bu anda akım (I_2), $D_4 - R_L - D_2$ üzerinden devresini tamamlar. Bu akım R_L üzerinde bir önceki akım yönünde gerilim düşümüne neden olur. Dolayısıyla girişteki her alternansa karşılık çıkıştan tam dalga DC çıkış sağlanır. Çıkışa konulan kondansatör daha önce de anlatıldığı gibi filtre işlemi yapar. Çıkış geriliminin DC’ ye daha yakın olmasını sağlar.

Buraya kadar işlenen konularda doğrultmaç prensipleri verilmiştir. AC gerilimi DC gerilime çeviren bu devreler, bütün elektronik devrelerinin beslemesinde kullanıldığı için çok önemlidir. Hatırlanacağı üzere doğrultucu çıkışındaki ripple’ları filtre etmek amacıyla kondansatör kullanılmaktadır. Ancak tek başına bir kondansatör iyi bir filtre işlemi gerçekleştiremez. Filtre işlemi için çeşitli devreler tasarlanmıştır. Bu bölümde filtre devreleri ayrıntılı olarak incelenecektir.

4.2 FİLTRE DEVRELERİ

Doğrultmaçlar konusu verilirken filtre elemanı olarak kullanılan kondansatörün, devre çıkışı üzerindeki etkisi ve önemi şekillerle ifade edilmişti. Bu filtre türü pratikte çok sık uygulanmasına rağmen gerçekte yeterli kalmamaktadır. Ancak büyük sistem, cihaz ve elektronik devrelerin besleme katlarında iyi bir filtre sisteminin kullanılması gerekmektedir. Bu bağlamda incelenmesi gereken başlıca iki tip filtre vardır. Diğer filtreler bu iki filtrenin türevidir.

4.2.1 L TİPİ FİLTRE DEVRESİ

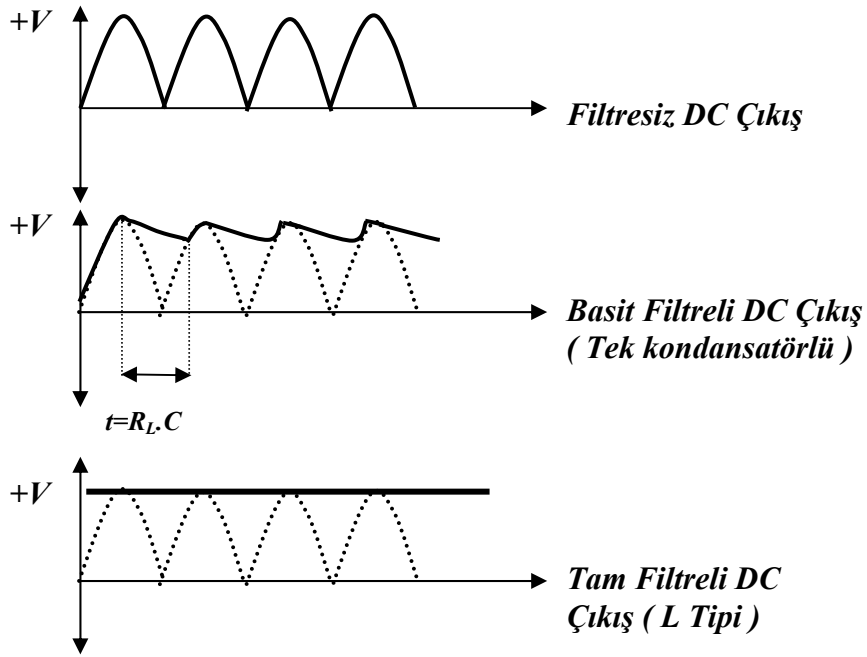


Şekil 4.11 L tipi filtre devresi

Şekil 4.11’de doğrultmaç çıkışına uygulanabilecek bir filtre devresi görülmektedir. Devre adını, bobin ve kondansatör elemanlarının birbiriyle bağlantı şekillerinin L harfine benzemesinden dolayı almıştır. Devrenin çalışma prensibinin özü, bobin ve kondansatörün AC ve DC’ ye verdikleri tepkidir. Bu prensipten ve eski bilgilerden faydalanarak devrenin çalışma prensibini anlamak çok daha kolay olacaktır.

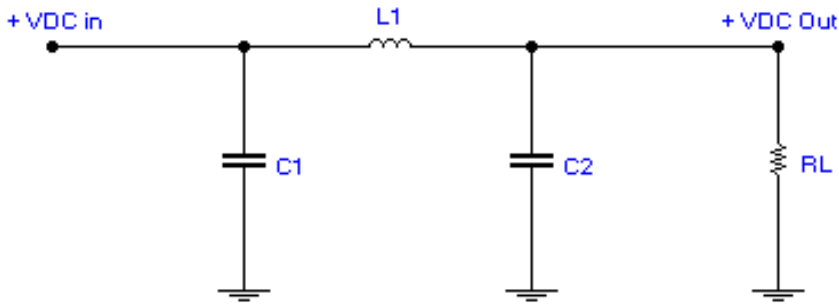
Devrenin yapısına dikkat edilecek olursa, doğrultmaç çıkışı filtrenin girişine bağlanacak şekilde tasarım yapılmıştır. Bilindiği gibi doğrultmaç çıkışında elde edilen DC gerilim tam düz olmayıp dalgalanmalar göstermektedir. Bu dalgalanmalar devre çıkışına bağlanacak yükün iyi ve verimli çalışmasını engeller. Hatta yükün zarar görmesine de neden olabilir. Devrenin girişinde bulunan L bobini DC seviyenin üzerindeki dalgalanmayı AC olarak algılar. Bilindiği gibi bobin AC’ ye zorluk göstermektedir. Bu nedenle bobin DC üzerindeki ripple seviyesine şarj olur ve bu enerjiyi depolar. Aynı zamanda dalgalanmanın çıkışa aktarılmasını engeller. Dolayısıyla bobinin çıkışında sadece DC seviye görülür. Bobin prensip olarak DC’ yi geçirip AC’ ye zorluk gösterdiğinden bobin çıkışında düz DC’ ye yakın bir enerji görülür. Çıkıştaki kondansatör ise AC’ yi geçirip DC’ ye zorluk gösteren bir devre elemanıdır. Yüke paralel bağlandığı için DC seviye üzerinde kalan çok küçük bir AC enerjinin

şaseye akmasını sağlar. Kendi üzerindeki DC' nin maksimum seviyesine şarj olur. Çıkıştaki R_L bilindiği gibi yükü temsil eder. Yükten çekilen akım miktarına göre devre yükü beslemiş olur.



Şekil 4.12 L tipi filtre giriş – çıkış sinyalleri

4.2.2 π TİPİ FİLTRE DEVRESİ



Şekil 4.13 π tipi filtre devresi

Şekil 4.13'te π tipi filtre devresi görülmektedir. Devrenin çalışma prensibi L tipi filtreye aynıdır. Fark olarak bu devrenin girişinde bir kondansatör daha konulmuştur. Dolayısıyla daha iyi bir filtreleme

işlemi gerçekleştirilir. Prensip olarak L tipi filtreden farklı olmadığı için çalışması kısaca anlatılacaktır.

Girişteki C_1 kondansatörü ile çıkıştaki C_2 kondansatörü daha önce de anlatıldığı gibi DC seviyenin üzerindeki AC salınımları şaseye aktarır. L_1 bobini ise bu salınımların geçmesine izin vermeyerek bu enerjiyi depolar. Dolayısıyla çıkışta L tipi filtrede olduğu gibi DC' ye yakın bir gerilim alınır. Çıkış sinyali, L tipi filtre devresiyle aynı olduğundan bu çizim tekrarlanmamıştır.

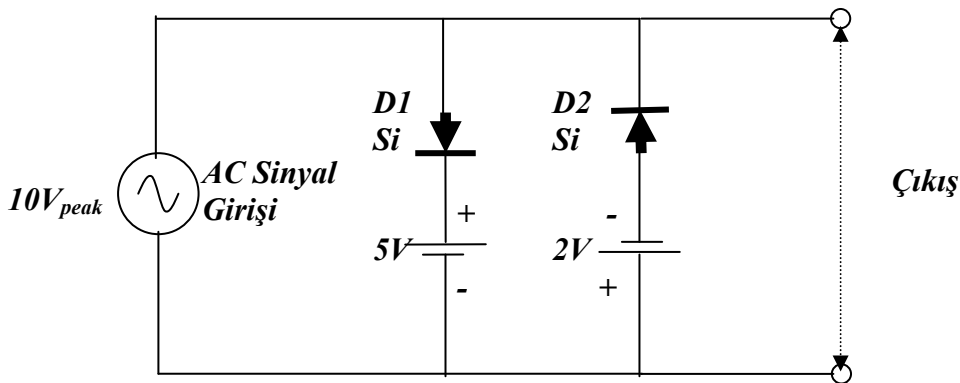
4.3 DİYOT DEVRELERİ

Bu bölümde diyotların doğrultmaçlar dışında, hangi devrelerde etkin olarak kullanıldığı anlatılacaktır. Bu devrelerin genel adı gerilim değıştirici veya gerilim şekillendiricidir.

Elektronik devre tasarım ve uygulamalarında gerilim limitleyici (kırıcı), gerilim çoğaltıcı gibi devreler, genellikle diyotlarla gerçekleştirilir. Bu devrelerin incelenmesi, diyotların çalışma prensibini kavramak açısından çok yararlı olacaktır. Bu bağlamda ilk olarak gerilim limitleyici (kırıcı) konusu, örnekli olarak verilecektir.

4.3.1 GERİLİM LİMİTLEYİCİ DEVRELERİ

Gerilim limitleyici devre denince, akla girişe uygulanan AC veya DC gerilimin kırılması veya gerilim seviyesinin azaltılması gelmelidir. Örnek olarak aşağıdaki devrenin çalışması incelendiğinde konunun anlaşılması daha verimli olacaktır.



Şekil 4.14 Gerilim limitleyici devresi.

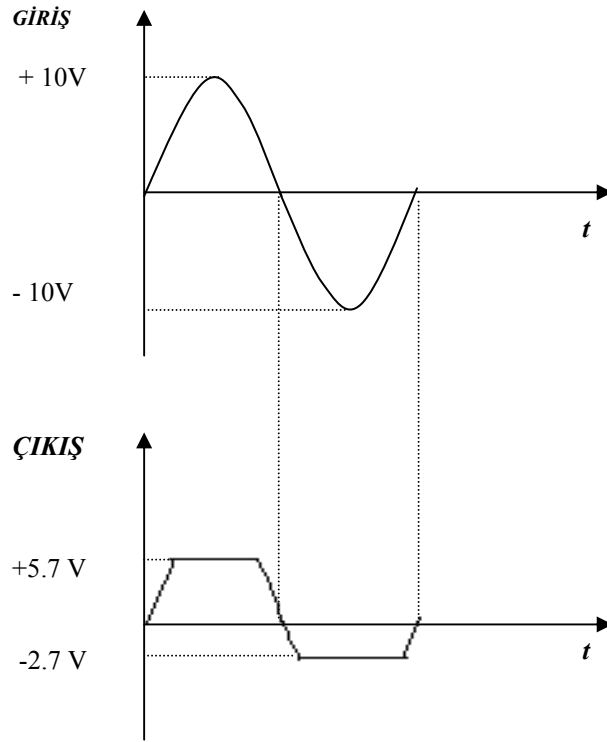
Şekildeki devrenin çıkış sinyalinin nasıl bulunacağı örneklenerek anlatılacaktır. Öncelikle devrede kullanılan elemanların özelliklerini bilmek gerekir. Bilindiği gibi Si. Diyot 0.7 Volttan sonra iletme geçer.

D_1 diyodunun katoduna + 5 VDC gerilim, D_2 diyodunun anoduna ise – 2 VDC gerilim uygulanmıştır. Yani her iki diyot ta tıkama yönünde polarize olmuştur. Bu diyotların iletme geçmeleri devrenin çıkış gerilimini değiştirecektir. (Eğer diyotlardan her ikisi de, hiçbir zaman iletme geçmezse çıkış gerilimi $30 V_{pp}$ AC olacaktır. Ancak devrenin çalışması incelendiğinde böyle olmadığı görülecektir.

AC kaynağın üst ucunun (+), alt ucunun ise (-) olduğunu varsayalım. Bu durumda D_2 diyodunun anodu sabit -2 Volt, katodu ise (değişken) tepe gerilimi + 10 Vp. olan gerilimle polarize olduğundan iletme geçme olasılığı yoktur. Dolayısıyla bu alternansta, bu koldan hiç akım geçmeyecektir. D_1 diyodunun olduğu diğer koldaki durum ise biraz daha farklıdır. D_1 diyodunun katodunda sabit + 5 VDC gerilim, anodunda ise (değişken) tepe gerilimi + 10 Vp. olan bir gerilim mevcuttur. Diyodun iletme geçmesi için anodun, katoda göre daha fazla pozitif olması gerektiğini biliyoruz. Girişin + alternansı 0' dan başlayıp zaman içinde sinüsel değiştiğine göre 5 Voltluk sabit kaynağın değerine ulaşıncaya kadar diyot yalıtımda kalacaktır. 0.7 Voltluk eşik gerilimi de bu değere eklenirse D_1 diyodu 5.7 Volta kadar iletme geçmez. Bu ana kadar çıkış girişi geriliminin aynısıdır. Çünkü her iki kol da açık devre gibidir. Ancak değişken giriş gerilimi 5.7 Voltu geçtiği anda D_1 diyodu iletme geçer. Bu andan sonra çıkışta +5 Voltluk DC gerilim gözlenir. Çünkü giriş gerilimi D_1 üzerinden kısa devre olur ve çıkışa yansımaz. Değişken giriş gerilimi doğal periyodu nedeniyle + 5.7 Volttan aşağı tekrar düştüğünde; D_1 diyodu tekrar yalıtkan olur. Çıkış yine değişken giriş gerilimini takip eder.

Alternans değişiminde üst uç (-), alt uç ise (+) olacaktır. Bu durumda D_1 'in bulunduğu kol tamamen yalıtkan olacaktır. Anoduna değişken kaynağın (-) alternansı, katoduna ise sabit + 5VDC gerilim geldiğinden tıkama yönünde kutuplanır. Dolayısıyla D_1 'in iletme geçme olasılığı ortadan kalkmıştır. Diğer kolda ise alternans değişikliğinden dolayı durum da değişmiştir. D_2 diyodunun anodunda sabit –2 Volt, katodunda ise (değişken) tepe gerilim – 10 Vp. olan bir gerilim vardır. Biraz önce yapılan basit matematiksel hesabı bu kola da uygularsak; D_2 diyodunun girişin $2 + 0,7 = 2,7$ Volttan sonra iletme geçeceğini bulabiliriz. Çünkü bu gerilim değerinden sonra D_2 'nin katodu anoduna göre daha fazla negatif olacağından iletme geçecektir. Bu andan sonra çıkışta sabit – 2 Volt DC görülecektir. Ancak giriş geriliminin değişiminden dolayı gerilim değeri 2.7 Volttan daha az negatif değere ulaştığında D_2 tekrar yalıtkan olacağından, çıkış yine girişi takip edecektir. Bu anlatımların şekilsel gösterimi Şekil .4.15'te verilmiştir. Şekil dikkatle incelendiğinde girişe uygulanan AC gerilimin, diyotlar yardımıyla limitlendiği görülür. Zaten devre adını bu limitleme (kırpma) dolayısıyla almıştır.

Eğer devredeki diyotlar ideal olarak kabul edilseydi; eşik gerilimi 0 Volt olarak alınacaktı. O zaman diyodun iletme geçmesi için sadece doğru polarma verilmesi yetecekti. 0.7 Voltluk eşik gerilimi dikkate alınmamış olacaktı. Pratikte çoğu kez eğer devre gerilimi yüksek ise eşik gerilim ihmal edilebilir.

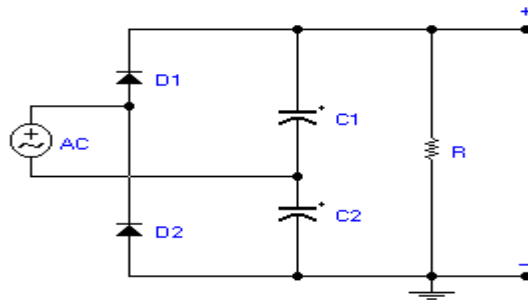


Şekil 4.15 Şekil 4.14'teki gerilim limitleyici devresinin çıkış sinyali.

4.4 GERİLİM ÇOĞALTICI DEVRELERİ

Elektronik devrelerin her bölümünde, aynı besleme gerilimleri kullanılmaz. Bazı noktalarda daha yüksek veya daha düşük gerilimler gerekebilir. Bu amaçla DC gerilim seviyesi değiştirilebilir. DC gerilimin düşürülmesi gerilim bölme yöntemi ve direnç elemanı kullanmak suretiyle çok basitçe yapılabilir. Ancak DC gerilimin yükseltilmesi özel diyot devreleri ile mümkündür. Bu nedenle diyot – kondansatör kombinasyonu içeren devreler tasarlanmıştır. Bu devrelerden gerilim ikileyici ve üçleyici konuları sırasıyla aktarılacaktır.

4.4.1. GERİLİM İKİLEYİCİ DEVRESİ



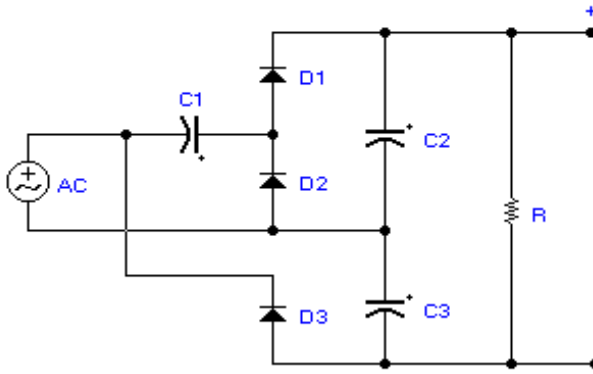
Şekil 4.16 Gerilim ikileyici devre

Gerilim ikileyici devresi; şekil 4.16’da görüldüğü gibi, iki diyot ile çıkış gerilimine seri bağlı iki kondansatörden oluşmaktadır. Devre aslında kondansatör filtreli iki adet yarım dalga doğrultmacıdır.

AC girişin pozitif alternansında; D_1 diyodu ilettime geçerek, C_1 kondansatörünü şarj eder. Bu esnada D_2 diyodu yalıtım durumundadır. Giriş saykılının negatif alternansında ise; bu kez D_2 diyodu C_2 kondansatörünü şarj eder. Bu esnada da D_1 diyodu yalıtım durumundadır. Sonuçta C_1 ile C_2 kondansatörlerinin uçları arasındaki toplam şarj gerilimi, giriş gerilimi tepe değerinin iki katına eşit olur. Voltaj ikileyici devresinin çıkışından bu şekilde yüksek çıkış voltajının alınabilmesi kondansatörlerin seri olarak ve birbirlerinin yüklerine eklenecek yönde şarj olmaları ile mümkün olmaktadır. Bu tip gerilim ikileyicilerde çekilen yük akımı kondansatörlerin deşarj akımına bağlıdır. Devreden çekilen akım miktarı çıkış geriliminin değerini belirler. Çıkış geriliminin uzun süre korunabilmesi amacıyla, uzun bir deşarj zamanı elde etmek için devredeki kondansatör ve direnç değerleri yüksek seçilmelidir.

Gerilim katlayıcılarda kullanılan temel prensip;alternatif giriş geriliminin her bir alternansında devredeki her bir kondansatörün şarj olmasıdır. Bu seri bağlı şarj gerilimleri, yük tarafından akım çekilmesiyle seri bağlı kondansatörlerden deşarj olur.

4.4.2 GERİLİM ÜÇLEYİCİ DEVRESİ



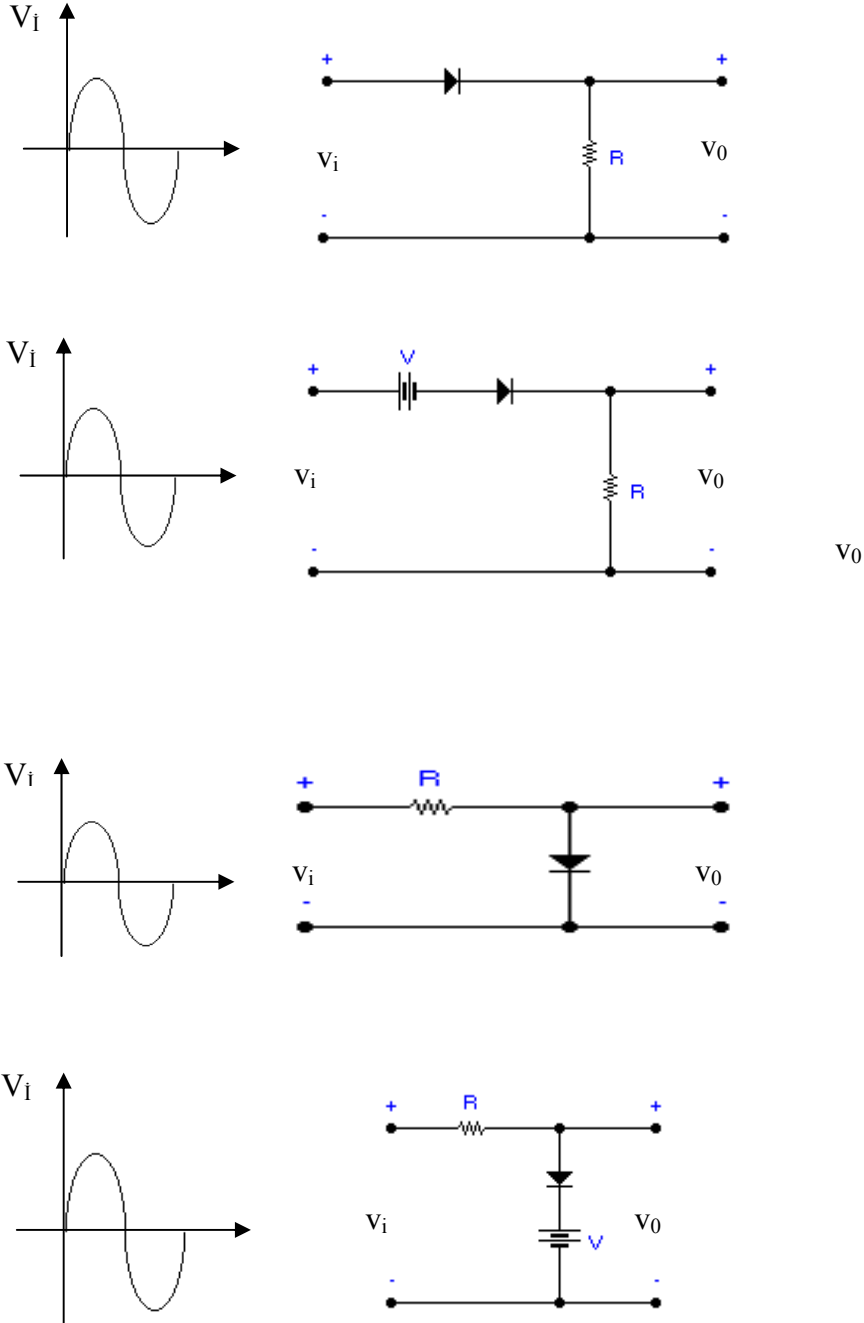
Şekil 4.17 Gerilim Üçleyici Devre Şeması.

Alternatif giriş geriliminin negatif alternansında yani; üst uç negatif, alt uç pozitif olduğunda, D_2 diyodu C_1 kondansatörünü, D_3 diyodu da C_3 ’ ü şarj eder. Pozitif alternansta ise yani; üst ucun pozitif, alt ucun negatif olduğu durumda, D_1 diyodu ilettime geçer. C_1 kondansatöründeki şarj geriliminin deşarj olmak suretiyle pozitif alternansa eklenmesi C_2 ’ yi giriş geriliminin iki katı büyüklükte bir gerilime şarj eder. C_2 ve C_3 ’ deki gerilimler birbirine eklenir. Sonuç olarak çıkışta girişteki alternatif gerilimin maksimum değerinin üç katı büyüklükte bir DC gerilim elde edilir.

4.4.3 KIRPICI VE KENETLEYİCİ DEVRELER

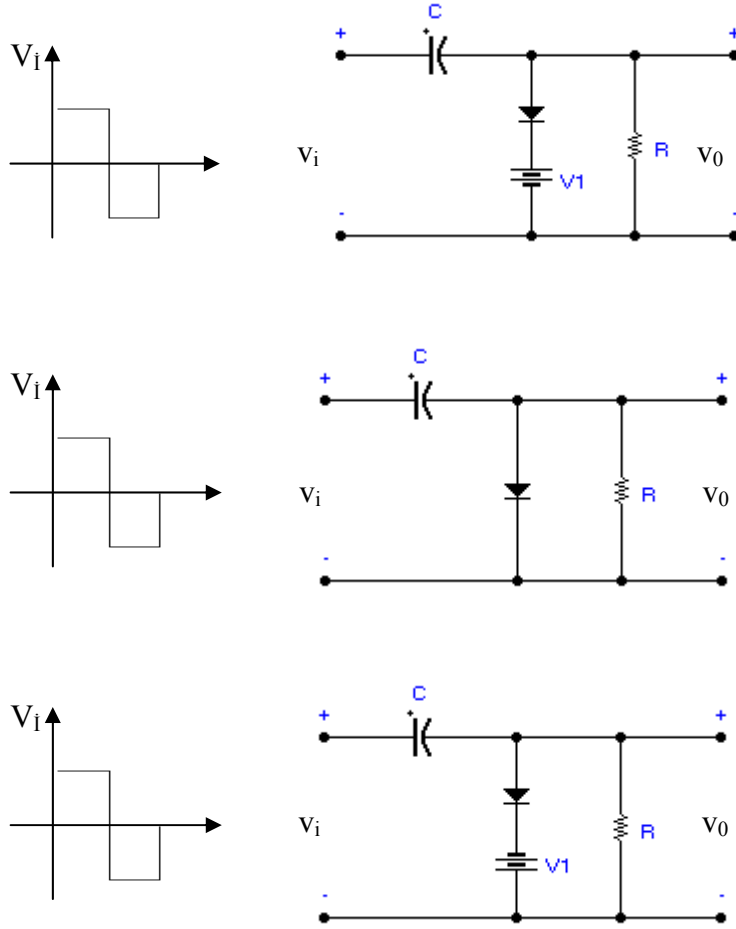
4.4.3.1 BASİT KIRPICI DEVRELER

Aşağıdaki şekillerde verilen devrelerin çalışma prensiplerini anlatınız. Çıkış sinyal şekillerini defterlerinize çiziniz.



Şekil 4. 18 Basit Kırpıcı Devreler

4.4.3.2 BASİT KENETLEYİCİ DEVRELER



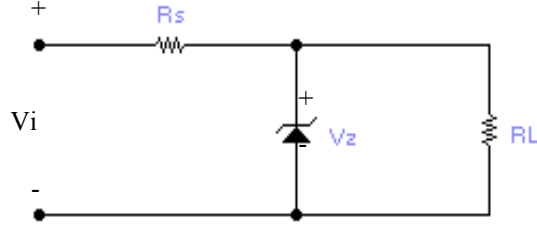
Şekil 4. 19 Basit Kenetleyici Devreler

4.5.1 ZENER DIYOTLA YAPILAN REGÜLATÖRLER

Zener diyodun en sık görülen kullanımı ön gerilimle ve karşılaştırmaya yönelik sabit bir referans gerilimi sağlamaktır. Bilindiği gibi zener diyotların kullanım amacı; üzerlerinde sabit bir gerilim tuttukları için; sabit bir çıkış gerilimi elde etmektir. Yani zener diyotla yapılan regülatörlerin çıkış dalga şekilleri; Tam Dalga Doğrultmaçlara göre; daha sabit ve daha düzgün bir yapıya sahiptir. Bu da bize daha güvenli bir çalışma(referans) gerilimi sağlar.

Örneğin V_i veya R_L 'deki değişimlere karşı yük üzerinde sabit bir V_Z gerilimi sağlamak için tasarlanmış olan şekildeki devreyi ele alalım. Burada göz önünde bulundurulması gereken iki durum söz konusudur: Birincisi giriş geriliminin sabit olup R_L 'nin değişeceği ve diğerinin ise R_L 'nin sabit olup V_i 'nin değişeceği durum. Bu iki durum da ayrı ayrı ele alınacaktır.

Sabit V_i , Değişken R_L , V_Z kayma gerilimi dolayısıyla Zener diyodunun “açık” durumda olmasını sağlayacak belirli bir direnç değeri (ve bu nedenle yük akımı) aralığı olacaktır. R_L düşük değerde olursa, V_Z ’den daha düşük V_L gerilimine yol açacak ve Zener diyodu “kapalı” durumda bulunacaktır.



Şekil 4.20 Zener Diyot Uygulamaları

Zener diyodu çalıştıracak minimum yük direncini (ve dolayısıyla maksimum yük akımını) belirlemek için basitçe alttaki şekilde gösterildiği gibi Zener diyodu çıkartın ve $V_L = V_Z$ ’lik bir yük gerilimine yol açacak R_L değerini hesaplayın. Yani;

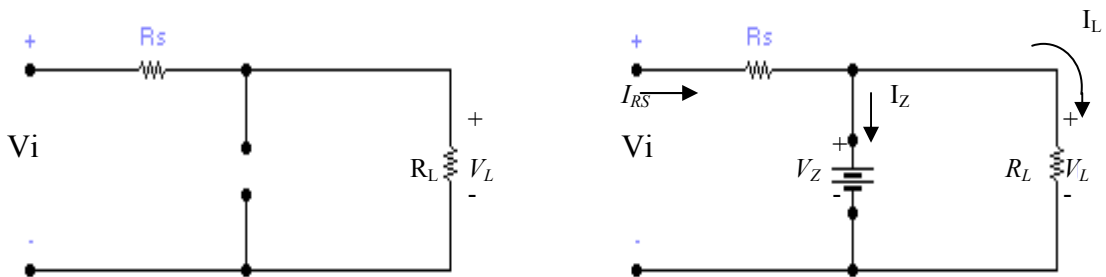
$$V_L = V_Z = \frac{R_L V_i}{R_L + R_S}$$

Gerilim bölücü kuralından; ve R_L için çözersek:

$$R_{L_{\min}} = \frac{R_S V_Z}{V_i - V_Z}$$

elde ederiz.

Yukarıda elde edilen R_L ’den büyük her direnç değeri, Zener diyodunun çalışmasını sağlayacaktır ve artık diyot V_Z kaynak eşdeğeriyle şekilde gösterildiği gibi değiştirilebilir.



Şekil 4.21 Zener Diyot Uygulamaları

Yukarıda birinci denklemde tanımlanan koşul minimum R_L yaratır; ancak maksimum I_L

$$I_{L_{\max}} = \frac{V_L}{R_L} = \frac{V_Z}{I_{Z_{\min}}}$$

diyot bir kere “açık” (çalışır) duruma geçtikten sonra R_S üzerindeki gerilim;

$$V_{R_S} = V_I - V_Z$$

ile sabit kalır ve I_R

$$I_{R_S} = \frac{V_{R_S}}{R_S} \text{ ile sabit kalır.}$$

Zener akımı,

$$I_Z = I_R - I_L$$

Bu da I_R sabit olduğu için I_L maksimumken minimum bir I_Z 'ye ve I_L minimumken maksimum bir I_Z 'ye yol açar.

Daha önceden de öğrenildiği üzere I_Z , I_{ZM} ile sınırlı olduğundan R_L 'nin ve dolayısıyla I_L 'nin değer aralığını etkilemektedir.

I_Z yerine I_{RM} konulursa minimum I_L ,

$$I_{L_{\min}} = I_{R_S} - I_{ZM}$$

olarak bulunur.

Ve maksimum yük direnci de

$$R_{L_{\max}} = \frac{V_Z}{I_{L_{\min}}}$$

şeklinde bulunur.

Sabit R_L , Değişken V_i ; birinci şekildeki devrede R_L 'nin sabit değerleri için V_i gerilimi zener diyodunu çalıştıracak büyüklükte olmalıdır. Çalıştırma gerilimi,

$$V_L = V_Z = \frac{R_L V_i}{R_L + R_S}$$

ve
$$V_{i_{\min}} = \frac{(R_L + R_S)V_Z}{R_L}$$

ile bulunmaktadır.

Maksimum V_i değeri, maksimum zener akımı I_{ZM} ile sınırlıdır. $I_{ZM} = I_R - I_L$ olduğundan

$$I_{R_{\max}} = I_{ZM} - I_L$$

I_L , V_Z/R_L 'de sabit ve I_{ZM} maksimum I_Z değeri olduğu için, maksimum V_i ;

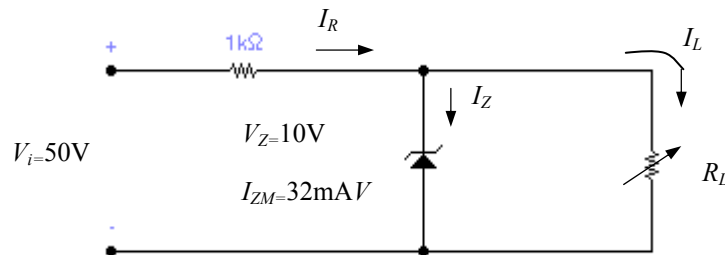
$$V_{i_{\max}} = I_{R_{\max}} R_S + V_Z$$

ile tanımlanır.

ÖRNEK:

Şekilde görülen devre için

- V_{RL} 'yi 10V tutacak R_L ve I_L aralığını bulun ?
- Diyodun bir regülatör olarak maksimum güç anma değerini bulun?



CÖZÜM:

a) Zener diyodu çalışır duruma getirecek R_L değerini hesaplamak için yapılacak işlem:

$$R_{L_{\min}} = \frac{R_S V_Z}{V_i - V_Z} = \frac{(1k\Omega)(10)}{50 - 10} = \frac{10 \times 10^3}{40} = 250\Omega$$

Daha sonra R_S direnci üzerindeki gerilim ise:

$$V_{RS} = V_i - V_Z = 50 - 10 = 40 \text{ V}$$

ve I_{RS} 'de:

$$I_{R_S} = \frac{V_{R_S}}{R_S} = \frac{40}{1k\Omega} = 40mA$$

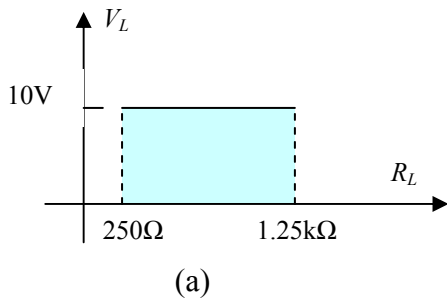
Ardından minimum I_L değeri de:

$$I_{L_{\min}} = I_{RS} - I_{ZM} = 40 - 32 = 8 \text{ mA}$$

Maksimum R_L değeri:

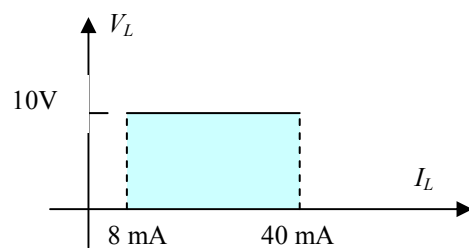
$$R_{L_{\max}} = \frac{V_Z}{I_{L_{\min}}} = \frac{10}{8mA} = 1.25k$$

V_L 'ye karşılık R_L 'nin grafiği aşağıdaki gibidir:



b)
$$P_{max} = V_Z I_{ZM}$$

$$=(10) (32\text{mA}) = 320 \text{ mW}$$



(b)

BÖLÜM V

TRANSİSTÖRLER

5.1 GİRİŞ

Transistörler, yarıiletkenler bahsinde değinildiği gibi elektroniğin gelişmesinde önemli bir rol oynamaktadır. Transistörün bulunması ile özellikle elektronik haberleşme alanında çok büyük gelişmeler sağlanmıştır. Günümüz bilgisayar teknolojisinin temelinde de transistör yer almaktadır. Bu nedenle branşı ne olursa olsun iyi bir teknisyen veya operatör düzeyindeki teknik personel, sağlam bir transistör bilgisi almak zorundadır. Çünkü elektroniğin temel mantığı transistördür. Elektroniğin elektrikten ayrılan en önemli yanı transistör mantığıdır. Temel olması itibariyle bu konuya gereken önemin verilmesi gerekmektedir.

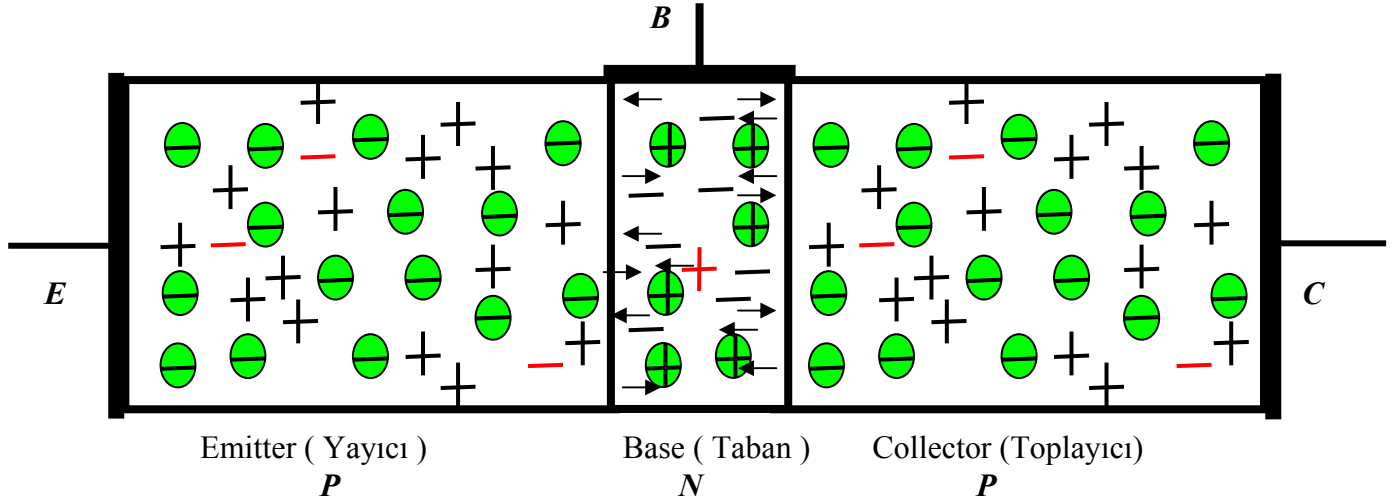
Transistörler yapısal bakımdan çeşitlilik göstermesine karşın çalışma prensipleri aynıdır. Yapısal olarak temelde 4'e ayrılırlar.

1. Nokta temaslı transistörler,
2. Yüzey temaslı transistörler,
3. Alaşım yöntemiyle yapılan transistörler,
4. Alaşımli yayılma yöntemiyle yapılan transistörler.

Bu yöntemlerden daha temel ve güncel olanı yüzey temaslı transistörlerdir. Bu nedenle diğer yapılar üzerinde durulmayacaktır. Transistör, yapısal anlamda temel olarak iki tiptir. P.N.P. ve N.P.N. diye ayrılan transistörlerden öncelikle P.N.P. tipi transistör incelenecektir. Diyotların oluşumu konusu anlatılırken P ve N tipi maddelerin oluşumu ve yüzey temas bilgileri detaylı olarak verildiğinden, transistörlerin yapısı ve çalışma prensibi daha iyi anlaşılacaktır.

5.1.1 P.N.P. TİPİ YÜZEY BİRLEŞMELİ TRANSİSTÖRLER

Yaklaşık olarak 0,025 mm. kalınlığında çok ince N tipi bir silisyum parçası, iki P tipi silisyum parçası arasına, sandviç gibi sıkıştırılırsa P.N.P. tipi transistör meydana gelmiş olur. Diyot oluşumu konusunda işlendiği gibi, P tipi madde içinde serbest oyuklar bulunmaktadır. Oyukların hareketi, elektron hareket yönünün tersine doğrudur. (+ 'dan - 'ye) N tipi silisyum ise, pozitif olarak iyonize olmuş katkı atomları ile, hareketli serbest elektronlardan meydana gelmiştir. Serbest elektronların hareket yönü ise, oyuk hareketinin tam tersidir. (- 'den + 'ya) Şekil 5.1.'de A, B, C parçacıkları olarak gösterilen parçacıkların tümü silisyumdur. Her üç parça birbirinden farklı ve yüzey temaslı olarak birleştirilmiştir.



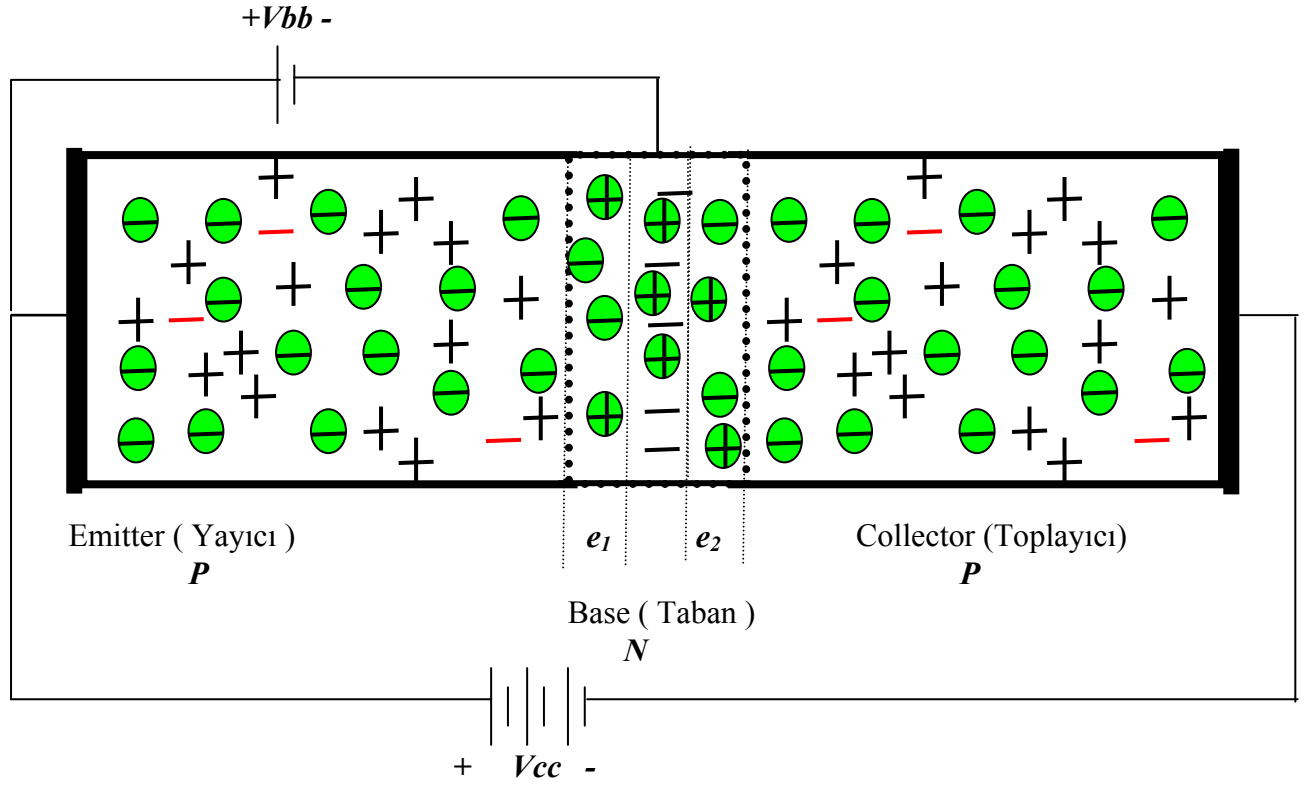
Şekil 5.1 PNP tipi transistörün oluşumu.

P.N.P. tipi bir transistörde P maddelerindeki oyuk sayısı, N tipi silisyumda bulunan elektron sayısından yaklaşık yüz katı fazladır. Çünkü base (beyz okunur) kalınlığı çok küçüktür. Bundan dolayı DC gerilim altında E ve C bölgelerindeki oyukların yarattığı akım şiddeti, B bölgesindeki elektronların yaratacağı akım şiddetinden daha büyük olur. Çünkü P.N.P. tipi transistörlerde çoğunluk akım taşıyıcıları (+) yüklü oyuklar, N.P.N. tipi transistörlerde ise (-) yüklü elektronlardır. Şekil 5.1'deki E bölgesine Emitter (Yayıncı), B bölgesine Base (Taban), C bölgesine de Collector (Toplayıcı) adı verilmiştir. Şekil 5.1'deki yapı incelenirken bölge bölge ele alınması konunun anlaşılmasını kolaylaştıracaktır. Öncelikle E – B bölgelerini inceleyelim.

E-B arasındaki P – N bölgesine gerilim uygulanmamıştır. Bu halde iken E bölgesi oyuk bakımından, B bölgesi de elektron bakımından zengindir. P – N birleşim yüzeyinde, birleşme anından hemen sonra elektron – oyuk alış veriş başlar. B bölgesindeki yüzeye yakın elektronlar hızla E bölgesindeki oyukları doldururlar. Bundan dolayı burada bir nötr bölge oluşur. Bu bölgede diyotlar konusunda bahsedildiği gibi gerilim setti meydana gelir.

E – B bölgesinde oluşan olaylar aynen B – C bölgesinde de tekrarlanır. Dolayısıyla her iki birleşim yüzeyinde gerilim setleri meydana gelir. Bu gerilim setlerinden E – B birleşim yüzeyinde olana e_1 , B – C bölgesinde olanına da e_2 adı verilir. e_1 ve e_2 gerilim setleri potansiyel fark gerilimi açısından birbirleriyle eşittir. Ancak yönleri birbirine zıttır.

Transistörün bu yapısı, herhangi bir gerilim uygulanmaz ise değişikliğe uğramaz. Ancak transistörün çalıştırılması için polarma gerilimi uygulanması gerekmektedir. Transistöre gerilim uygulanmadan önce dikkat edilmesi gereken noktalar vardır. Transistöre uygulanacak ters gerilim, transistörün bozulmasına neden olur. Şekil 5.2'de P.N.P. tipi transistörde oluşan gerilim setleri ve polarma uygulama şekli gösterilmiştir.

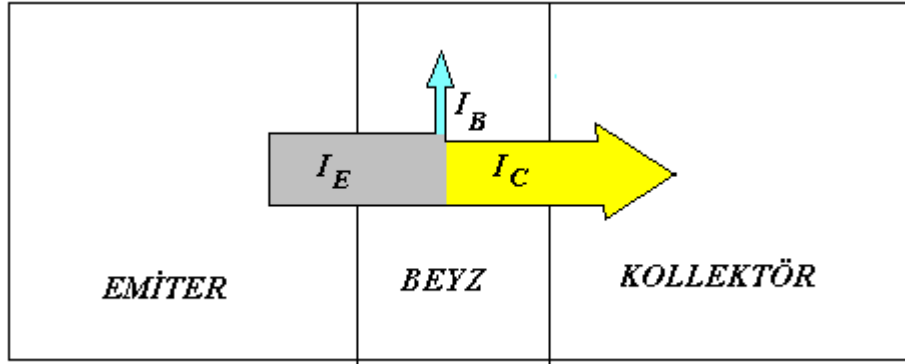


Şekil 5.2 P.N.P. tipi transistörde gerilim setti oluşumu ve düz kutuplama .

Şekil 5.2’de bir P.N.P. tipi transistöre doğru polarizasyon uygulanışı görülmektedir. P.N.P. tipi transistörün doğru polarize edilebilmesi için emiter – beyz bölgesini ayrı, beyz – kollektör bölgesini de ayrı polarlamak gerekir. V_{cc} gerilim kaynağı transistörün emiter – kollektör beslemesini sağlar. V_{bb} gerilim kaynağı ise emiter – beyz birleşim yüzeyinin polarizasyonunu sağlar. Beyz bölgesi emiter ve kollektörden daha ince bir yapıya sahip olduğundan $V_{cc} > V_{bb}$ seçilmelidir. Çünkü silisyumda gerilim settini ortadan kaldırmak için 0,7 Volt seviyesi yeterlidir. V_{bb} kaynağı emiter – beyz bölgesindeki gerilim settinin ortadan kalkmasını sağlar. Bu gerilim setti ortadan kalktığında V_{bb} ’ye oranla daha büyük olan gerilim kaynağı V_{cc} ’nin etkisiyle (+) yüklü oyuklar birleşim yüzeyine doğru itilirler. V_{cc} ’nin (-) ucu da kollektöre bağlıdır. Dolayısıyla (+) yüklü oyuklar iletken duruma geçen her iki birleşim yüzeyini aşarak kollektöre bağlı V_{cc} ’nin (-) ucu tarafından çekilir. Ancak emiterden yayılan oyukların kollektöre ulaşabilmesi için, her iki gerilim settinin de ortadan kalkması gerektiği unutulmamalıdır.

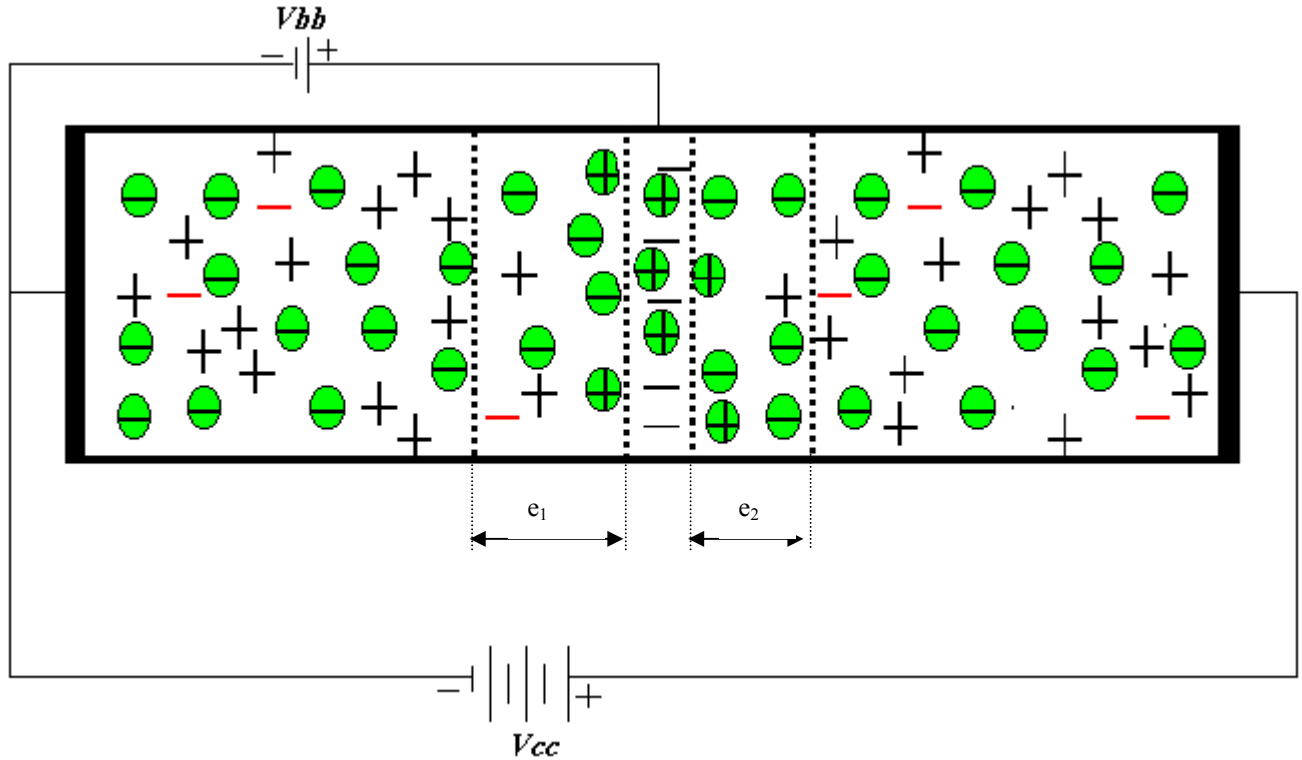
Emiterden yayılan oyukların yaklaşık olarak % 5’i beyze bağlı V_{bb} ’nin (-) tarafından, %95’i de kollektöre bağlı V_{cc} ’nin (-) ucu tarafından çekilir. Bu oyuk hareketi transistör içerisindeki çoğunluk akım taşıyıcılarının yarattığı etkidir. Beyzden geçen oyuklar beyz akımını (I_b), kollektörden geçen oyuklar ise, kollektör akımını (I_c) meydana getirir. Bu nedenle transistör içerisindeki akım dağılımı $I_E = I_c + I_b$ şeklinde ifade edilir.

Bunun anlamı, kollektör akımı ile beyz akımının toplamı her zaman emiter akımına eşit olur demektir. Bu anlatım Şekil 5.3'te detaylı olarak gösterilmiştir.



Şekil 5.3 Transistörde akım dağılımı.

P.N.P. tipi transistöre düz polarizasyon uygulandığında Şekil 5.3'teki akım dağılımı gözlenir. Ancak transistöre ters polarizasyon uygulandığında, transistörden herhangi bir akım geçişi olmaz. Bunu transistöre ters polarizasyon uygulayarak görmek mümkündür.



Şekil 5.4 P.N.P. tipi transistörün ters polarizasyonu.

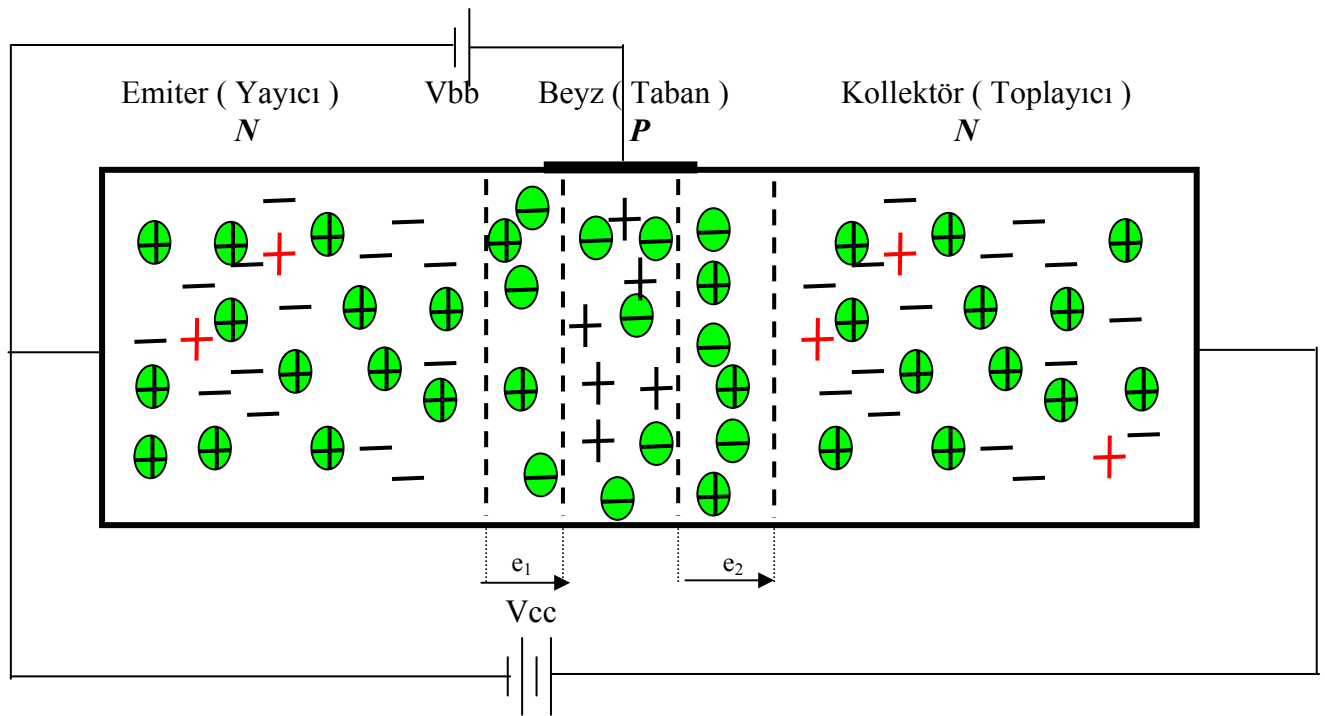
Şekil 5.4'te P.N.P. tipi transistörün ters polarizasyon altında çalıştırılma şekli görülmektedir. Şekil dikkatle incelendiğinde transistöre uygulanan besleme gerilimi yönünün ters olduğu görülecektir.

V_{cc} 'nin (-) kutbu emitere, (+) kutbu ise kollektöre bağlanmıştır. Emitere verilen (-) gerilim, emiter bölgesindeki (+) yüklü oyukları kendisine çeker. Oyukların akış yönü birleşim yüzeyinin ters yönüne doğru olur. Dolayısıyla gerilim setti normal halinden daha fazla büyür. V_{cc} 'nin kollektöre bağlı (+) ucu ise (+) yüklü oyukları birleşim yüzeyine doğru iter. Diğer yandan V_{bb} 'nin Beyze bağlı (+) ucu da bu oyukları tekrar birleşim yüzeyi dışına itmeye çalışır. Ancak birinci birleşim yüzeyinde meydana gelen gerilim setti çok büyüdüğünden ters yönde oyuk akışı gerçekleşemez. Eğer V_{cc} 'nin değeri çok fazla arttırılırsa, transistör üzerinde oluşan elektriki alan etkisinden dolayı ters yönde büyük bir akım oluşur ki, bu da transistörün bozulması anlamına gelir.

Ters polarizasyonda P ve N madde içerisindeki azınlık akım taşıyıcıları nedeniyle çok küçük miktarda sızıntı akımı denilen akımın akması mümkündür. Bu akım değeri ihmal edilebilecek seviyededir.

5.1.2 N.P.N. TİPİ YÜZEY BİRLEŞMELİ TRANSİSTÖRLER

P.N.P. transistörde olduğu gibi, yaklaşık olarak 0,025 mm. kalınlığında çok ince P tipi bir silisyum parçası, iki adet N tipi silisyum parçası arasına, sandviç gibi sıkıştırılırsa N.P.N. tipi transistör meydana gelmiş olur. Bilindiği gibi N tipi madde içerisinde, çoğunluk akım taşıyıcısı olarak serbest elektronlar bulunmaktadır. Elektronların hareketi, oyuk hareket yönünün tersine doğrudur. (- 'den + 'ya) Bilindiği gibi P tipi silisyumda ise, çoğunluk akım taşıyıcısı olarak (+) yüklü oyuklar bulunmaktadır. Şekil 5.5.'te N.P.N. tipi transistörün oluşumu görülmektedir.



Şekil 5.5 N.P.N. tipi transistörün oluşumu.

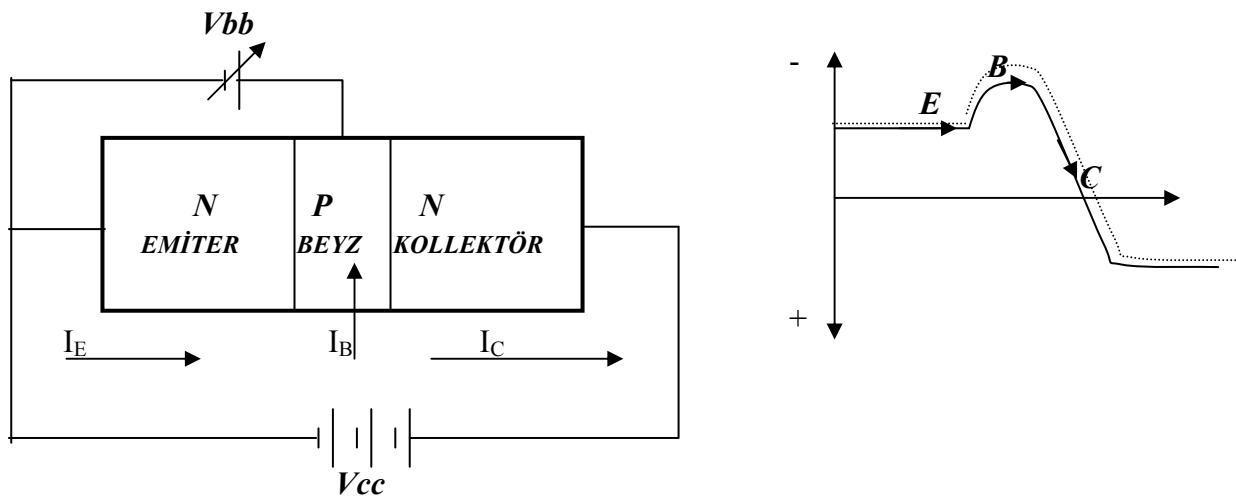
P.N.P. tipi transistörde olduğu gibi, N.P.N. transistörde de birleşim yüzeylerinde gerilim setleri oluşur. Bilindiği gibi bu gerilim setlerinin yok edilebilmesi için gereken gerilim potansiyeli, silisyum maddelerde 0,7 Volttur. Transistörün iletme geçebilmesi için Şekil 5.5'te görülen doğru polarizasyonun yapılması gerekir. Emiterdeki ve kollektördeki çoğunluk akım taşıyıcıları (-) yüklü elektronlar olduğu için, doğru polarma şeklinde emitere (-), kollektöre ise (+) gerilim uygulanmalıdır. Beyze ise emitere göre (+) polarma verilmelidir. Bu polarma şekline göre transistörün çalışmasını inceleyelim.

Emiterdeki negatif yüklü serbest elektronlar, V_{cc} 'nin (-) kutbu tarafından birleşim yüzeyine doğru itilir. V_{bb} 'nin etkisiyle gerilim setti ortadan kalkarak, emitenden itilen elektronların geçişine olanak sağlanır. Kollektör – beyz arasındaki gerilim setti de V_{cc} 'nin etkisiyle ortadan kalkar. Emiterden yayılıp birleşim yüzeylerinden geçerek kollektöre ulaşan elektronlar kollektöre bağlı V_{cc} 'nin (+) kutbu tarafından çekilir. Böylece transistör içerisinde akım geçişi sağlanmış olur.

N.P.N. tipi transistörün ters polarma altında çalışması, P.N.P. tipi transistörde olduğu gibidir. Bu nedenle tekrar şekilde gösterim yapılmayacaktır. N.P.N. transistörün ters bayaslanabilmesi için; emitere kollektöre göre (+), beyz ise emitere göre (-) kutuplanmalıdır. Bu durumda gerilim setleri normalden daha fazla büyüyecektir. Bu nedenle transistör içerisinde herhangi bir akım geçişi olmayacaktır.

P.N.P. transistörde olduğu gibi, emitenden yayılan çoğunluk akım taşıyıcılarının meydana getirdiği akım miktarı, kollektör ile beyz akım miktarının toplamına eşittir. Hem P.N.P. tipi, hem de N.P.N. tipi transistörde beyz akımı ile kollektör akımı arasında belirli bir oran bulunmaktadır. Aynı zamanda beyz akımı, kollektör akımını kontrol eder. Bu yüzden transistör, küçük akım ile büyük akımları kontrol etme olanağı sağlayan vazgeçilmez bir elektronik devre elemanıdır.

5.1.3 N.P.N. TİPİ TRANSİSTÖRDE BEYZ AKIMIYLA KOLLEKTÖR AKIMININ KONTROL EDİLMESİ



Şekil 5.6 N.P.N. tipi transistörde akım dağılımı

Şekil 5.6’da N.P.N. tipi transistörün akım dağılım ve potansiyel seviye grafiği görülmektedir. Bilindiği gibi transistör düz kutuplandığında, emiterden kollektöre doğru bir akım meydana gelmektedir. Bu akım seviyesi, birleşim yüzeylerindeki gerilim setlerine uygulanan V_{bb} polarmasına bağlıdır. V_{bb} ’nin gerilim seviyesi beyz akımını etkilemektedir. Beyz akımının büyümesi ise hem gerilim settinin daha fazla küçülmesine, dolayısıyla kollektör akımının artmasına neden olur. Diğer bir deyişle, birleşim yüzeyinin akım geçmesine izin verme oranı ne kadar arttırılırsa (bu V_{bb} ’ye arttırmakla mümkündür), kollektör akımı o oranda artar. Bu ilişki Şekil 5.6’daki grafikte görülmektedir.

Buradan çıkarılacak en önemli ve en kullanılır sonuç; beyz – emiter arasına uygulanan polarmanın potansiyel büyüklüğünün beyz akımını, beyz akımının da kollektör akımını etkilediğidir. Transistörlerde bu özelliğin keşfedilmesi, elektronikte akım kontrolü olanağını sağlamıştır. Bu gelişme, birçok alanda transistörlerin kullanılmasına neden olmuştur.

5.2 TRANSİSTÖR SEMBOLLERİ



Şekil 5.7 P.N.P. Transistör sembolü N.P.N. Transistör sembolü

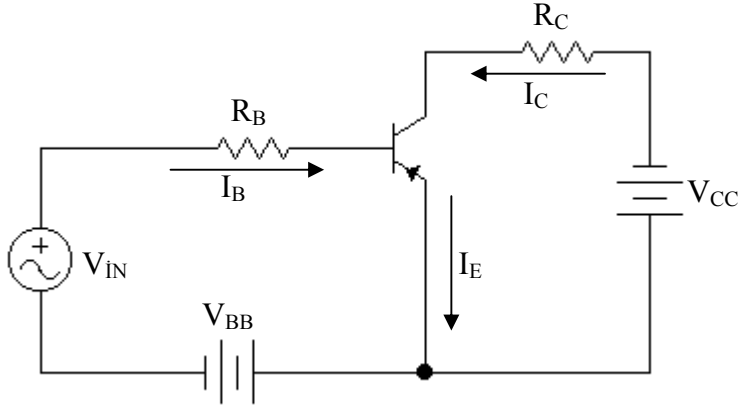
Şekil 5.7’de her iki tip transistörün sembolleri verilmiştir. P.N.P. transistörde, emiterdeki okun içeri doğru; N.P.N. transistörde ise emiterdeki okun dışarı doğru olduğuna dikkat edilmelidir. Transistör içerisinden geçen akımın yönü, emiterdeki ok yönünün tersidir.

5.3 TRANSİSTÖR BAYASLAMALARI

Buraya kadar işlenen konularda transistörün yapısı ve oluşumu incelenmiştir. Ancak transistörün hangi amaçla ve nasıl kullanılacağı bundan sonraki aşamalarda incelenecektir.

Genel olarak transistör, zayıf akım yükseltmesi ve sinyal şekillendirilmesi işlemlerinde kullanılır. Bunun işlemlerin gerçekleştirilebilmesi için transistörün uygun şekilde bayaslanması (kutuplanması) gerekir. Bu nedenle öncelikle P.N.P. ve N.P.N. tipi transistörlerin düz ve ters kutuplama biçimleri gösterilecektir.

5.3.1 P.N.P. TİPİ TRANSİSTÖRÜN DÜZ BAYASLANMASI



Şekil 5.8 P.N.P. Transistörün düz kutuplanması.

Şekil 5.8’de P.N.P. tipi transistörün düz kutuplanması görülmektedir. Devre dikkatle incelendiğinde transistörün emiterine V_{CC} ’nin (+), kollektöre de (-) kutbunun bağlandığı, ayrıca beyz-emiter arasındaki V_{BB} ’nin (-) kutbunun beyze, (+) kutbunun da emitere bağlandığı görülecektir. Bu bağlantılar gerçekleştirildiğinde transistör düz kutuplanmış olacaktır. Bu durumda transistör içerisinde ve dış devredeki akım dağılımı şekilde gösterildiği gibi olur. Emiter–beyz arasına uygulanan düz polarma bu bölgedeki oyukları birleşim yüzeyine doğru iter. Aynı zamanda bu polarma emiter-beyz bölgesindeki gerilim settini ortadan kaldırır. Bu bölgenin ortadan kalkması sonucunda emiterden yayılan oyuklar beyz bölgesine, oradan da kollektör bölgesine geçerler. Beyz-kollektör jonksiyonu bilindiği üzere ters polarlanmıştır. V_{CC} ’nin (-) kutbu kollektöre bağlı olduğundan; emiter bölgesinden itilen oyuklar bu kutup tarafından çekilir. Bu olay transistörün kollektöründen bir akım geçmesine neden olur. Aynı zamanda V_{BB} kaynağının (-) kutbu beyze bağlı olduğundan bu kaynak, beyz üzerinden bir akımın geçmesine neden olur. Bu akıma da beyz akımı denir.

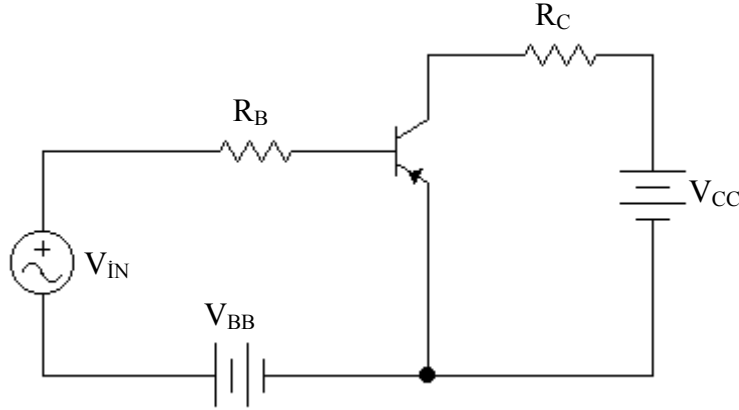
Transistör içerisinde geçen akımların dağılımı daha önce de bahsedildiği gibi;

$$I_E = I_B + I_C$$

şeklinde olur.

Formülünden de anlaşılacağı üzere transistörde en büyük akım emiterden geçer. Kollektör akımı beyz akımının yaklaşık olarak 95 – 99 katıdır. Bunun nedeni transistöre sinyal girişinin genellikle beyzden yapılmasıdır. Şekil 5.8.’de girişe uygulanan AC sinyal kaynağı, bu bağlantı biçimini göstermek için konulmuştur.

5.3.2 P.N.P. TİPİ TRANSİSTÖRÜN TERS BAYASLANMASI



Şekil 5.9 *P.N.P. Transistörün ters kutuplanması.*

Şekil 5.9’ da PNP tipi transistörün ters kutuplanması görülmektedir. Transistörün kollektörüne V_{CC} bataryasının, beyze ise V_{BB} bataryasının (+) kutbu bağlanmıştır. Emitere ise V_{CC} ve V_{BB} kaynağının (-) kutupları bağlıdır.

Bu durumda emiterdeki çoğunluk akım taşıyıcıları olan oyuklar, birleşim yüzeyi yerine V_{BB} ’ye göre daha büyük potansiyeli bulunan V_{CC} tarafından çekilir. Bu nedenle emiter bir emisyon (yayım) üretmez. Birleşim yüzeyi genişler ve gerilim setti büyür. Bu nedenle emiterden beyz veya kollektör bölgesine doğru herhangi bir akım geçişi olmaz. Transistörün kollektör bölgesinde bulunan oyuklar ise birleşim yüzeyine doğru itilirler. Ancak kutuplama yönü ters olduğundan ihmal edilebilecek seviyede değeri olan sızıntı akımından başka bir akım geçişi olmaz. Sızıntı akımı daha önceki konularda bahsedildiği gibi asıl devre akımının ters yönüne doğru akar. Ancak bu akımın değeri çok küçük değerlerde olduğundan yok kabul edilir.

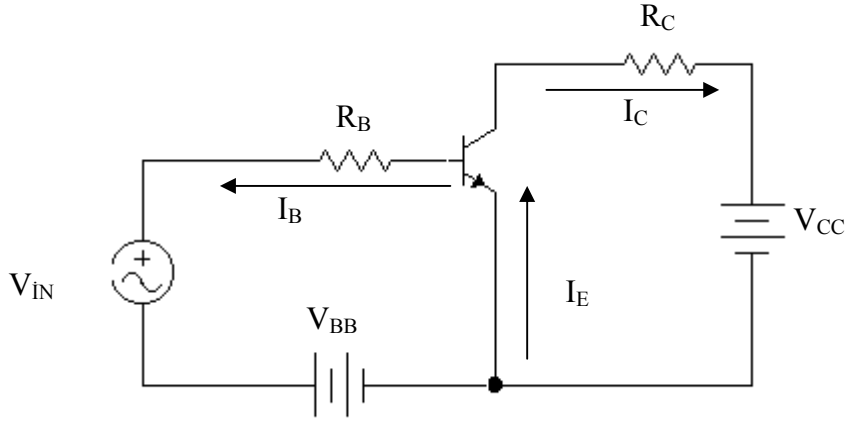
Bu gelişmeler sonucu gerilim setti iyice genişleyeceğinden beyzden de herhangi bir akım geçişi olmayacaktır. Eğer kutuplama gerilim ters gerilim seviyesinden daha üst bir seviyeye çıkarılırsa; transistör delinir. Bu da transistörün bir daha kullanılamayacağı anlamına gelir.

Burada akla şu soru takılabilir :

Ters polarmada transistörden akım geçmiyor ise neden böyle bir bağlantı şekli yapılıyor?

Bunun yanıtı transistörün sadece doğru bayasta değil, çalışma esnasında ters bayasta da bulunabileceğidir. Bu tip çalışma ilerideki konularda anlatılacak olup; transistörün tıkama yönünde çalıştırılması terminolojisiyle bahsedilecektir. Ancak ters gerilim sınırının aşılmasına dikkat etmek gerekmektedir.

5.3.3 N.P.N. TİPİ TRANSİSTÖRÜN DÜZ BAYASLANMASI



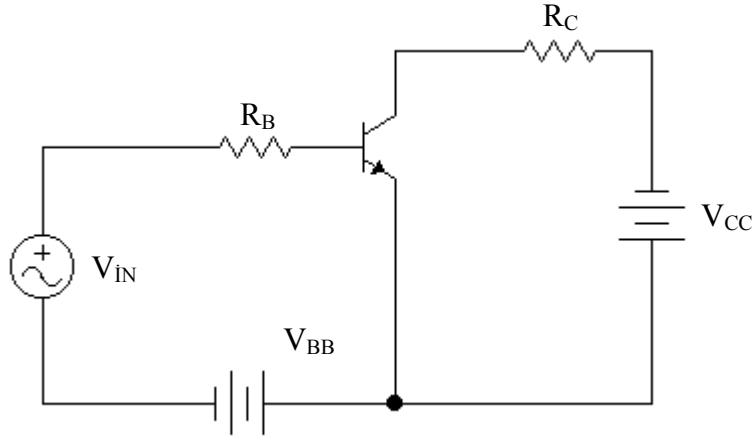
Şekil 5.10 N.P.N. Transistörün düz kutuplanması.

Şekil 5.10’da N.P.N. tipi transistörün düz kutuplanması görülmektedir. Devre dikkatle incelendiğinde transistörün emiterine V_{CC} ’nin (-), kollektöre de (+) kutbunun bağlandığı, ayrıca beyz-emiter arasındaki V_{BB} ’nin (+) kutbunun beyze, (-) kutbunun da emitere bağlandığı görülecektir. Bu bağlantılar gerçekleştirildiğinde transistör düz kutuplanmış olacaktır. Bu durumda transistör içerisinde ve dış devredeki akım dağılımı şekilde gösterildiği gibi olur. Emiter – beyz arasına uygulanan düz polarma bu bölgedeki elektronları birleşim yüzeyine doğru iter. Aynı zamanda bu polarma emiter-beyz bölgesindeki gerilim settini ortadan kaldırır. Bu bölgenin ortadan kalkması sonucunda emiterden yayılan elektronlar beyz bölgesine, oradan da kollektör bölgesine geçerler. Beyz-kollektör jonksiyonu bilindiği üzere ters polarlanmıştır. V_{CC} ’nin (+) kutbu kollektöre bağlı olduğundan; emiter bölgesinden itilen elektronlar bu kutup tarafından çekilir. Bu olay transistörün kollektöründen bir akım geçmesine neden olur. Aynı zamanda V_{BB} kaynağının (+) kutbu beyze bağlı olduğundan bu kaynak, beyz üzerinden bir akımın geçmesine neden olur.

Sonuç olarak N.P.N. tipi transistörün doğru yönde kutuplanması, transistör içerisinde geçen akımların aynı zamanda dış devreden geçmesine de neden olur. Düz polarma kurulumunda, P.N.P. transistörde olduğu gibi N.P.N. transistörde de akım dağılımları aynı olup, akım yönleri birbirinin 180° zıt yönündedir.

Her iki transistör bağlantısında dış devreye bağlanan dirençler transistörün uygun seviyede kutuplanması amacıyla bağlanmıştır. Örneğin R_C direncinin R_B direncinden daha küçük olacağı ilk etapta hemen akla gelmelidir. Bunun nedeni kollektör akımının, beyz akımından daha büyük olmasıdır. Diğer bir neden de V_{CC} ’nin V_{BB} ’den büyük seçilmesidir. Bunlar bir transistörün doğru yönde kutuplanmasının en genel koşullarındandır.

5.3.4 N.P.N TİPİ TRANSİSTÖRÜN TERS BAYASLANMASI



Şekil 5.11 NPN tipi transistörün ters kutuplanması

Şekil 5.11’ de NPN tipi transistörün ters kutuplanması görülmektedir. V_{CC} bataryasının (-) kutbu kollektöre, V_{BB} bataryasının (-) kutbu ise beyze bağlanmıştır. Emitere ise V_{CC} ve V_{BB} kaynağının (+) kutupları bağlıdır. Bu noktadan sonra çalışma prensibi P.N.P. transistörün ters kutuplanması konusunda anlatıldığı gibidir.

N.P.N. transistörün ters kutuplanması sonucu, emiterdeki çoğunluk akım taşıyıcıları olan elektronlar, birleşim yüzeyi yerine V_{BB} ’ye göre daha büyük potansiyeli bulunan V_{CC} tarafından çekilir. Bu nedenle emiter bir emisyon (yayım) üretmez. Birleşim yüzeyi genişler ve gerilim setti büyür. Bu nedenle emiterden beyz veya kollektör bölgesine doğru herhangi bir akım geçişi olmaz. Transistörün kollektör bölgesinde bulunan oyuklar ise birleşim yüzeyine doğru itilirler. Ancak kutuplama yönü ters olduğundan ihmal edilebilecek seviyede değeri olan sızıntı akımından başka bir akım geçişi olmaz. Yine P.N.P. transistörün ters kutuplanmasında anlatıldığı gibi; eğer kutuplama gerilimi ters gerilim seviyesinden daha üst bir seviyeye çıkarılırsa; transistör delinir.

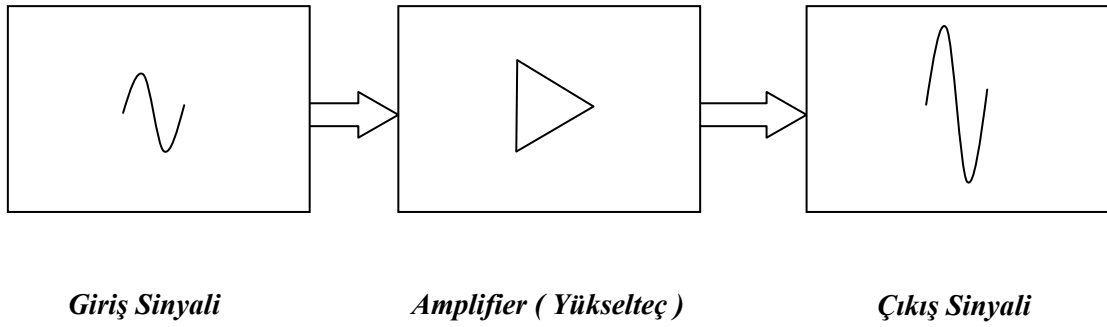
Ters kutuplama esnasında devreden herhangi bir akım geçişi olmadığından devre şemasında akım dağılımlarına ilişkin herhangi bir çizim yapılmamıştır.

BÖLÜM VI

TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇLER

6.1 GİRİŞ

Buraya kadar işlenen konularda elektronikte kullanılan pasif ve aktif devre elemanları tanıtılmıştır. Bilindiği gibi pasif devre elemanları direnç, bobin ve kondansatör, aktif devre elemanı olarak yarı iletkenler anlatılmıştır. Temel yarı iletken olarak ta diyot ve transistörler öğrenilmiştir. Elektronikte düşük akımlı bir sinyali işlemek, sinyali yükseltmek, şekillendirmek için öncelikle temel yarı iletkenler kullanılır. Elektronik devrelerin temelini ise yükselteçler oluşturmaktadır. Dolayısıyla öncelikle bu konu ayrıntılı olarak incelenecektir.



Şekil 6.1 Temel yükselteç blok diyagramı

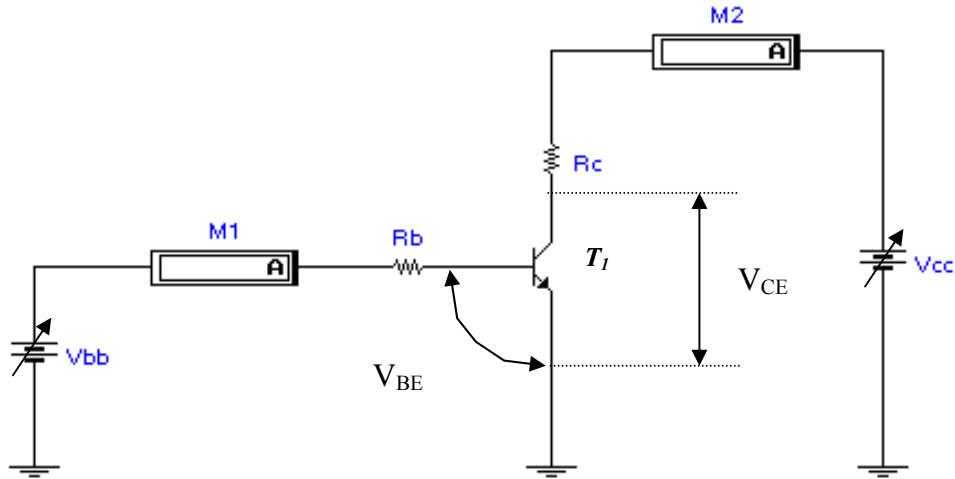
Şekil 6.1’de temel yükselteç blok diyagramı görülmektedir. Prensip olarak bir yükselteç, girişine uygulanan sinyalin frekansında bir değişiklik yapmadan, genliğini veya akımını değiştirir. Genel olarak yükselteçlerde sinyalin genliği veya akımı yükseltilir. Genlik yükseltme olayı genellikle amplifier’lerin giriş bölümünde, akım yükseltme olayı ise amplifier’lerin çıkış bölümlerinde yapılır. Çünkü amplifier’lerde genel prensip önce düşük genlikli sinyalin amplitüdünü yükseltip, daha sonra akımını kuvvetlendirerek gerekli güce erişmektir. Bu bağlamda öncelikle genlik yükselteçleri incelenecektir.

6.1.1 TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇLER

Transistörlü yükselteçler başlığı altında incelenecek konuda ilk olarak transistör özellikleri incelenecektir. Çünkü çok küçük genlikteki (μV 'lar seviyesi) sinyallerin değişik seviyelere yükseltilebilmeleri için böyle bir elemanın özelliklerinin iyice kavranması gerekmektedir.

6.1.2 TRANSİSTÖRÜN I. BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI

Yükselteçlerde kullanılacak transistörlerin grafik analizlerini ve devrenin hesaplamalarını yapmak amacıyla karakteristik eğrilerin çıkarılması gerekir. Bu analizin yapılabilmesi için aşağıdaki devrenin iyice özümzenmesi, konunun anlaşılmasını kolaylaştıracaktır. Bir transistöre ait 4. Bölge karakteristik eğrisi mevcuttur. Öncelikle I. bölgeye ait eğriler çıkarılması konusu verilecektir.

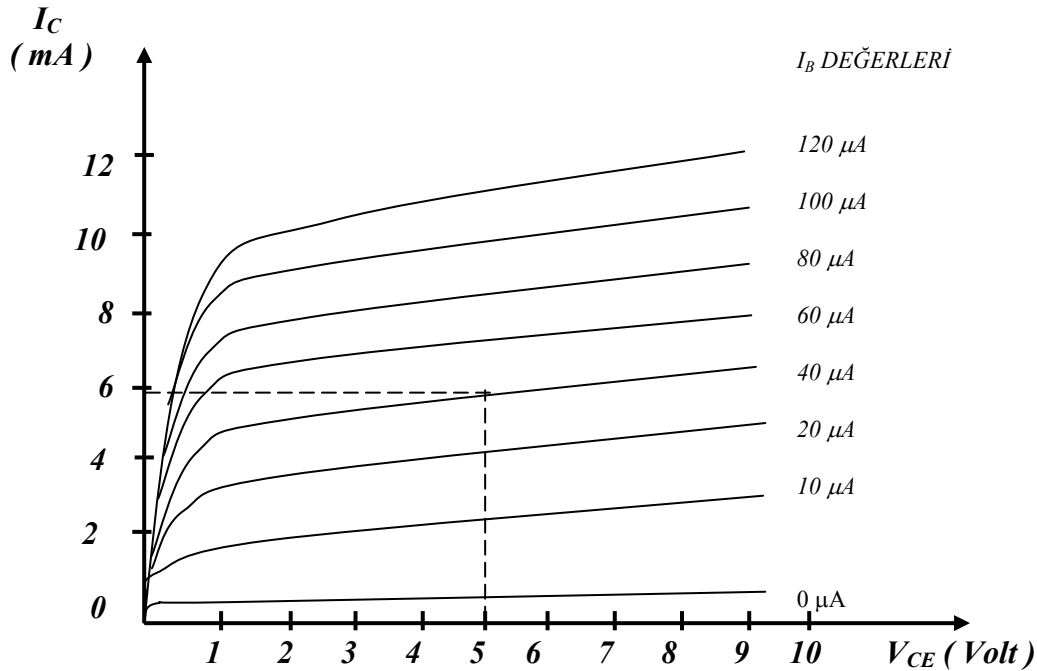


Şekil.6.2 Temel transistörlü yükselteç DC analiz şeması

Şekilde temel transistörlü yükselteç devresi analizinin yapılabilmesi için gerekli devre şeması görülmektedir. T_1 transistörünün N.P.N. seçilmesinin nedeni akım yolunun kolay takip edilebilmesi ve sık kullanım özelliğidir. Devreye dikkat edildiğinde V_{CC} ve V_{BB} kaynaklarının ayarlı olduğu görülecektir. Bunun nedeni transistöre ait karakteristik eğrilerin değişik voltaj ve akımlarda çıkarılabilmesi içindir. Devrenin çalışma prensibini anlayabilmek için öncelikle transistörün kutuplanmasına bakmak gerekir. Bilindiği üzere N.P.N. tipi transistörün doğru yönde polarlanması için kollektör, emitere göre (+) olmalıdır. Aynı zamanda beyz de emitere göre (+) olmalıdır. Bu durumda emiter elektron yaymaya başlayabilir. Bu elektronların az bir bölümü beyz akımını, çoğunluğu ise kollektör akımını oluşturur. Beyz akımı ile kollektör akımı arasında her transistörün yapısına göre değişen bir katsayı vardır. Buna akım kazancı adı verilir. Akım kazancı değişik kaynaklarda β veya

hFE adı ile verilebilir. Konuların ilerleyen bölümlerinde akım kazancı daha çok β olarak kullanılacaktır. Matematiksel olarak transistör içerisindeki kollektör akımı ile beyz akımının β ilişkisi aşağıdaki gibidir. $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ Bu oran konunun ilerleyen bölümlerinde daha fazla açılacaktır.

Matematiksel ilişkiden yorumlanacağı üzere transistörün beyzindeki akım değişikliği otomatik olarak kollektör akımını da doğrusal olarak etkileyecektir. Ancak bu etkileme belirli çalışma sahasında gerçekleşebilir. Bu sahanın belirlenebilmesi için transistörün akım eğrilerini çıkarmak gerekir. Bu işlemin gerçekleşebilmesi için öncelikle V_{CC} sabit tutulur. V_{BB} adım adım değiştirilerek bu değişim hem M_1 , hem de M_2 ampermetrelerinden dikkatlice takip edilir. Sonuç olarak I. Bölge Karakteristiği adı verilen eğriler elde edilir.



Şekil.6.3 Transistöre ilişkin I. bölge karakteristik eğrileri

Şekil 6.3'te transistöre ait I. bölge karakteristikleri adı verilen eğriler görülmektedir. Eğrilerin çıkartılması için Şekil 6.2'deki devre kullanılmıştır. I_B akım değerleri M_1 ampermetresinden, I_C akım değerleri de M_2 ampermetresinden okunur. Karakteristik eğrinin çıkarılabilmesi için V_{BB} 'nin adım adım artırılarak her akım ölçümünden önce sabit bırakılması gerekmektedir. Bu sırada V_{CC} yavaş yavaş artırılır ve ampermetre ve Voltmetrelerden gerekli değerler alınır.

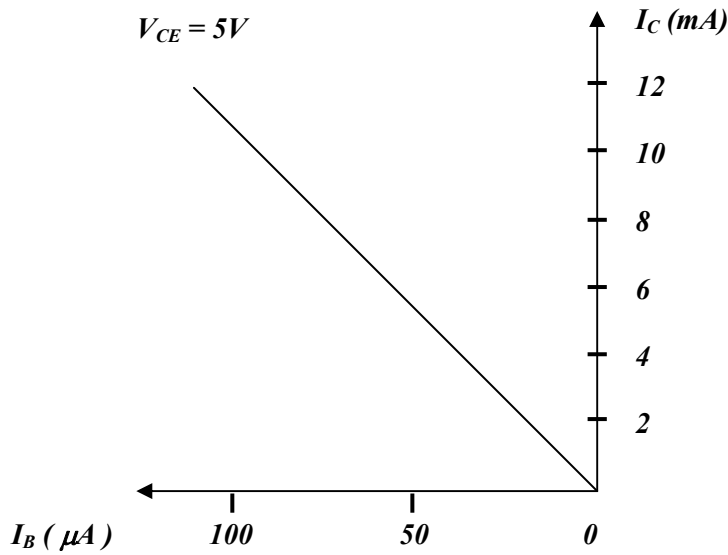
Eğrilerin çıkarılması işlemine $V_{BB} = 0$ V. yapılarak başlanır. Bu anda V_{BB} gerilimi eşik geriliminin (Si için 0.6 Volt) altında tutulduğu için transistör ilettime geçmez. Bu esnada V_{CC} ne kadar artırılırsa artırılsın, I_B ve I_C akım değerleri sıfır olacaktır. Daha sonraki adımda V_{BB} kaynağı bir miktar

arttırılarak sabit bırakılır ve V_{CC} kaynağı yavaş yavaş yükseltilir. Her yükseltilecek voltaj değerinde V_{CE} , I_B ve I_C değerleri ilgili metrelerden okunur. V_{CE} değerleri Voltmetreden, I_B akım değerleri M_1 , I_C değerleri ise M_2 'den okunarak not edilir. Her okunan değer dikkatlice not edilerek, bu değerlerin koordinat eksenine işlenmesi sağlanır. Sonsuz sayıda yapılabilecek bu ölçümler belirli ve sık aralıklarla yapıldığında çıkan eğrinin şekli daha sağlıklı olur.

Şekil 6.3.'te örnek olarak I_B değerinin $40 \mu A$ olarak alındığı egrideki V_{CE} değerini ölçen voltmetre 5 Voltu göstermektedir. Bu anda kollektör akımı değeri ise yaklaşık 6 mA ölçülmüştür. Bu örnekleri çoğaltmak mümkündür. Her farklı I_B değeri için farklı I_C ve V_{CE} değerleri alınarak, transistörün I. Bölge karakteristiği tamamlanır.

Bu karakteristik eğri transistöre ait tüm verileri kapsamamasına rağmen en çok kullanılan egridir. Bu eğrilere bakılarak transistörün, hangi gerilim ve akım değerlerinde çalışacağı, max. ve min. çalışma sınırları, akım kazancı, yük doğrusu ve çıkış empedansı hesaplanabilir. Bu konu transistörün yükselteç olarak kullanılması ve analizinde ayrıntılı olarak işlenecektir.

6.1.3 TRANSİSTÖRÜN II. BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI

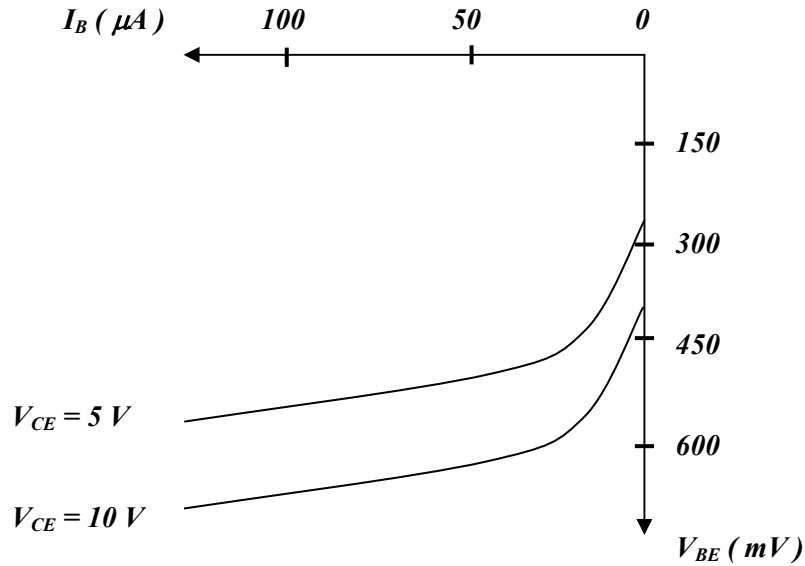


Şekil.6.4 Transistöre ilişkin II. bölge karakteristik eğrisi

Bu eğrinin çıkarılması için yine Şekil 6.2'deki devre kullanılır. V_{CC} voltajı sabit tutularak V_{CE} belirli bir değere set edilir. (Genellikle $V_{CE} = V_{CC} / 2$ alınır) V_{BB} değiştirilerek I_B ' nin yavaş yavaş arttırılması sağlanır. Bu değişimin I_C ' deki etkisi ilgili ampermetreden okunarak not edilir. Kollektör akımının max. sınırına kadar bu deney tekrarlanarak alınan değerlerle karakteristik eğri çıkarılır.

Eğriye dikkat edildiğinde beyz akımı ile kollektör akımının arasındaki doğrusal oran rahatlıkla görülecektir ($\beta = I_C / I_B$). Ancak bu oranın belirli sınırlar içerisinde geçerli olacağı unutulmamalıdır. Çünkü her transistörün ulaşabileceği max. akım sınırı vardır. Bu noktaya doyum noktası denir. Yani belirli bir noktadan sonra devreye uygulanan gerilim ne kadar artırılırsa artırılsın; beyz akımında dolayısıyla kollektör akımında herhangi bir artış kaydedilemez. Çünkü transistör doyuma ulaşmıştır. Transistörlü yükselteç devresi hesaplamalarında kayda alınacak değerler belirtilen sınırlar içerisindeki değerlerdir.

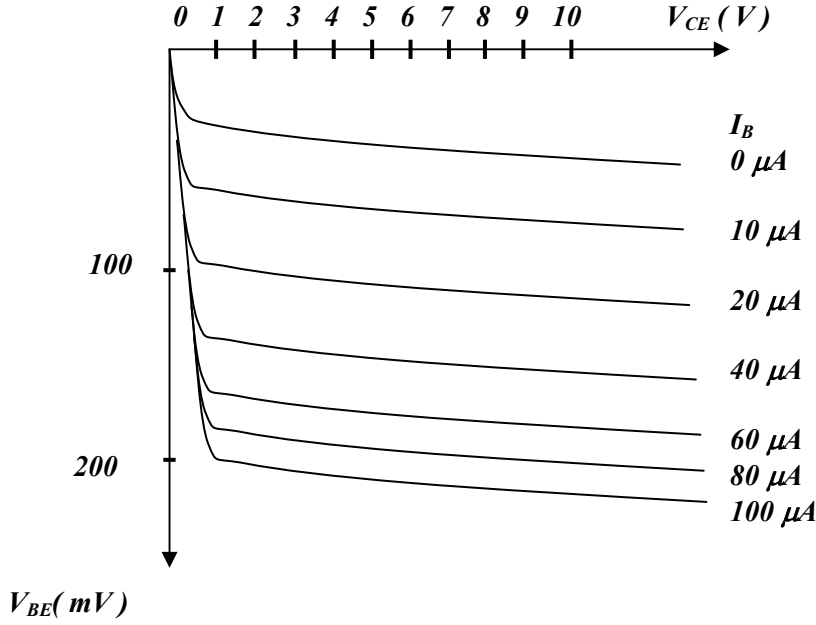
6.1.4 TRANSİSTÖRÜN III. BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI



Şekil.6.5 Transistöre ilişkin III. bölge karakteristik eğrisi

Şekil 6.5'te transistöre ilişkin III. Bölge karakteristik eğrileri görülmektedir. Bu eğrilerin elde edilebilmesi için yine Şekil 6.2'deki devre kullanılır. Karakteristik eğriye dikkat edildiğinde iki adet V_{CE} değeri için deney yapılmış olup bu sayı çoğaltılabilir. Bu deneyde V_{CE} değeri önce 5 V. gibi bir değere sabitlendikten sonra V_{BE} değerini arttırmak için V_{BB} kaynağı yavaş yavaş arttırılır. Bu esnadaki beyz akımında oluşan değişiklikler okunarak not edilir. Aynı işlem ikinci V_{CE} değeri için tekrarlanır. Bu eğriler incelendiğinde çeşitli sabit V_{CE} değerlerinde V_{BE} geriliminin beyz akımı üzerindeki değişim etkisi görülecektir. Dikkati çeken diğer bir husus eğrilerin doğrusal değişmediğidir. Bunun nedeni ise transistörün beyz – emiter arasındaki gerilim setti bölgesinin belirli bir noktaya kadar yalıtkan, gerilim setti voltajı aşıldığında ise iletken olmasıdır. V_{CE} gerilimi arttırıldığında beyz akımının da arttığı göz ardı edilmemelidir.

6.1.5 TRANSİSTÖRÜN IV. BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİSİNİN ÇIKARILMASI



Şekil.6.6 Transistöre ilişkin IV. bölge karakteristik eğrisi

Şekil 6.6’da transistöre ilişkin IV. Bölge karakteristik eğrileri verilmiştir. Bu eğrilerin çıkarılabilmesi için beyz akımı çeşitli değerlere V_{BB} yardımıyla sabitlenerek; V_{CE} gerilimi V_{CC} yardımıyla çeşitli aralıklarla değiştirilir. Bunun sonucunda değişen her V_{CE} gerilimine karşılık, etkilenen V_{BE} gerilim değeri not edilir. Bu işlem her I_B değeri için tekrarlanarak karakteristik tamamlanır. Bu karakteristik eğriler incelendiğinde I. Bölge karakteristik eğrilerinin benzerleri elde edildiği görülecektir. Buradaki farklılık, V_{CE} gerilim değerlerinin değiştirilen V_{BE} her nokta için değerlerine göre ölçülen I_B akımının sabit kalacağıdır. Bu grafikteki eğriler kullanılarak transistörün kollektör – beyz arasındaki, gerilim geri beslemesini bulmak mümkündür. Bu oran matematiksel olarak;

$N = \Delta V_{BE} / \Delta V_{CE}$ şeklinde ifade edilir.

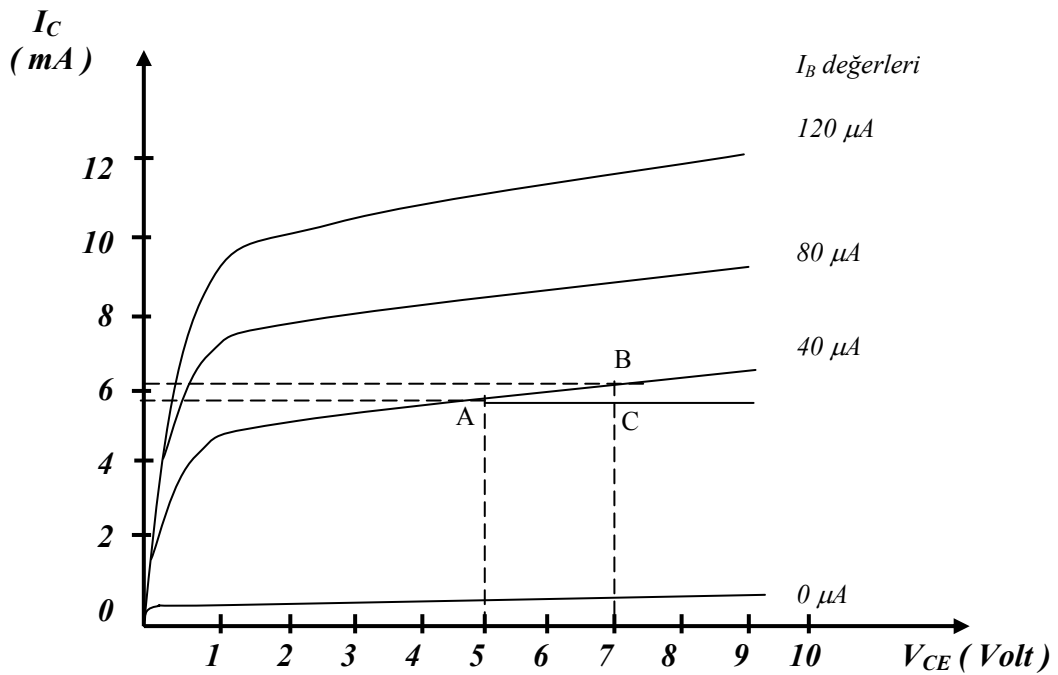
6.2 I. BÖLGE KARAKTERİSTİK EĞRİLERİ ÜZERİNDEN TRANSİSTÖRÜN ÇIKIŞ EMPEDANSI, β AKIM KAZANCININ BULUNMASI VE YÜK DOĞRUSUNUN ÇİZİLMESİ

Transistörün çalışmasını iyice kavrayabilmek için konu başlığında geçen çıkış empedansı, akım kazancı gibi parametrelerin bulunarak yük doğrusu çizimini öğrenmek gerekmektedir. Bu işlemler için ilk parametre olarak transistörün çıkış empedansının bulunması gerekmektedir.

6.2.1 I. TRANSİSTÖRÜN ÇIKIŞ EMPEDANSININ BULUNMASI

Herhangi bir elektronik sisteminde kaynak ile yükün aynı empedansta bulunması sistemin verimini % 100'e yaklaştırır. Aksi takdirde sistemin verimi düşer. Sistemde sinyal veya güç kaybı oluşur. Bunun önüne geçebilmek amacıyla transistörün de çıkış empedansının hesaplanması gerekmektedir. Bunun nedeni de transistörün yükselteç olarak kullanılması ve bu yükseltecin çıkışına yük olarak bağlanacak elemanın değerinin hesaplanması, dolayısıyla sistemin max. verimle çalışmasıdır.

Bu işlemin gerçekleştirilmesi için transistöre ait I. Bölge karakteristik eğrileri kullanılacaktır.



Şekilde verilen grafik eğrileri üzerinden örnekte verilen transistörün çıkış empedansının hesaplanması oldukça kolaydır. Bu işlem için herhangi bir I_B eğrisi seçilir. Bu eğriden V_{CE} ve I_C eksenlerine dikler çizilir. Ancak aktif çalışma alanının belirlenebilmesi için, tek I_B eğrisi üzerinden iki farklı voltaj ve akım değerinin alınması gerekir. Bu noktalar dikkate alındığında karakteristik üzerinde bir (ABC ile gösterilmiştir) dik üçgen oluşur. Bu üçgen üzerinde yapılacak $\Delta V_{CE} / \Delta I_C$ oranından transistörün çıkış empedansı aşağıdaki gibi bulunabilir.

Örnek olarak alınan I_B eğrisi üzerinden $V_{CE1} = 5.8$ V, $V_{CE2} = 6.2$ V, $I_{C1} = 5$ mA, $I_{C2} = 7$ mA değerleri alınsın. Bu nokta aralıklarından yararlanarak yapılacak empedans hesaplaması aşağıdaki formül yardımıyla bulunacaktır.

$$Z_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{I_{C2} - I_{C1}}$$

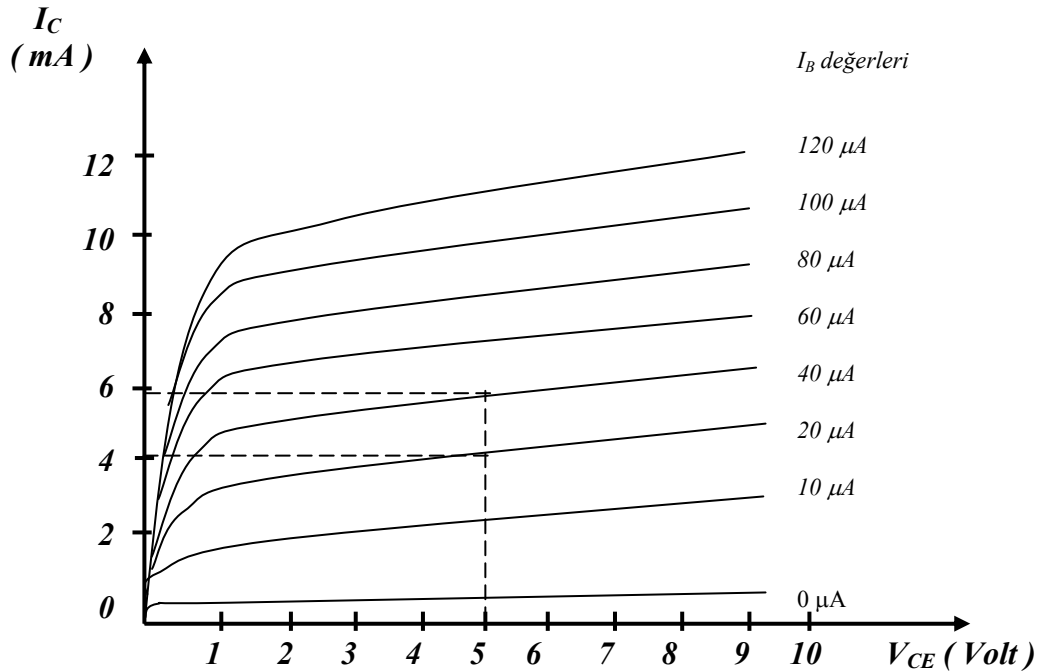
$$Z_o = \frac{6,2 - 5,8}{7 - 5} = \frac{0,4}{2} = 0,2 \text{ K}\Omega = 200 \Omega$$

Bu değer farklı bir IB eğrisi üzerinden farklı bir gerilim / akım aralığı için hesaplandığında daha farklı bir empedans elde edilir. Yani bu aynı eğriler kullanılarak örneklerin çoğaltılabileceği anlamına gelir.

Bir transistörün çıkış empedansı hesaplanırken hesap yapılan akım ve gerilim seviyesi çok önemlidir. Bu da transistörün nerelerde kullanılabileceğinin seçimi için tasarımcının dikkat etmesi gereken bir konudur. Buradan çıkarılacak en önemli sonuç karakteristik eğriler üzerinden transistörün hangi gerilim ve akımda, hangi yükü hangi empedansta besleyeceğinin kolayca belirlenebilmesidir. Bu nedenle özellikle I. Bölge karakteristik eğrilerinin çok büyük titizlikle öğrenilmesi gerekir. Çıkış empedansının bulunmasından sonra akım kazancının nasıl bulunduğu anlatılacaktır.

6.2.2 TRANSİSTÖRÜN (β) AKIM KAZANCININ BULUNMASI

Bu bölümde yine transistöre ait I. Bölge karakteristik eğrilerinden faydalanılacaktır.



Transistörün β akım kazancının hesaplanabilmesi için aşağıdaki işlem basamakları izlenmelidir. Şekilde görüldüğü gibi sabit bir V_{CE} gerilimi seçilerek iki farklı I_B eğrisi işaretlenir. Seçilen V_{CE}

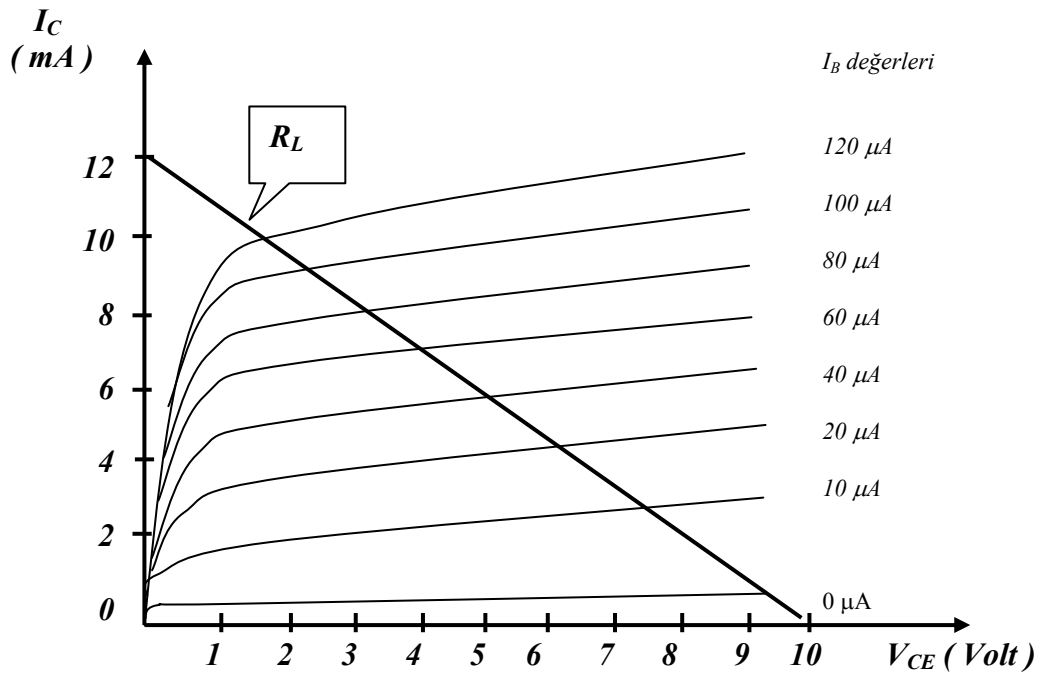
gerilim değerinin genellikle lineer ortamda olması istendiği için yaklaşık olarak V_{CC} 'nin yarısı seçilir. Önekte verilen I_B değeri 20 ve 40 μA ' dir. Bunlara karşılık gelen I_C değeri ise dikey eksen 4 ve 6 mA olarak bulunur. Akım kazancı ise aşğıdaki formülle bulunur.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}}$$

$$\beta = \frac{6 - 4}{40 - 20} = \frac{2mA}{20\mu A} = 100$$

Sonuca bakıldığında beyz akımı ile kollektör akımı arasındaki oran görölmektedir. Bunun anlamı transistörün aktif çalışma bölgesinde verilen her beyz akımına karşılık kollektörden β katı kadar akım geçeceğidir. Ancak bu yükseltme limiti sonsuz olmayıp transistörün çalışma sınırı içerisinde dir. Daha önce de anlatıldığı gibi her transistörün akım ve gerilim olarak min. ve max. çalışma değeri vardır. Dikkat edilmesi gereken diğ er bir husus, hesaplama yapılırken farklı I_B değeri alındığında çıkan akım yükseltme katsayısının aynı olması gerektiğidir. Eğer bu durum gerçekleşmiyor ise transistörün aktif çalışma bölgesi dışına çıkmış demektir. Bu kavram sadece aktif çalışma bölgesi için geçerlidir.

6.2.3 YÜK DOĞRUSUNUN ÇİZİLMESİ



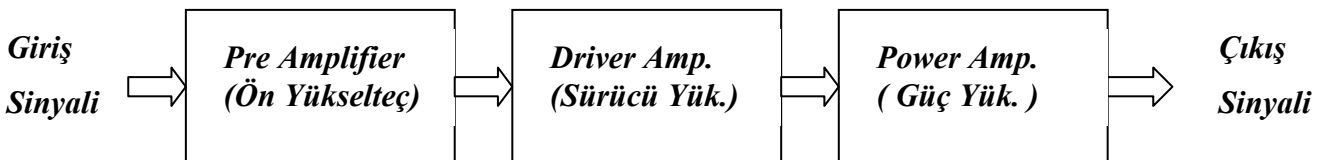
Bir yükselteçte kullanılacak transistöre ait yük doğrusunun çizimi oldukça basittir. Bilindiği gibi bir doğrunun çizilebilmesi için iki nokta yeterlidir. Noktaların birincisi V_{CE} 'nin max. I_C 'nin ise min. olduğu durumdur. Bunun anlamı transistörün açık devre gibi düşünülmesidir. Bilindiği üzere açık devre teorisinde gerilim max. akım ise min. yani 0 olmasıdır. Bu durumda 1. nokta $V_{CE} = V_{CC}$, $I_C = 0$ olur. Diğer noktanın belirlenmesi için de transistörün açık devre gibi düşünülmesi gerekir. Bu anda da V_{CE} gerilimi min., I_C akım değeri de max. olacaktır. Bu nokta da koordinat ekseninde belirlendikten sonra bir doğru çizilir. Bu doğruya “yük doğrusu” denilir. Devreye uygun yükün omik değeri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$R_L = \frac{V_{CE \max}}{I_C \max} = \frac{10}{12} = 0.83 \text{ K}\Omega$$

Bunun anlamı örnek olarak verilen grafikteki transistörün çıkışına bağlanabilecek uygun empedanstaki yük değeri olmasıdır. Yük doğrusu çizildikten sonraki aşama çalışma noktasının seçilmesidir. Çalışma noktasının belirlenmesi ise transistörlü yükseltecin çalışma sınıfını belirler. Çalışma sınıfının belirlenmesi, transistörlü yükseltecin hangi alanda, hangi frekansta, hangi güçte ve gerilimde çalışacağı sorularını yanıtlar. Bu nedenle çalışma sınıflarının çok iyi bir şekilde öğrenilmesi gerekmektedir.

6.3 TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇLERİN ÇALIŞMA SINIFLARI

Bir önceki konuda belirtildiği gibi yükselteçlerin çalışma alanını ve çalışma şeklini belirleyebilmek için, öncelikle çalışma sınıfının seçilmesi gerekir. Genel olarak 4 çeşit çalışma sınıfı mevcuttur. Bunlar A Sınıfı, B Sınıfı, C Sınıfı ve AB Sınıfıdır. Amplifierler çalışma sınıfı bakımından ayrılrsa dahi genel olarak bir bütün halinde incelenmelidir. Dolayısıyla çalışma sınıflarından önce bir amplifier sisteminin tamamının incelenmesi gerekmektedir. Bir amplifierin tamamı aşağıda gösterilen bloklardan meydana gelir.

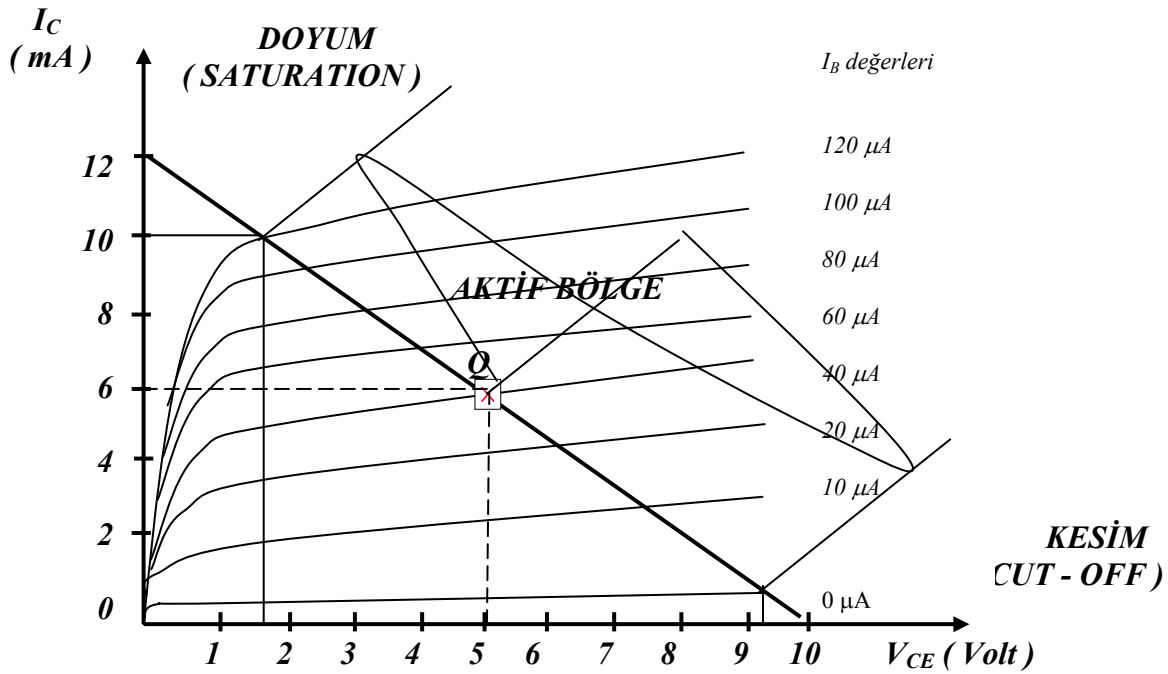


Şekil6.7 Komple yükselteç blok diyagramı

Şekil 6.7’de görüldüğü gibi bir yükselteç sistemi temel olarak üç bölümden oluşmaktadır. Yükseltilecek düşük genlikteki sinyal öncelikle Ön yükselteçte genlik bakımından yükseltilir. Daha sonra gelen sürücü katı ise ön yükselteçten gelen sinyali uygun empedansta çıkış katına aktarır. Çıkış katında ise istenen güç elde edilir. Her bir katta kullanılan çalışma sınıfı farklı olacağından, bu katlarda hangi çalışma sınıfının kullanılacağı ve nedenleri bundan sonraki bölümlerde ayrıntılı olarak incelenecektir.

6.3.1 A SINIFI ÇALIŞAN TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTECİN İNCELENMESİ

A sınıfı yükseltecin genel çalışma prensibi, sinyalin tümünün (360°) yükseltilmesi esasına dayanır. Bunun için transistörün çalışma noktasının, yük doğrusunun tam ortasında seçilmesine özen gösterilir.



Şekil.6.8 I. bölge karakteristik eğri üzerinden A sınıfı çalışmanın belirlenmesi

Transistörün çalışma noktası yükselteç girişinde herhangi bir sinyal yok iken (boş çalışma) ölçülen I_B , I_C ve V_{CE} değerleri ile tespit edilir. Bu değerler transistörün boşta çektiği akımlar ve üzerindeki gerilim değerleridir. Bu parametreler sükunet değerleri olarak ta anılır. Eğer bu parametreler ölçülemiyorsa karakteristik eğriden faydalanılarak bulunur. Bu aşamadan sonra giriş sinyalinin sınırları belirlenerek transistörün kollektöründen geçecek akım hesaplanır. Bu değer örnekte olduğu gibi beyz akımı sınırları:

$$I_{B \text{ Min}} = 0 \mu A, I_{B \text{ Max}} = 120 \mu A;$$

buna karşılık elde edilecek kollektör akım sınırları ise:

$I_{C \text{ Min}} = 0 \text{ mA}$, $I_{C \text{ Max}} = 10 \text{ mA}$; dir.

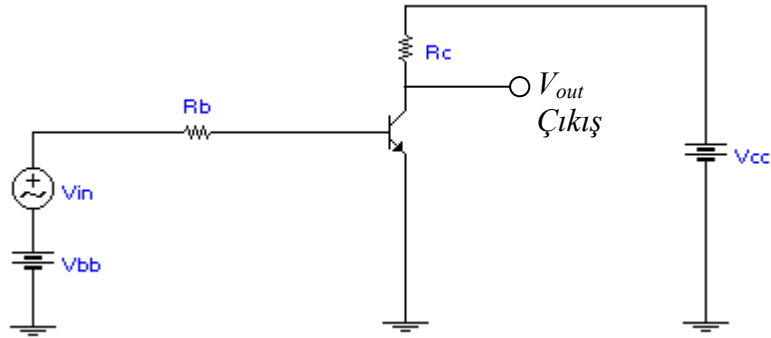
Yine bu sınırlar içerisinde V_{CE} 'nin alacağı değerler ise;

$V_{CE \text{ Min}} = 1.8 \text{ Volt}$; $V_{CE \text{ Max}} = 9.2 \text{ Volt}$ ttur.

Bu değerlerin anlamı transistörlü yükseltece uygulanması gereken en düşük ve en yüksek sinyal değerlerinin belirlenmesidir.

Bu noktalar dikkate alındığında, transistörün aktif çalışma bölgesi içinde yer aldıkları görülecektir. Giriş sinyali, beyz akımını belirtilen sınırların dışına çıkarır ise; doğal olarak kollektör akımının alt ve üst değerleri de aktif çalışma bölgesinin dışına itilir. Böyle bir durumda transistörün çalışma sınıfı değişir. Sinyalin tümü yükseltilemez ve sinyal kesintiye uğrar. Bu da A sınıfı çalışma için istenmeyen bir durumdur.

Şekil 6.9'da transistörlü yükseltece, yükseltilecek değişken sinyalin nasıl uygulanacağı gösterilmiştir.



Şekil.6.9 A sınıfı çalışan tek transistörlü yükselteç

Şekil 6.9 dikkatle incelendiğinde giriş sinyalinin transistörün beyzine uygulandığı, çıkış sinyalinin ise kollektörden alındığı görülecektir. Eğer girişe herhangi bir sinyal uygulanmasa idi transistör, karakteristik eğride Q çalışma noktasında sabit akımla çalışacak ve sinyal değişimi olmayacak idi. Ancak devre girişinden uygulanan sinüs formulu sinyal V_{BB} 'yi arttıracak veya azaltacak şekilde girişim yapacaktır. Bu nedenle transistörün polarması giriş sinyaline göre sinyal geldiği sürece değişecektir. Girişten uygulanan sinyal DC seviyenin üzerine çıktığında beyz akımı artacak, buna bağlı olarak ta kollektör akımı artacaktır. Dolayısıyla girişten uygulanan düşük genlikli sinyal izin verilen V_{CE} sınırları içerisinde yükseltilmiş olarak önce akıma (I_C), daha sonrada R_L üzerinden gerilime çevrilecektir. Yapılan işlemin esası V_{BB} 'nin üzerine giriş sinyalini yükleyip, önce beyz akımında, daha sonra da kollektör akımında bir değişiklik yapmaktır. Yapılan bu değişiklik şekil olarak giriş sinyali formunda olacağından, çıkıştan alınan sinyalin şekli de giriş sinyali şekliyle aynı olacaktır. Sonuç olarak giriş sinyalinde yapılan düşük genlikteki değişim, beyz akımı ile kollektör akımının farklı

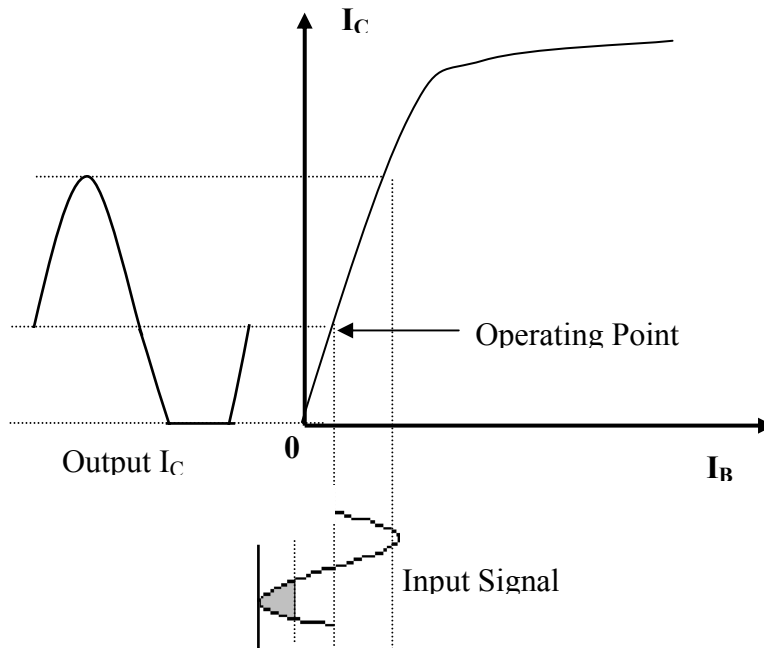
olması nedeniyle, yükselteç çıkışından daha yüksek genlikli olarak alınabilecektir. Ancak, giriş sinyali karakteristik eğrilerde belirtilen sınırlar dışına taştığında transistör bu sinyali kesintiye uğratacaktır. Eğer sinyal seviyesi izin verilen seviyenin üstüne çıkarsa; transistör doyuma (*Satüration*) geçer. Sinyal seviyesi bu sınırın altına düşerse o zaman transistör kesime (*Cut – Off*) geçer. Diğer bir deyimle bu bölgelere çıkıldığında çıkıştan sinyal alınamaz.

A sınıfı çalışma genellikle amplifier'lerin giriş katlarında bulunan gerilim yükselteçlerinde kullanılan bir çalışma şeklidir. Bunun nedeni sinyalin tamamının sürücü katına aktarılması gerekliliğidir.

6.3.2 AB SINIFI ÇALIŞAN TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTECİN İNCELENMESİ

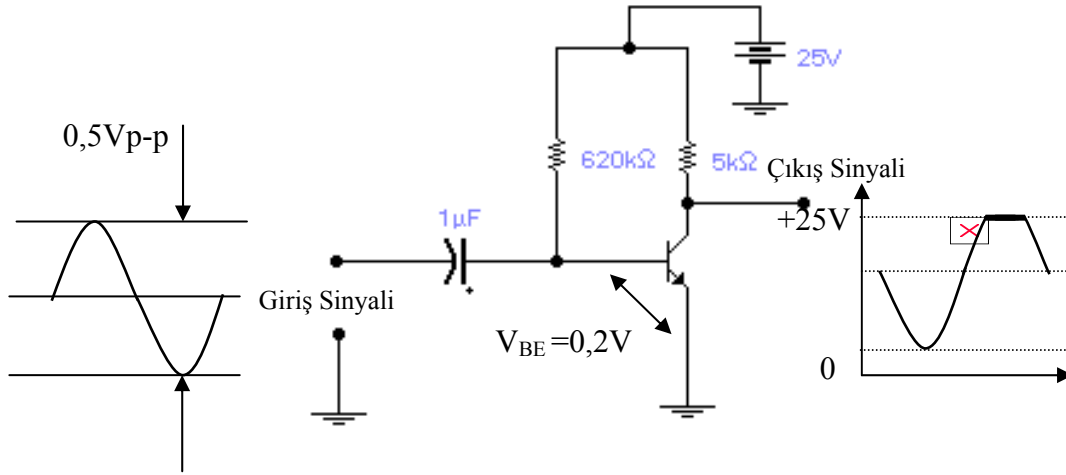
AB sınıfı çalışmada transistör giriş sinyalinin 180^0 - 360^0 boyunca iletimde olacak şekilde bayaslanmaktadır. Böylelikle I_c kollektör akımı giriş sinyalinin %51-%99'u boyunca akmaktadır. Bu durumu sağlamak için transistörün bir alternanstan daha kısa süre ile kesimde tutulması gerekir. Hatırlanacağı üzere A sınıfı çalışmada transistör V_{BEQ} statik giriş gerilim değeri her zaman yükseltece uygulanan giriş sinyalinin maksimum değerinden daha büyük olacak şekilde bayaslanmaktaydı. Bunun sonucu olarak ta giriş sinyali hiçbir zaman transistörü ters bayasa götürememekte ve de girişin 360^0 'si boyunca kollektör akımı akmaktadır.

AB sınıfı çalışmada V_{BEQ} statik giriş sinyali yükseltece uygulanan giriş sinyalinin maksimum değerinden daha küçük olacak şekilde bayaslanmak suretiyle, transistörün bir alternanstan daha kısa süre ile kesimde tutulması sağlanır. Buna göre girişin %51-%99'u I_c akımı akmaktadır.



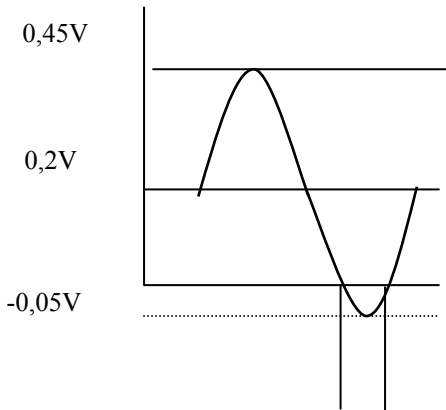
Şekil.6.10 AB sınıfı çalışan transistörün dinamik transfer eğrisi

Şekil 6.10’da görülen AB sınıfı çalışmaya ait dinamik transfer eğrisi incelendiğinde çalışma noktasının eğrinin lineer kısmının orta noktası ile 0 noktası arasında seçildiği görülmektedir. Yukarıdaki eğride transistörün kesime götürüldüğü alanda kollektör akımının akmamasından dolayı RL kollektör yükü üzerine düşen gerilim 0 Volt olacağından ($V_{RL}=I_c \cdot R_L$) Çıkış sinyali V_{cc} olarak görülecektir.



Şekil.6.11 AB sınıfı çalışan transistörlü yükselteç devresi

AB sınıfı yükselteçler, A sınıfı yükselteçlere göre daha iyi verim ve daha kötü sadakat (fidelity) özelliği taşımaktadırlar. Bu özellikten dolayı AB sınıfı yükselteçler çıkış sinyalinin girişin tam benzeri olması durumunun gerekli olmadığı durumlarda kullanılırlar. Şekil 6.11’de AB sınıfı çalışan transistörlü yükselteç devresi ve bu devreye ait giriş / çıkış dalga şekilleri görülmektedir.

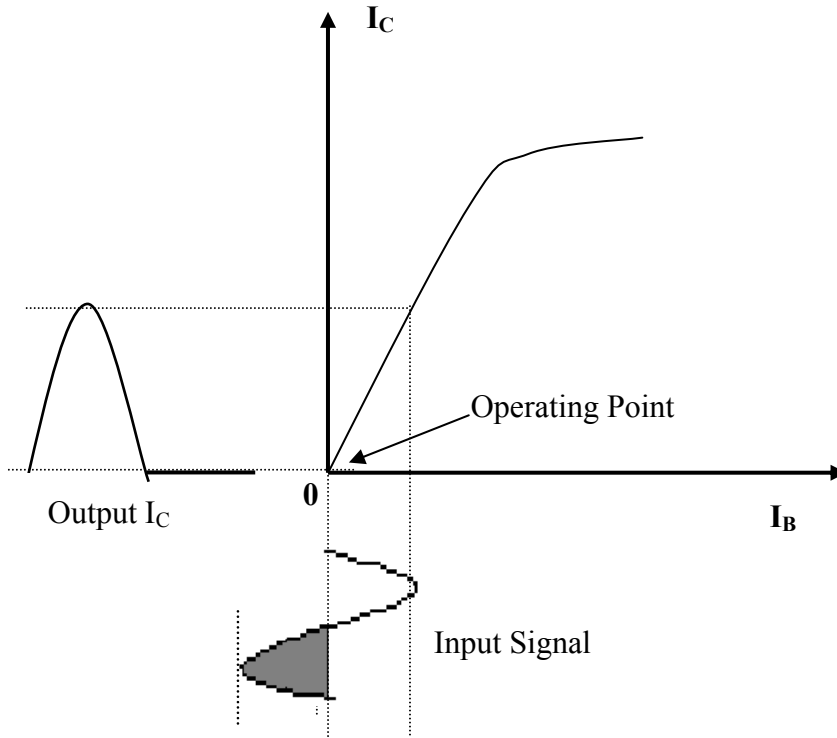


Yanda yükseltece ait dinamik V_{BE} giriş sinyali görülmektedir. Bu eğride bir alternanstan daha kısa süre ile transistörün ters biaslandığı görülmektedir.

6.3.3 B SINIFI ÇALIŞAN TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTECİN İNCELENMESİ

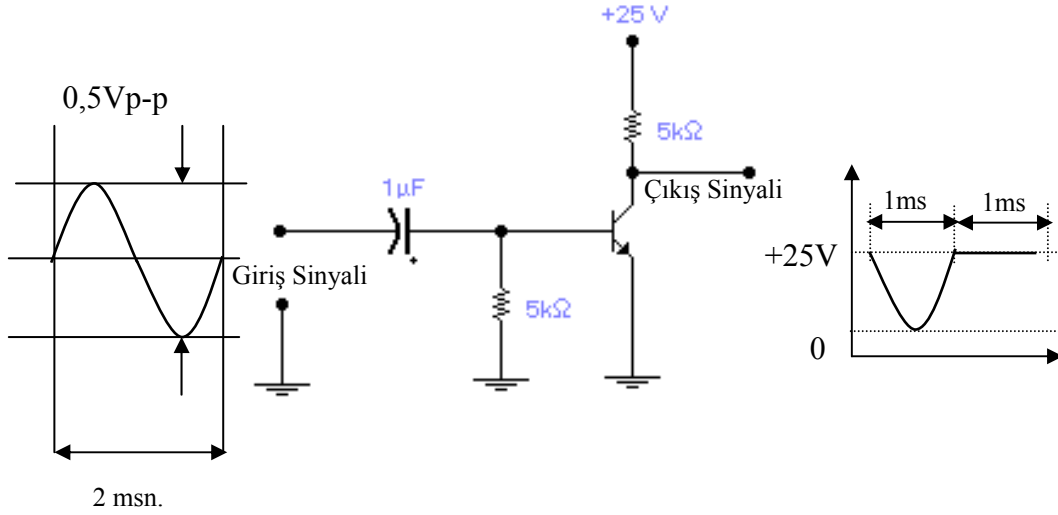
Şekil 6.12’de görüldüğü gibi B sınıfı çalışmada transistör, giriş sinyalinin 180° ’lik bölümünde iletimde olacak şekilde bayaslanmaktadır. Böylelikle kollektör akımı (I_C), giriş sinyalinin %50’si boyunca akmaktadır. Bu durumu sağlamak için transistörün bir alternans süre ile kesimde tutulması gerekir.

B sınıfı çalışmada V_{BEQ} statik giriş sinyali 0 Volt olacak şekilde bayaslanmak suretiyle, transistörün bir alternans süre ile iletimde tutulması sağlanır. Buna göre girişin %50’lik bölümünde I_C akımı akmaktadır. Transistöre statik durumda 0 V bayas uygulanması A ve AB sınıfı çalışmada kullanılan R_D direncinin kullanılmaması anlamına gelir. Buna göre Transistörün dinamik durumu tamamen giriş sinyali tarafında belirlenmektedir. Devreye uygulanan giriş sinyalinin pozitif alternansında (NPN Tr.) iletim gerçekleşirken negatif alternansta ters bayas durumundan dolayı Cut-Off durumu oluşacaktır. Böylelikle de giriş sinyalinin 180° ’lik bölümünde iletim, 180° ’lik bölümünde de kesim durumu oluşacaktır.

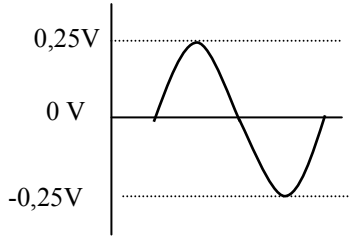


Şekil.6.12 B sınıfı çalışan transistörün dinamik transfer eğrisi

Şekil 6.13’de B sınıfı çalışan transistörlü yükselteç devresi görülmekte olup transistöre başlangıçta dc kaynaktan doğru bayas uygulanmamaktadır. Böylece giriş sinyalinin + alternansı iletim, - alternansı da kesim durumunu oluşturmak suretiyle 180^0 ’lık iletim ve de 180^0 ’lık kesim durumu oluşturulur.



Şekil.6.13 B sınıfı çalışan transistörlü yükselteç devresi

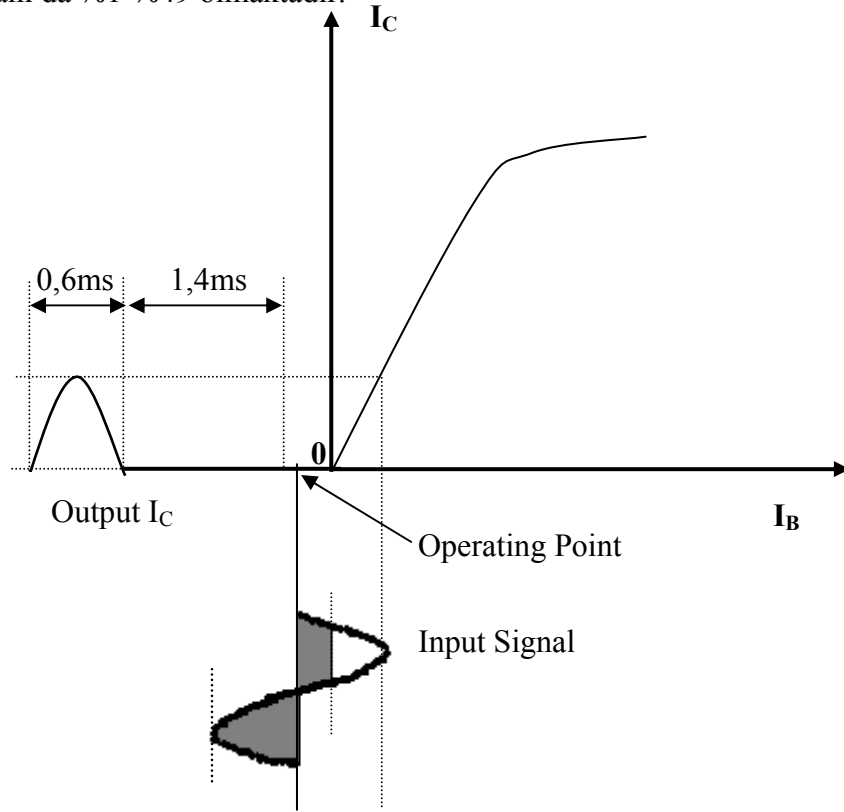


Yanda yükseltece ait dinamik V_{BE} giriş sinyali görülmektedir. Bu eğride bir alternans süre ile transistörün doğru diğer alternans süresince de ters bayaslandığı görülmektedir.

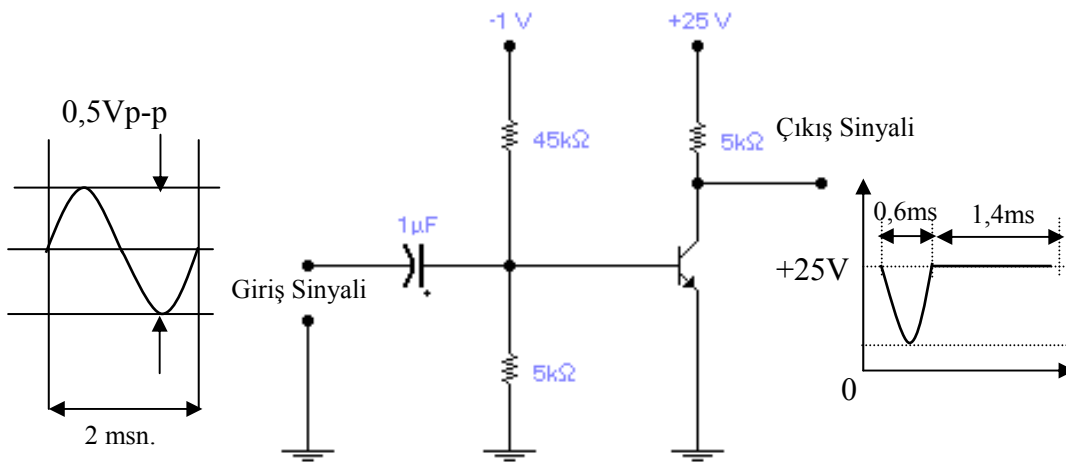
6.3.4 C SINIFI ÇALIŞAN TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTECİN İNCELENMESİ

C sınıfı çalışmada transistör giriş sinyalinin $0 - 180^0$ ’lık bölümünde iletimde olacak şekilde bayaslanmaktadır. Bu durum Şekil 6.14’da görülmektedir. Böylelikle I_c kollektör akımı giriş sinyalinin %1 - %50’si boyunca akmaktadır. Bu durumu sağlamak için transistörün bir alternanstan daha az süre ile iletimde tutulması gerekir.

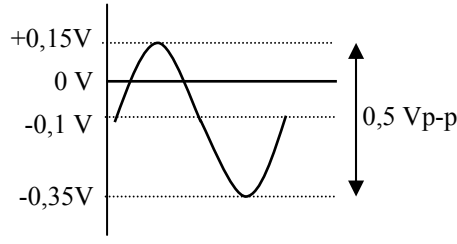
Şekil 6.15’de görülen C sınıfı çalışmada V_{BEQ} statik giriş sinyali negatif olacak şekilde bayaslanmak suretiyle, transistörün bir alternanstan daha az süre ile iletimde tutulması sağlanır. Negatif bayas miktarı yükselteç girişine uygulanan sinyalin maksimum genliğinden daha az olmalıdır. Girişin negatif alternansında tamamen kesimde tutulan transistör, pozitif alternansın bir bölümünde de (negatif bayas aşıncaya kadar) kesime götürülmekte, böylelikle de toplam kesim zamanı %51-%99 olacağından iletim zamanı da %1-%49 olmaktadır.



Şekil.6.14. C sınıfı çalışan transistörün dinamik transfer eğrisi.



Şekil.6.15 C sınıfı çalışan transistörlü yükselteç devresi.



Yukarda yükseltece ait dinamik V_{BE} giriş sinyali görülmektedir Bu eğride. bir alternanstan daha az süre ile transistörün bayaslandığı görülmektedir Böylelikle de iletim zamanı giriş sinyalinin %1-%49'u boyunca kollektör akımı akacaktır.

6.4 TRANSİSTÖRLÜ YÜKSELTEÇLERİN BAĞLANTI ŞEKİLLERİNE GÖRE ANALİZİ

Buraya kadar işlenen bölümde yükselteçlere ilişkin temel esaslar verilmiştir. Bu bilgilerin ışığı altında bir transistörlü yükseltecin analizini yapmak mümkündür. Bu analiz, bağlantı şekillerine göre amplifier'lerin sınıflandırılması konusu ile aynı anda işlenecektir. Bağlantı şekillerine göre yükselteç tipleri 3'e ayrılır:

- 1- Emiteri ortak (müşterek) yükselteç (common emitter),
- 2- Beyzi ortak yükselteç (common base),
- 3- Kollektörü ortak yükselteç (common collector).

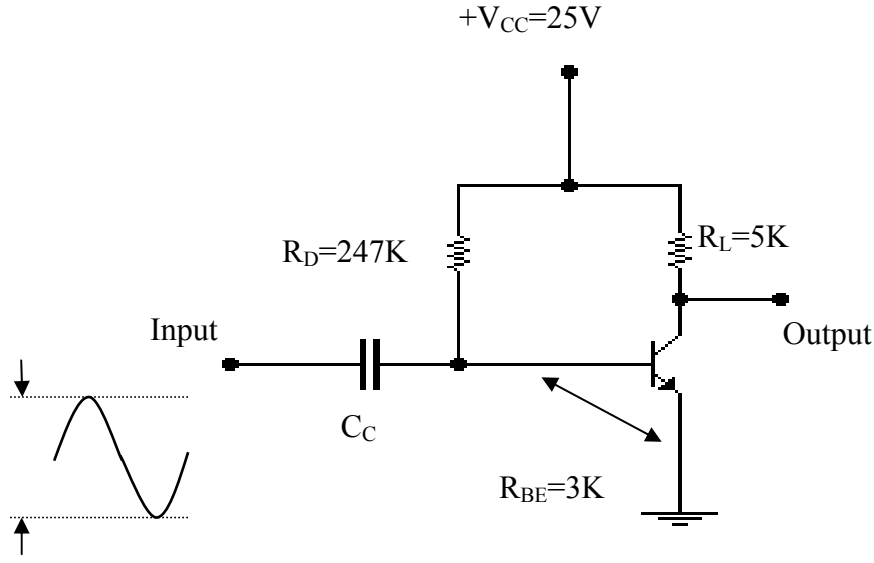
Yukarıda sıralanan yükselteçlerden en sık ve yaygın kullanım alanı olanı, emiteri ortak yükselteçtir. Bu nedenle bu bağlantı şeklinin analizi dikkatlice öğrenilmelidir. Emiteri ortak bağlantı tipinde, giriş sinyali beyz - emiter arasından uygulanır; çıkış sinyali ise kollektör – emiter arasından alınır. Burada dikkat edilirse emiter hem girişte, hem de çıkışta kullanılmıştır. Bu nedenle devrenin şasesini (toprak) oluşturmaktadır. Girişten uygulanan sinyal, amplifierin kazanç katsayısına bağlı olarak yükseltilir. Çıkıştan alınan sinyal ile giriş arasında 180° faz farkı oluşur. Bunun nedeni kollektör – beyz bölgesinin, emiter – beyz bölgesine göre ters polarlanmış olmasıdır. Diğer bağlantı tiplerine oranla en yüksek kazanç bu tip bağlantı şeklinde elde edilir. Bu nedenle genellikle amplifier'lerin giriş katlarında gerilim yükselteci olarak (Pre Amplifier) kullanılır.

Beyzi ortak tip yükselteç ise genellikle yüksek frekans uygulamalarında kullanılan bir bağlantı şeklidir. Beyzi ortak tip yükseltecin akım kazancı 1'den küçüktür.

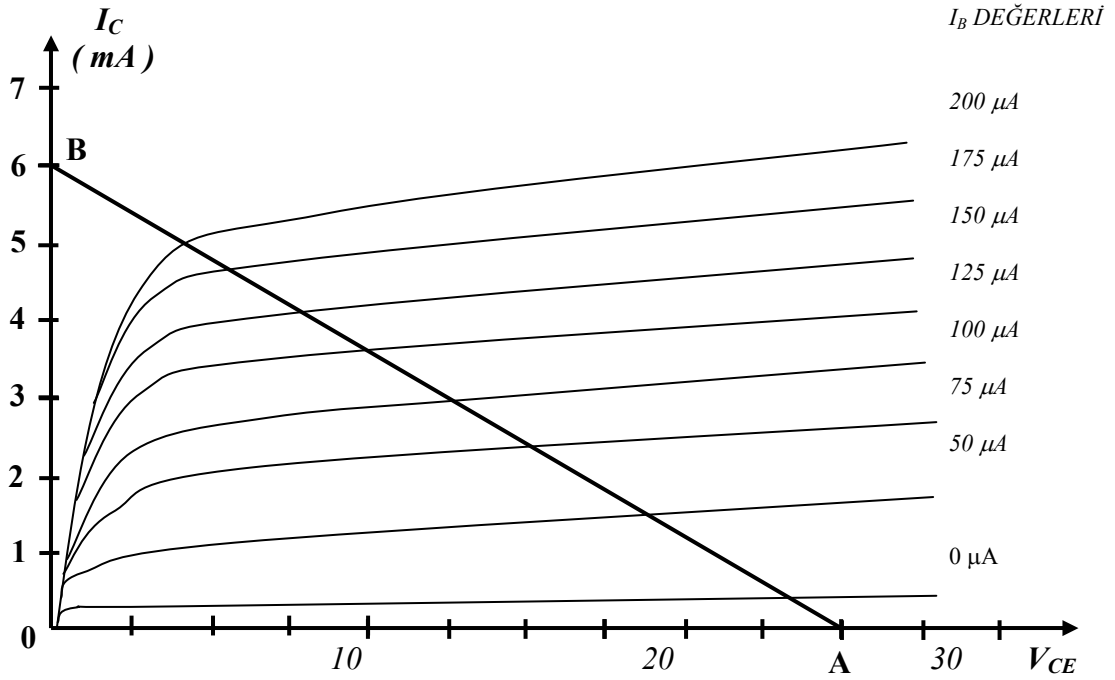
Kollektörü ortak tip yükselteç (*emitter follower*) ise, empedans uygunlaştırıcı olarak kullanılır. Bu tip yükselteçlerde çıkış emiterden alınır. Bu yükselteç tipinin gerilim kazancı 1'den küçüktür.

Yukarıda anlatılan yükselteç tiplerinin analizi sıra ile verilecektir.

6.4.1 EMİTERİ MÜŞTEREK DEVRE ANALİZİ



Şekil 6.16 Transistörlü Yükselteç Devresi.



Şekil6.17 2N118 Transistörüne ait emiteri müşterek çıkış karakteristik eğrisi.

Emiteri müşterek yükselteç analizi grafik metot kullanılarak basamak basamak incelenecektir. Bu tip analizin diğer bir adı da YÜK HATTI ANALİZİDİR. Analize geçilmeden önce yükselteçte kullanılan transistörüne ait emiteri müşterek çıkış karakteristik eğrisi elde edilmelidir. Bu maksatla yukarıda karakteristik eğri verilmiş olup her türlü veriler bu eğri üzerinde işaretlenip, yine eğri üzerinden okunmaktadır.

Analiz Verileri: $V_{CC}=25V$, $R_L=4.16 K$, $R_{BE}=3 K$, $R_D=247 K$, Giriş Sinyali $50\mu A$ p-p, 2N118 Transistörünün kullanıldığı Emiteri Müşterek Yükselteç devresi verilmektedir.

AŞAMA 1 : Yük hattının çizilmesi.

Yük hattı bir yükselteç devresinde tüm akım-gerilim ilişkileri ile ilgili değerler sunan, herhangi bir andaki giriş değerlerine karşılık gelen statik ve dinamik çıkış değerlerini bulmamıza yardımcı olan bir eğri olup A ve B olarak isimlendirilen iki noktanın birleştirilmesi ile elde edilmektedir.

A Noktası :Transistörün kesim durumunu ifade eder. Bu durumda ideal bir transistörün I_C kollektör akımının 0 A olması gerekir. Buna göre R_L yükü üzerinde gerilim düşümü olmayacağından tüm kaynak gerilimi transistörün V_{CE} çıkışında görülecektir. Bu gerilim V_{CC} gerilimine eşit olacaktır. Sonuç olarak; A noktası maksimum kollektör voltajı olup değeri V_{CC} ile belirlenir. Bu durumda yatay eksende $V_{CC} = 25 V$ değeri **A Noktası** olarak işaretlenir. (25V - 0A koordinatları A noktasını vermektedir)

B Noktası :Transistörün doyum durumunu ifade eder. Bu durumda ideal bir transistörün kollektör-emiter iç direncinin 0 Ω olduğu kabul edilerek kollektör akımı hesabında sadece R_L direnci dikkate alınarak maksimum kollektör akımı hesaplanmaktadır.

$$I_{C_{max}}=V_{CC}/R_L =25 V / 4.16 K\Omega \Rightarrow I_{C_{max}} = 6 mA \text{ olur.}$$

Bulunan değer **B noktası** olarak karakteristik eğri I_C ekseninde işaretlenir. (0V - 6mA koordinatları B noktasını vermektedir).

Şimdi yapılması gereken A ve B noktalarının birleştirilmesidir. Elde edilen doğru YÜK HATTI olarak adlandırılır. Bu doğru yükselteçte mümkün olan bütün giriş değerlerine karşılık çıkış değerlerinin bulunmasında kullanılacaktır.

AŞAMA 2 : Q çalışma noktasının bulunması :

Quiescent Point ve de kısaca **Q** çalışma noktası olarak adlandırılan bu nokta ile bir yükseltecin giriş sinyali uygulanmadığı (STATİK) durumda transistörün V_{CC} üzerinden aldığı bayaş neticesinde V_{CEQ} ve I_{CQ} sükunet durumu değerlerinin elde edilmesi ile bulunmaktadır. Buna göre bir yükseltece giriş sinyali uygulanmadığı halde V_{CEQ} ve I_{CQ} olarak bilinen çıkış akım ve gerilim değerlerine sahip olduğu söylenebilir.

Q çalışma noktası yük hattı ile sükunet durumu beyz akımı (I_{BQ}) eğrisinin birleştirilmesi ile elde edilmektedir. Bu maksatle Sükunet durumu I_{BQ} değerinin bulunması gerekmektedir.

$$R_T = R_{BE} + R_D$$

$$I_{BQ} = V_{CC} / R_T$$

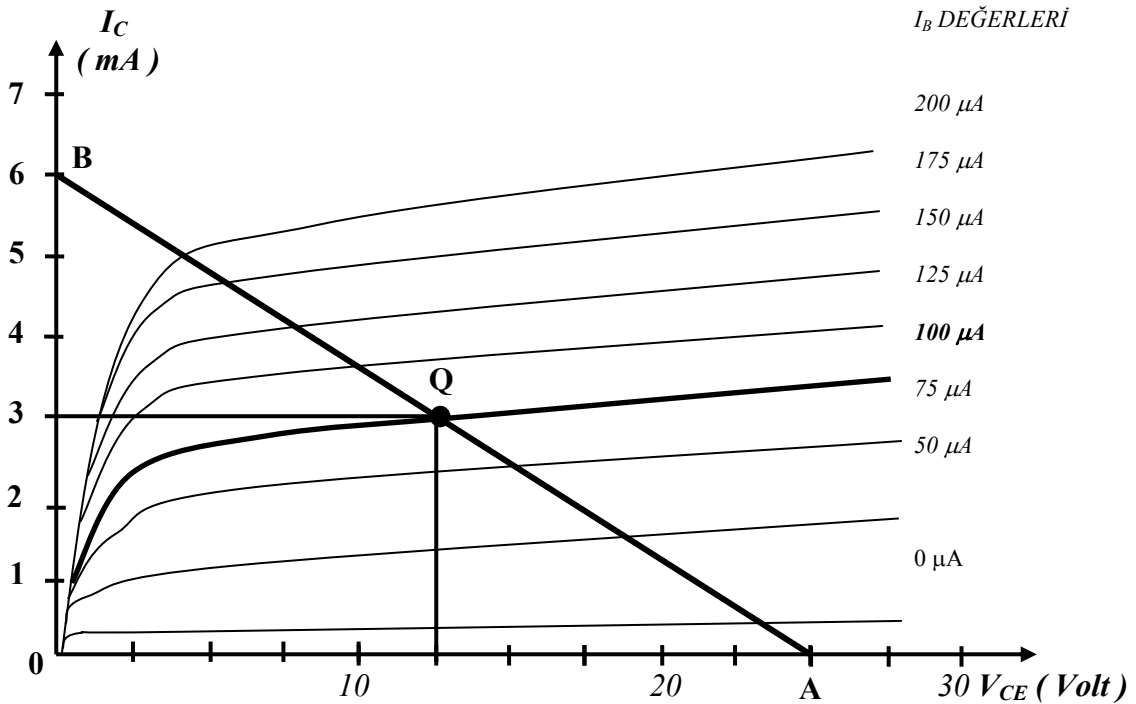
$$R_T = 3 K + 247 K$$

$$I_{BQ} = 25 V / 250 K$$

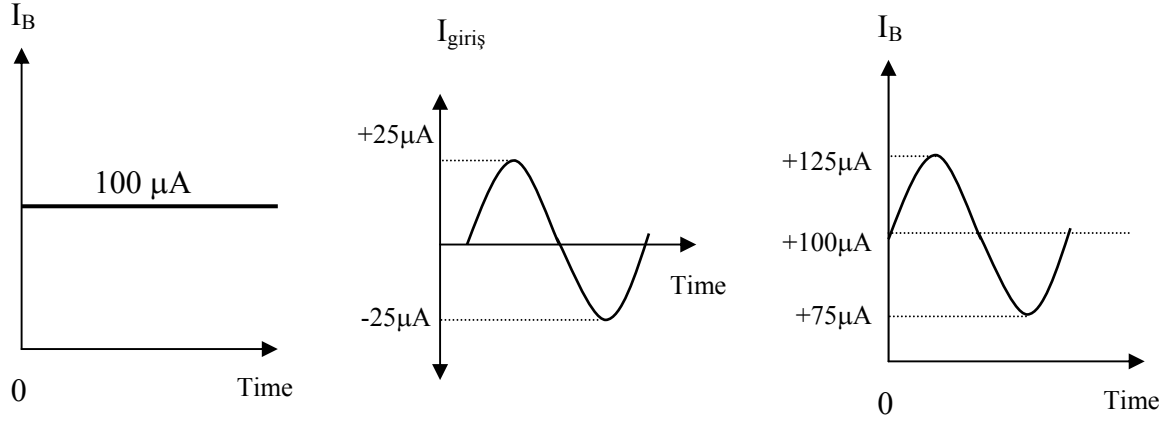
$$R_T = 250 K\Omega$$

$$I_{BQ} = 100 \mu A$$

100 μ A beyz eğrisi ile yük hattının kesiştiği nokta **Q** çalışma noktası olarak işaretlenir.



AŞAMA 3 : Giriş sinyalinin uygulanarak $I_B - V_{BE}$ değişimlerinin bulunması:



A) I_{BQ} B) Giriş Sinyali C) I_B Beyz Akımı (Dinamik durum)

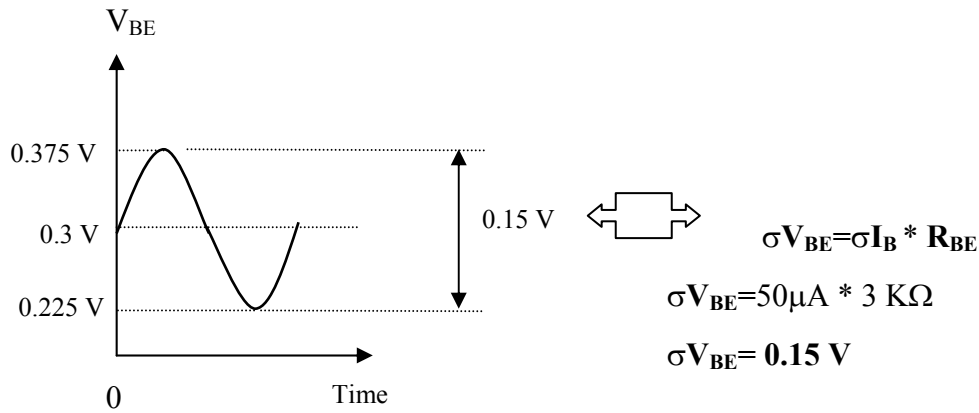
Yukarıda görüldüğü üzere $100\mu A$ sükunet durumu (I_{BQ}) değeri giriş sinyaline bağlı olarak $25\mu A$ peak yukarıya ve de $25\mu A$ aşağıya olmak üzere I_B akımının $75\mu A$ ile $125\mu A$ arasında dalgalanmasına sebep olmaktadır.

Bu dalgalanmanın V_{BE} beyz geriliminde yol açtığı değişim :

$$V_{BEQ} = I_{BQ} * R_{BE} \quad V_{BE(MIN)} = I_{B(MIN)} * R_{BE} \quad V_{BE(MAX)} = I_{B(MAX)} * R_{BE}$$

$$V_{BEQ} = 100\mu A * 3K\Omega \quad V_{BE(MIN)} = 75\mu A * 3K\Omega \quad V_{BE(MAX)} = 125\mu A * 3K\Omega$$

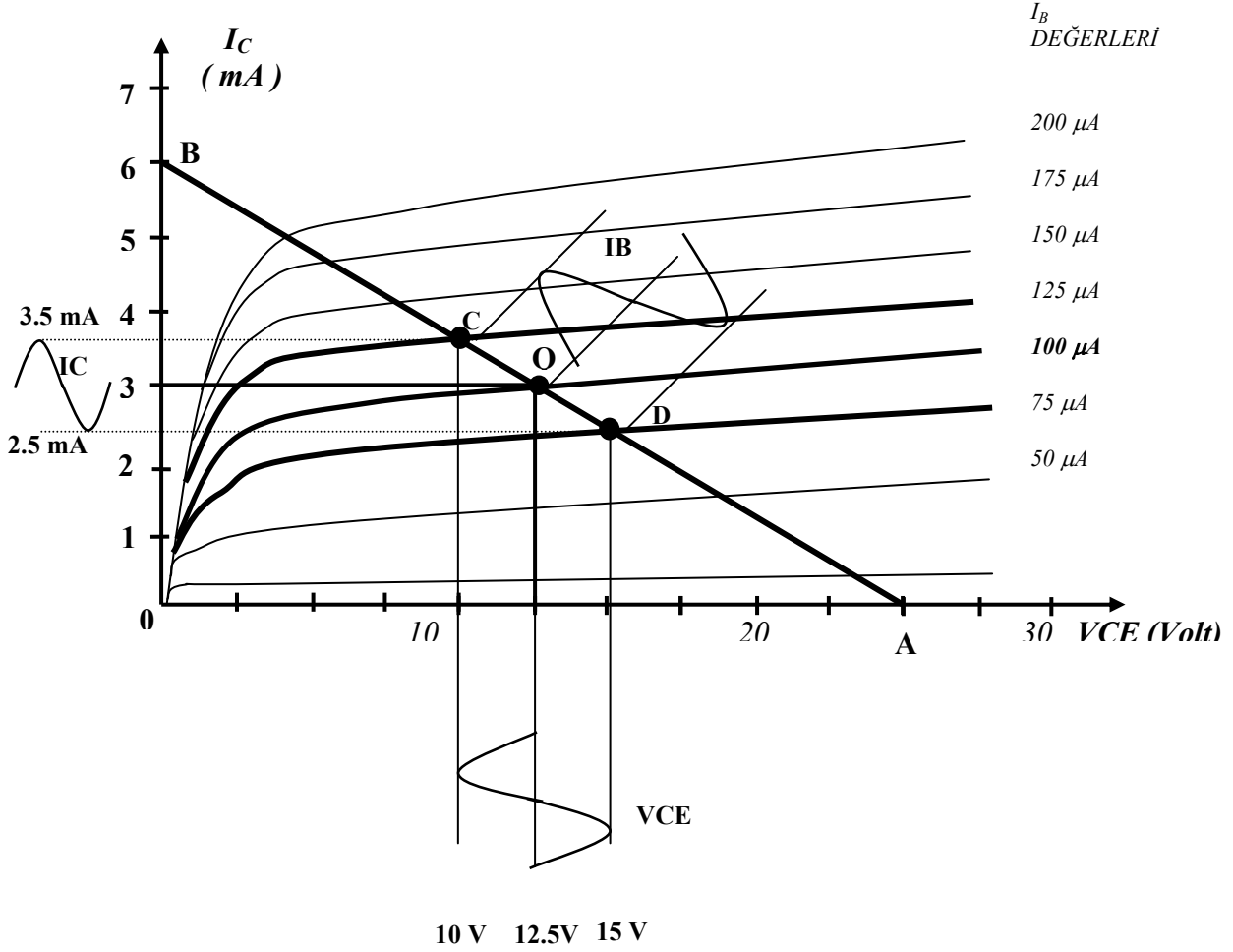
$$V_{BEQ} = 0.3\text{ V} \quad V_{BE(MIN)} = 0.225\text{ V} \quad V_{BE(MAX)} = 0.375\text{ V}$$



Emiter Akımı Beyz akımı ile Kollektör akımlarının toplamına eşittir. $I_E = I_B + I_C$

$I_E = 0.1mA + 3mA = 3.1mA$ olarak bulunur.

ASAMA 4 : Çıkış akım değışikliğinin bulunması:



Çıkış akım değışikliğinin bulunması için öncelikle C ve D noktalarının işaretlenmesi gerekmektedir. 3. aşamada Beyz akım değışikliği hesaplanmıştı. Elde edilen değerler Beyz akımının 75 μA - 125 μA arasında değıştiğini göstermekte idi. Buna göre 75 μA Beyz akım eğrisi ile 125 μA Beyz akım eğrilerinin Yük hattını keştiği noktalar C ve D noktaları olarak işaretlenir.

Bu noktalardan I_C eksenine dik çizilmek suretiyle 2.5 mA - 3.5 mA kollektör akım değerleri bulunmaktadır.

$$I_{C1} = 3.5 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = 2.5 \text{ mA}$$

$$\sigma I_C = I_{C1} - I_{C2} = 3.5 \text{ mA} - 2.5 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

AŞAMA 5 : Çıkış gerilim değişikliğinin bulunması:

C ve D noktalarından VCE eksenine dik inilmek suretiyle giriş sinyalindeki değişime bağlı olarak kollektör çıkış gerilim değişiklikleri elde edilebilir.

$$V_{CE1} = 15 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = 10 \text{ V}$$

$$\sigma V_{CE} = V_{CE1} - V_{CE2} = 15 \text{ V} - 10 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

AŞAMA 6 : Akım kazancının bulunması:

$$\text{Kazanç} = \frac{\text{Çıkış}}{\text{Giriş}} \quad \Rightarrow \quad A_i = \text{Akım Kazancı} = \frac{\text{Çıkış Akım Değişikliği}}{\text{Giriş Akım Değişikliği}}$$

Yukarıdaki formüllerde görüldüğü gibi kazancı temsil eden A harfi i ilavesiyle akım kazancını temsil etmekte olup çıkış akım değişikliğinin giriş akım değişikliğine oranı olarak tarif edilmektedir.

$$A_i = \frac{\sigma I_C}{\sigma I_B} = \frac{3.5 \text{ mA} - 2.5 \text{ mA}}{125 \text{ } \mu\text{A} - 75 \text{ } \mu\text{A}} = \frac{1 \text{ mA}}{50 \text{ } \mu\text{A}} = \frac{1000 \text{ } \mu\text{A}}{50 \text{ } \mu\text{A}} = 20$$

Bulunan değer ile; çıkış akım değişikliğinin giriş akım değişikliğinin 20 katı olduğu anlaşılmaktadır.

AŞAMA 7 : Voltaj kazancının bulunması:

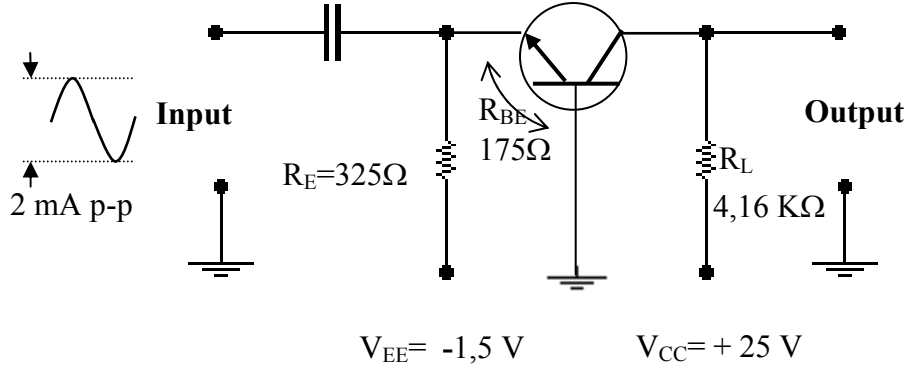
$$\text{Kazanç} = \frac{\text{Çıkış}}{\text{Giriş}} \quad \Rightarrow \quad A_v = \text{Akım Kazancı} = \frac{\text{Çıkış Voltaj Değişikliği}}{\text{Giriş Voltaj Değişikliği}}$$

$$A_v = \frac{\sigma V_{CE}}{\sigma V_{BE}} = \frac{15 \text{ V} - 10 \text{ V}}{0.375 \text{ V} - 0.225 \text{ V}} = \frac{5 \text{ V}}{0.15 \text{ V}} = 33.3$$

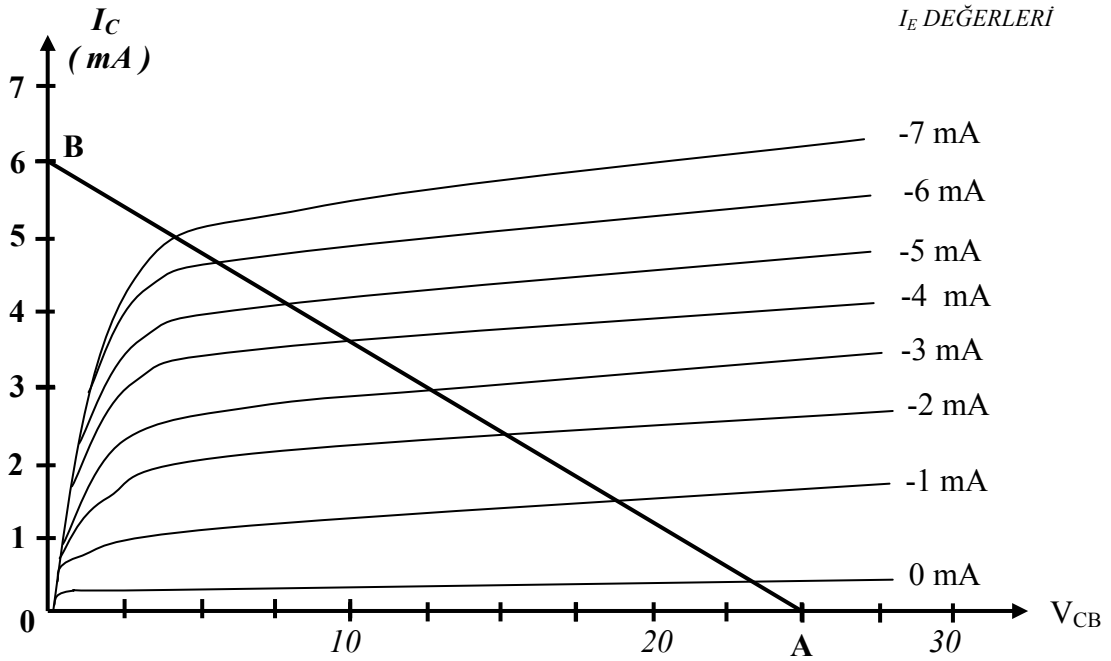
AŞAMA 8 : Güç kazancının bulunması:

$$A_p = A_v * A_i = 33.3 * 20 = 666.6 \text{ olarak bulunur.}$$

6.4.2 BEYZİ MÜŞTEREK DEVRE ANALİZİ



Şekil6.18 Transistörlü Yükselteç Devresi.



Şekil 6.19 2N118 Transistörüne ait beyzi müşterek çıkış karakteristik eğrisi.

Beyzi müşterek yükselteç analizi grafik metot kullanılarak basamak basamak incelenecektir. Bu tip analizin diğer bir adı da YÜK HATTI ANALİZİDİR. Analize geçilmeden önce yükselteçte kullanılan transistörüne ait **beyzi müşterek çıkış karakteristik eğrisi** elde edilmelidir. Bu maksatla yukarıda karakteristik eğri verilmiş olup her türlü veriler bu eğri üzerinde işaretlenip, yine eğri üzerinden okunmaktadır.

Analiz Verileri: $V_{CC}=25V$, $V_{EE}=-1,5 V$, $R_L=4,16 K$, $R_{BE}=175\Omega$, $R_E=325 \Omega$,
Giriş Sinyali 2 mA p-p, 2N118 Transistörünün kullanıldığı beyzi müşterek yükselteç devresi verilmektedir.

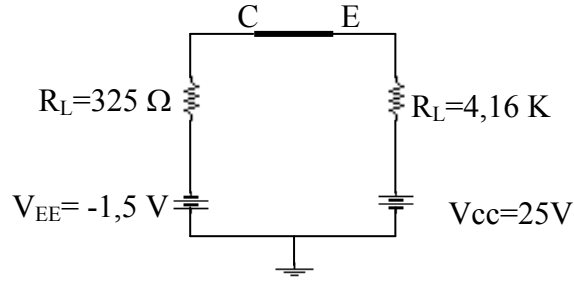
AŞAMA 1 : Yük hattının çizilmesi.

Yük hattı bir yükselteç devresinde tüm akım-gerilim ilişkileri ile ilgili değerler sunan, herhangi bir andaki giriş değerlerine karşılık gelen statik ve dinamik çıkış değerlerini bulmamıza yardımcı olan bir eğri olup A ve B olarak isimlendirilen iki noktanın birleştirilmesi ile elde edilmektedir.

A Noktası :Transistörün kesim durumunu ifade eder. Bu durumda ideal bir transistörün I_c kollektör akımının 0 A olması gerekir. Buna göre R_L yükü üzerinde gerilim düşümü olmayacağından tüm kaynak gerilimi transistörün V_{CB} çıkışında görülecektir. Bu gerilim V_{CC} gerilimine eşit olacaktır. Sonuç olarak; A noktası maksimum kollektör voltajı olup değeri V_{CC} ile belirlenir. Bu durumda yatay ekseninde $V_{CC} = 25 V$ değeri **A Noktası** olarak işaretlenir. (25V - 0A koordinatları A noktasını vermektedir)

B Noktası :Transistörün doyum durumunu ifade eder. Bu durumda ideal bir transistörün kollektör-emiter iç direncinin 0 Ω olduğu kabul edilerek kollektör akımı hesabında sadece R_L direnci dikkate alınarak maksimum kollektör akımı hesaplanmaktadır.

$I_{cmax}=V_{CC}/R_L =25 V / 4.16 K\Omega \Rightarrow I_{cmax} = 6 mA$ bulunan değer **B noktası** olarak karakteristik eğri I_c ekseninde işaretlenir. . (0V - 6mA koordinatları B noktasını vermektedir)



$I_{C_{max}} = V_{CC}/R_L$ formülünde R_E direnç değerinin R_L direnç değerinin 1/10 değerinden daha küçük olması sebebiyle hesaplamalarda R_E değeri dikkate alınmaz. Yanda transistörün doyum durumu eşdeğer devresi görülmekte olup V_{CC} ve V_{EE} kaynakları seri ve toplanır (25+1,5) toplam gerilimin $R_L + R_E$ (4.16K + 0,325K) toplam direnç değerine oranı $I_{C_{max}}$ değerini oluşturmaktadır. Ancak hesaplamalarda R_L direnç değeri $10 \cdot R_E$ değerinden daha büyük olduğundan hesaplamalarda R_L ihmal edilmektedir. $I_{C_{max}} = V_{CC}/R_L$ formülü ile maksimum kollektör akımı hesaplanmaktadır.

Şimdi yapılması gereken A ve B noktalarının birleştirilmesidir. Elde edilen doğru YÜK HATTI olarak adlandırılır. Bu doğru yükselteçte mümkün olan bütün giriş değerlerine karşılık çıkış değerlerinin bulunmasında kullanılacaktır.

AŞAMA 2 : Q Çalışma noktasının bulunması :

Quiescent Point ve de kısaca **Q** çalışma noktası olarak adlandırılan bu nokta ile bir yükseltecin giriş sinyali uygulanmadığı (STATİK) durumda transistörün V_{CC} üzerinden aldığı bayaş neticesinde V_{CBQ} ve I_{CQ} sükunet durumu değerlerinin elde edilmesi ile bulunmaktadır. Buna göre bir yükseltece giriş sinyali uygulanmadığı halde V_{CBQ} ve I_{CQ} olarak bilinen çıkış akım ve gerilim değerlerine sahip olduğu söylenebilir.

Q çalışma noktası yük hattı ile sükunet durumu emiter akımı (I_{EQ}) eğrisinin birleştirilmesi ile elde edilmektedir. Bu maksatla sükunet durumu I_{EQ} değerinin bulunması gerekmektedir.

$$R_T = R_E + R_{BE}$$

$$I_{EQ} = V_{EE} / R_T$$

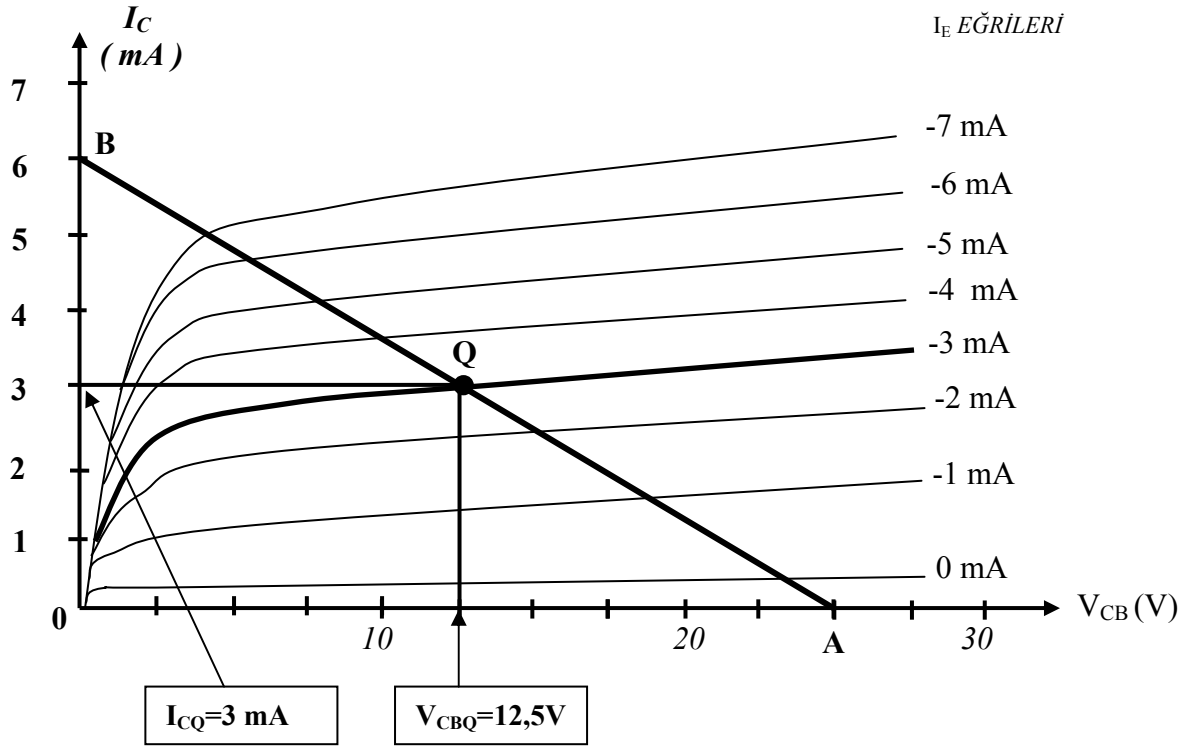
$$R_T = 325\Omega + 175\Omega$$

$$I_{EQ} = 1,5V / 500\Omega$$

$$R_T = 500\Omega$$

$$I_{EQ} = 3\text{ mA}$$

3 mA emiter eğrisi ile yük hattının kesiştiği nokta **Q** çalışma noktası olarak işaretlenir.



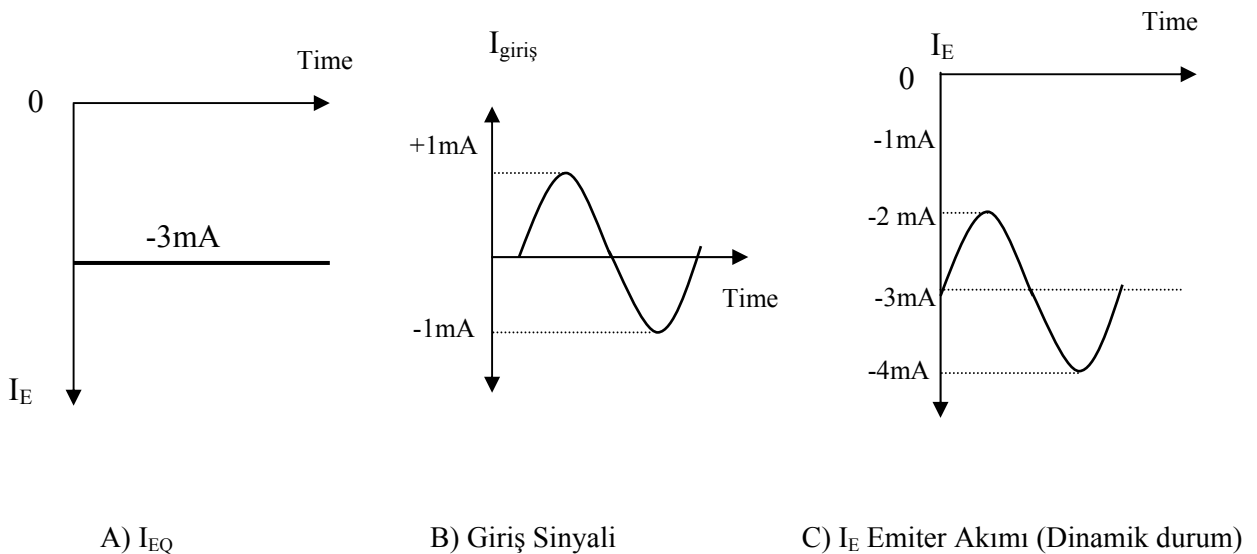
Şekil 6.20 Karakteristik eğride Q çalışma noktasının elde edilmesi.

Şekil 6.20’de görülen karakteristik eğride Q noktasından V_{CB} ve I_C eksenlerine dik inilerek statik çalışma durumu değerlerini gösteren I_{CQ} ve V_{CBQ} değerleri okunur.

$$V_{CBQ} = 12.5 \text{ V}$$

$$I_{CQ} = 3 \text{ mA}$$

AŞAMA 3 : Giriş sinyalinin uygulanarak I_E değişiminin bulunması:



Yukarıda görüldüğü üzere -3mA sükunet durumu (I_{EQ}) değeri giriş sinyaline bağlı olarak 1mA peak yukarıya ve de 1mA aşağıya olmak üzere I_E akımının -2mA ile -4mA arasında dalgalanmasına sebep olmaktadır.

AŞAMA 4 : Çıkış akım değişikliğinin bulunması:

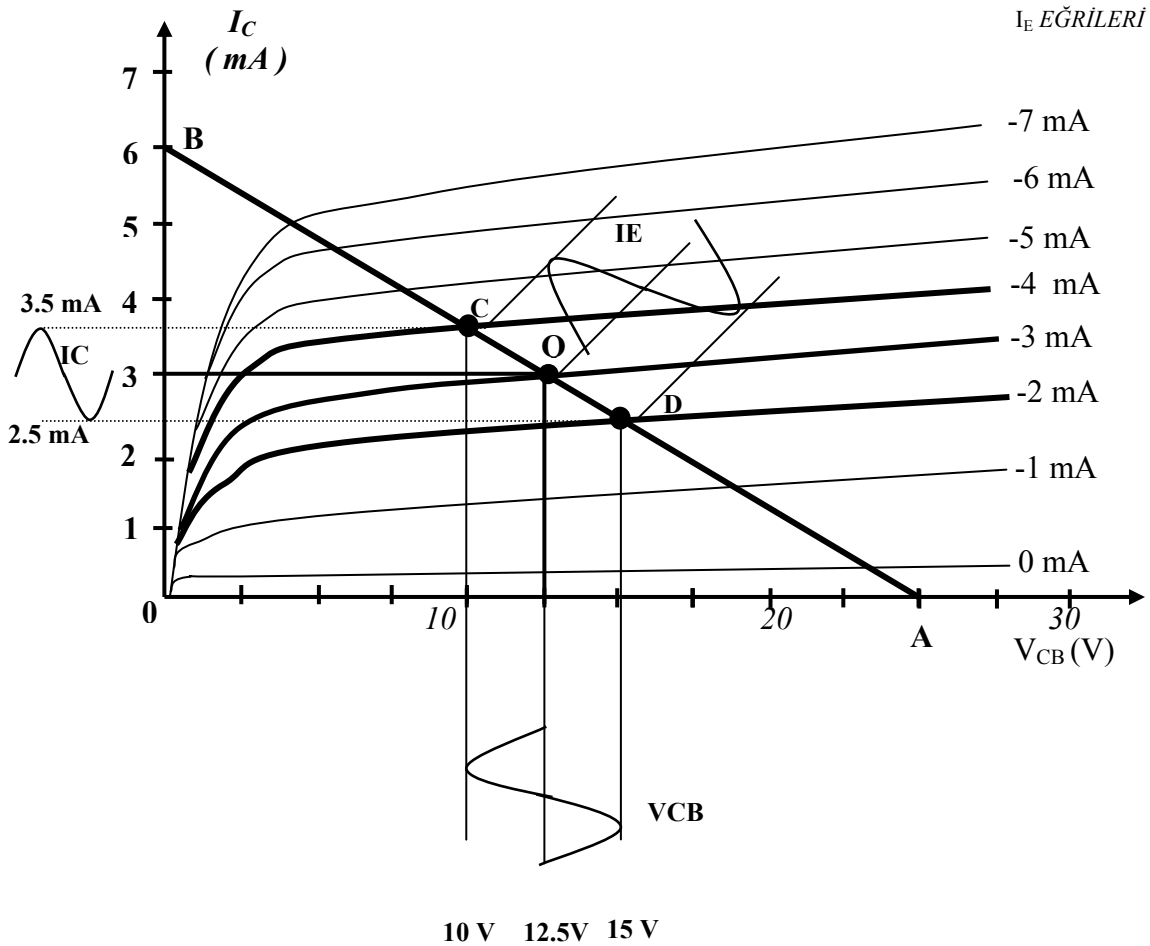
Çıkış akım değişikliğinin bulunması için öncelikle C ve D noktalarının işaretlenmesi gerekmektedir. 3. aşamada emiter akım değişikliği hesaplanmıştı. Elde edilen değerler emiter akımının -2mA ile -4mA arasında değiştiğini göstermekte idi. Buna göre -2mA emiter akım eğrisi ile -4mA emiter akım eğrilerinin yük hattını kestiği noktalar C ve D noktaları olarak işaretlenir.

Bu noktalardan I_C eksenine dik çizilmek suretiyle 2.5mA - 3.5mA kollektör akım değerleri bulunmaktadır.

$$I_{C1} = 3.5\text{mA}$$

$$I_{C2} = 2.5\text{mA}$$

$$\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2} = 3.5\text{mA} - 2.5\text{mA} = 1\text{mA}$$



AŞAMA 5 : Çıkış gerilim değişikliğinin bulunması:

C ve D noktalarından VCB eksenine dik inilmek suretiyle giriş sinyalindeki değişime bağlı olarak kollektör çıkış gerilim değişiklikleri elde edilebilir.

$$V_{CB1} = 15 \text{ V}$$

$$V_{CB2} = 10 \text{ V}$$

$$\sigma V_{CB} = V_{CB1} - V_{CB2} = 15 \text{ V} - 10 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

AŞAMA 6 : Akım kazancının bulunması:

$$\text{Kazanç} = \frac{\text{Çıkış}}{\text{Giriş}} \quad \Rightarrow \quad A_i = \text{Akım Kazancı} = \frac{\text{Çıkış Akım Değişikliği}}{\text{Giriş Akım Değişikliği}}$$

Yukarıdaki formüllerde görüldüğü gibi kazancı temsil eden A harfi i ilavesiyle akım kazancını temsil etmekte olup çıkış akım değişikliğinin giriş akım değişikliğine oranı olarak tarif edilmektedir.

$$A_i = \frac{\sigma I_C}{\sigma I_E} = \frac{3.5 \text{ mA} - 2.5 \text{ mA}}{4 \text{ mA} - 2 \text{ mA}} = \frac{1 \text{ mA}}{2 \text{ mA}} = 0,5$$

Bulunan değer ile; akım kazancının 1'den küçük olduğu görülür.

AŞAMA 7 : Voltaj kazancının bulunması:

$$\text{Kazanç} = \frac{\text{Çıkış}}{\text{Giriş}} \quad \Rightarrow \quad A_v = \text{Akım Kazancı} = \frac{\text{Çıkış Voltaj Değişikliği}}{\text{Giriş Voltaj Değişikliği}}$$

$$A_v = \frac{\sigma V_{CB}}{\sigma V_{BE}} = \frac{15 \text{ V} - 10 \text{ V}}{\sigma I_E * R_{BE}} = \frac{5 \text{ V}}{(2 \text{ mA} * 325 \Omega)} = \frac{5 \text{ V}}{(0,35 \text{ V})} = 14,28$$

AŞAMA 8 : Güç kazancının bulunması:

$$A_p = A_v * A_i = 0,5 * 14,28 = 7,14 \text{ olarak bulunur.}$$

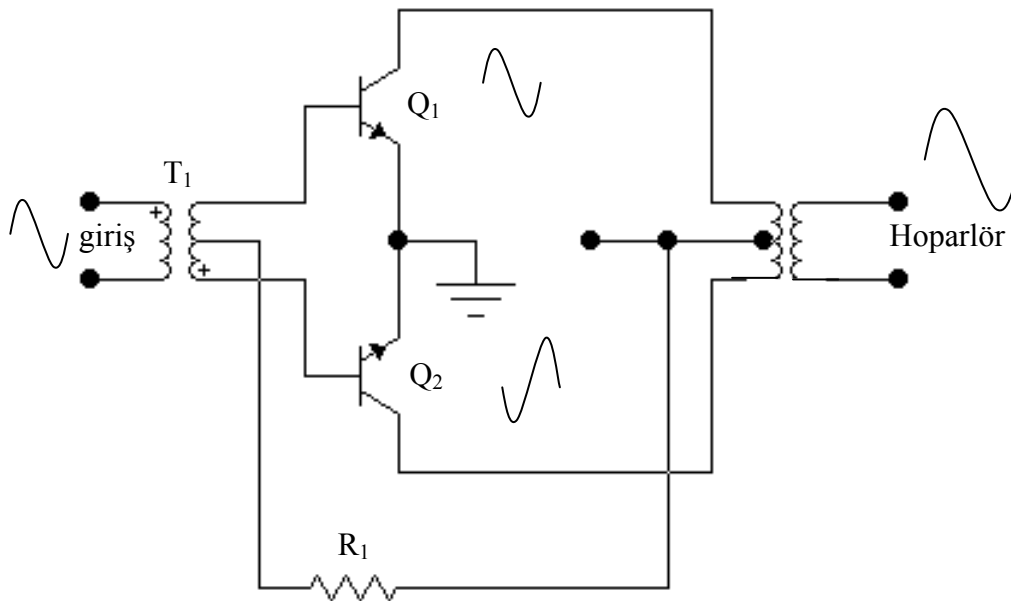
6.5 GÜÇ YÜKSELTEÇLERİNE GİRİŞ

Bir yükselteç sistemi, bir küçük sinyal yükseltecinden (preamplifier), bir büyük sinyal yükseltecinden ve bir çıkış transducerinden (hoparlör) oluşur. Giriş sinyali genellikle küçüktür ve bir çıkış cihazını çalıştırmak için kullanılabilecek düzeyde yükseltilmelidir. Bu nedenle yükselteçlerde dikkate alınması gereken temel faktör, genellikle doğrusallık ve kazançtır. Giriş transducerinden gelen sinyal gerilimi ve akım genellikle küçük olduğundan, güç kapasitesi ve verimliliği pek önemli değildir.

Genel olarak birbirine seri bağlı yükselteçlerden sonuncusu **güç yükselteci** adını alır. Güç yükselteç kademesinin, kendinden önceki yükselteçlerden farklılığı, yüksek voltaj kazancından ziyade, yüksek voltaj kazancı verecek şekilde tertiplenmiş olmasıdır.

Güç yükselteci, yüksek güç seviyesinde çalıştırıldığından transistör dahilinde oluşan ısı en önemli mahsur haline gelir. Eklem ısısı artan bir transistörün sağlamlığı azalır. Isı düşürücü olarak bilinen eleman, ısıнын transistör ekleminden uzaklaştırılması için kullanılır. Transistörün metal muhafazasına direkt olarak temas ettirilen çok geniş satırlı bir metal parçasından oluşur. Bazı ısı düşürücülerin; ısıнын, etrafındaki havaya daha çabuk geçirilmesini temin maksadıyla kanatçıkları bulunur. Transistörün eklemine meydana gelen ısı, transistörün metal muhafazasına geçirilir. Isı düşürücü, transistörün metal muhafazası ile doğrudan irtibatlı olduğundan ısı, önce ısı düşürücüye ve sonra havaya geçer. Böylece transistör eklemindeki çalışma ısısı düşürülür.

6.6 DENGELİ GÜÇ YÜKSELTECİ

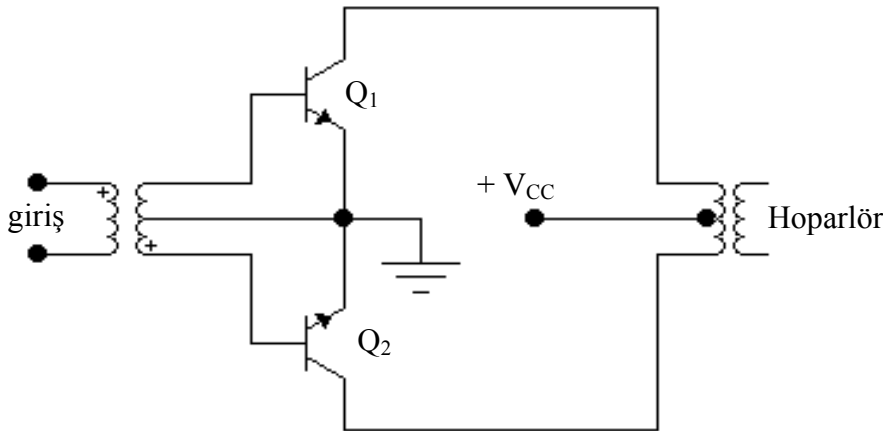


Şekil 6.21 A Sınıfı Çalışan Push-Pull Güç Yükselteci

Güç yükselteci olarak tertip edilen devreler genellikle balanslı veya push-pull olarak tanınan yükselteçlerdir. Bu tip devreler, 180° lik faz münasebetiyle çalışan iki yükselteci içerirler. Böyle devreler, daha güçlü ve düzgün bir çıkış verirler. Push-pull yükselteç devresinden anlaşılabacağı gibi iki transistörden oluşur.

T_1 ve T_2 transformatörleri orta uçludur. R_1 direnci Q_1 ve Q_2 transistörlerine çalışma noktalarını tayin eden doğru bias voltajı sağlar. Giriş sinyali yok iken dahi transistörlerin beyzlerine R_1 direnci vasıtasıyla (+) gerilim gelir. R_1 direncinin değerinin değiştirilmesi halinde devre, AB sınıfı çalıştırılabilir. T_2 transformatörü primerinin yarısı Q_1 , diğer yarısı da Q_2 'nin kollektör yük empedansını temsil eder. T_2 transformatörü aynı zamanda, transistörlerin yüksek çıkış empedansları ile hoparlörün düşük empedansı arasında empedans uygunluğunu sağlar. Bilindiği gibi maximum enerji transferinin gerçekleşebilmesi (yükseltecin çıkışından alınan sinyalin tamamının hoparlöre uygulanması) için birinci kat çıkış empedansının, ikinci kat giriş empedansına eşit olması gerekir.

Giriş sinyali yok iken Q_1 ve Q_2 transistörleri, T_2 transformatörü orta ucu vasıtasıyla eşit olarak iletkendirler. Her iki transistörün kollektöründeki sinyaller eşit değerde olduğu için hoparlörden herhangi bir sinyal alınmaz. Girişin (+) alternansında Q_1 'in beyzindeki potansiyel pozitif, Q_2 nin ise negatife gider. Transistörler, NPN tipi olduğundan beyzlerine uygulanan potansiyeller, Q_1 iletkenliğinin artmasına, Q_2 'nin ise azalmasına neden olur. Q_1 'in kollektör akımındaki artış Q_1 kollektörünün daha az pozitif olmasına neden olur. Q_2 iletkenliğinin azalması, Q_2 kollektöründeki potansiyelin artmasına neden olur. Bu durumda T_2 transformatörü primerinin tamamı üzerinde bir potansiyel farkı oluşur ve çıkışın negatif alternansı olarak belirir. Giriş sinyalinin (-) alternansında yukarıdaki olayların tam tersi olur.

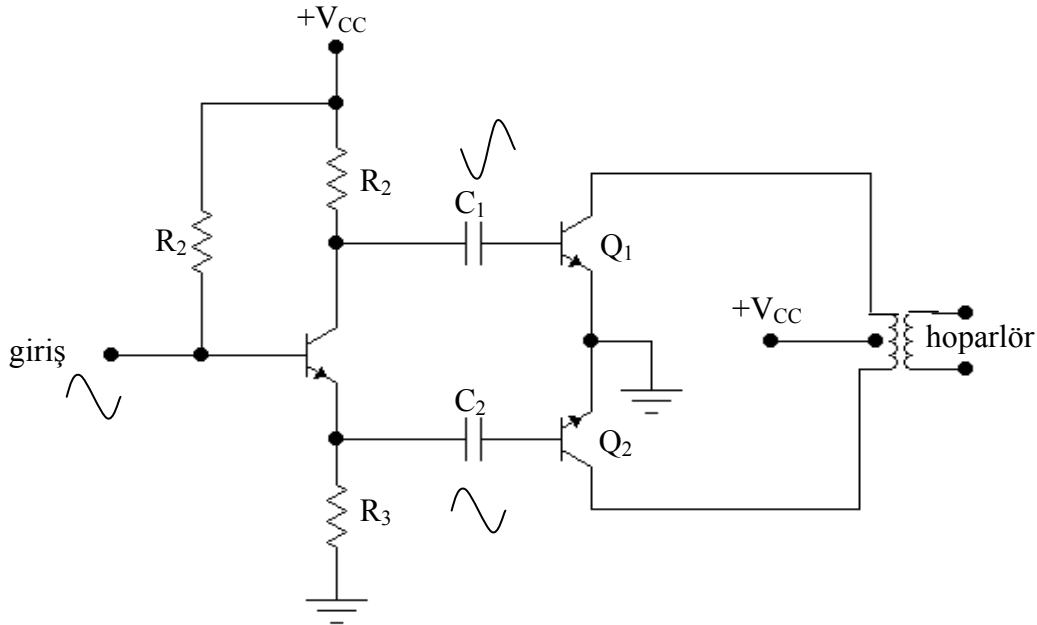


Şekil6.22 B Sınıfı Çalışan Push-Pull Güç Yükselteci

B sınıfı push-pull güç yükseltecinde giriş sinyali olmadığı sürece transistörler iletken olmadığından ve bir güç harcaması yapılmadığından verim daha büyüktür. Transistörlerin beyzine (+) bir sinyal gelmediği için devre statik halde iken iki transistör de kesimdedir.

6.7 FAZ BÖLÜCÜLER

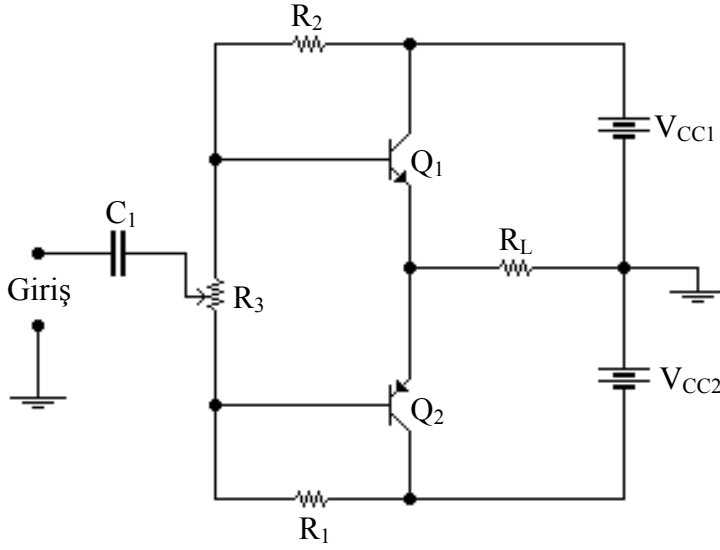
Push-pull güç yükselteçleri, eşit genlik ve zıt fazda iki sinyale ihtiyaç duyarlar. Tek bir girişte eşit genlikte ve zıt fazda iki çıkış veren sürücü kademesine *faz bölücü* veya *faz çevirici* denir. Sürücü kademesi ise güç yükselteçlerine giriş sinyali sağlayan yükselteçtir. Push-pull güç yükselteçlerinde transistörlere giriş olarak eşit genlik ve zıt fazda iki sinyal temin eden eleman transformatördür. Transformatör kullanılması, basit bir yol olmasına rağmen büyük ve ağır olması kullanılışını sınırlandıran unsurlardır.



Şekil 6.23 Tek Kademeli Faz Bölücü

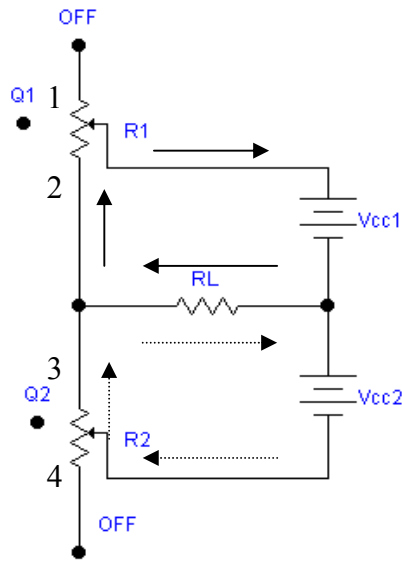
Paraphase yükselteç veya faz bölücü olarak bilinen bu devre transformatör kullanılmaksızın birbirinden 180° faz farklı ve eşit genlikli iki sinyal meydana getirir. R₂ ve R₃ dirençleri birbirine eşit ise farklı fazdaki bu iki sinyal genlik bakımından eşit olur. Fakat, R₂ direncinin R₃ direncine eşit olması dengesiz bir çıkış empedansına neden olur. Q₁ transistörünün kollektör çıkış empedansı, emiter çıkış empedansından daha yüksektir. Bu sakınca, R₂ direncinin üst ucu ile C₂ arasına R_s direncinin seri olarak sokulması suretiyle giderilir. R₂ direncinin değeri o şekilde seçilir ki kollektör ve emiter çıkış empedansları birbirini dengeler. Bu, kuvvetli sinyalin sebep olduğu bozulmayı (distorsiyonu) ortadan kaldırır. Sinyalin, seri direnç üzerinde kaybolan kısmı, R₂ nin R₃ değerinden daha fazla yapılması yoluyla telafi edilir.

6.8 TÜMLER SİMETRİ GÜÇ YÜKSELTECİ



Şekil 6.24 Tümler Simetri Güç Yükselteci

Şekil 6.24’ deki devre tümler simetri güç yükselteci devresine aittir. Transistörler, tek kademeli bir devrede irtibatlandırıldıklarında çıkış devresindeki DC elektron akım yolu, birbirine seri olan kollektör-emiter eklemleri üzerinden tamamlanır. Bu devre, faz çevirici kademe veya orta uçlu transformatör kullanılmadan klasik bir push-pull yükseltecinin bütün avantajlarını sağlar. Şekildeki devrede Q_1 transistörü NPN, Q_2 ise PNP tipidir. Negatife giden giriş sinyalinde Q_2 transistörünü doğru bayaslayarak iletken olmasına neden olur. Transistörlerden birinin iletken, diğerinin yalıtkan olması, giriş sinyalinin transistörlerden birini doğru, diğerini ters bayaslamış olmasındandır.



Şekil 6.25 Basitleştirilmiş Tümler Simetri Güç Yükselteci

Şekil 6.25'deki devre tümler güç yükseltecinin basitleştirilmiş şeklidir. Q_1 ve Q_2 transistörlerinin C-E arasındaki dahili devreleri sırasıyla R_1 ve R_2 değişken dirençleriyle temsil edilmiştir. Giriş sinyali yokken ve B sınıfı çalışmada $I_B=0$ olduğu için değişken dirençlerin orta uçları max direnç pozisyonunu alır. R_1 direnci 1, R_2 ise 4 nolu konumu alır. Dolayısıyla R_L üzerinden bir akım akmaz. Giriş sinyali pozitifte doğru giderken Q_1 iletme, Q_2 ise kesime gider. Q_1 min direnç gösterirken (2), Q_2 ise max direnç (4) gösterir. Akım, V_{CC1} , R_L ve Q_1 ' den geçer. Bu akım yönü düz ok ile gösterilmiştir.

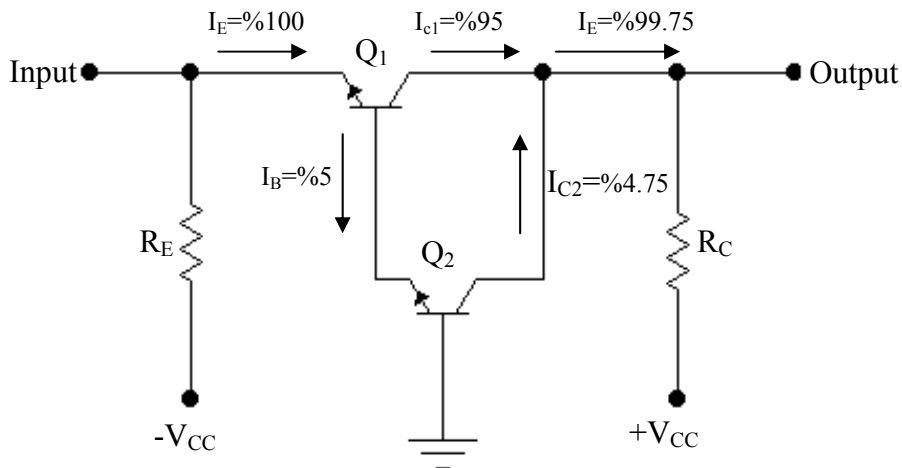
Giriş sinyali negatife doğru gittiğinde, Q_1 yalıtkan olurken, Q_2 iletken olur. Böylece devreden kesikli okla gösterildiği gibi bir akım geçer. Bir önceki durumda geçen akıma göre ters yönde bir akım geçer.

6. 9 BEYZİ ORTAK KARIŞIK BAĞLI YÜKSELTEÇLER

Emiteri ortak yükselteçte transistörün akım kazancı β ($\Delta I_C / \Delta I_B$), beyzi ortak yükselteçte transistörün akım kazancı α ($\Delta I_C / \Delta I_E$), kollektörü ortakta (emitter follower) ise γ ($\Delta I_E / \Delta I_B$) ile gösterilir. Bu akım kazanç parametrelerinin birbirleriyle ilişkileri ise aşağıda olduğu gibidir:

$$\beta = \alpha / 1 - \alpha \quad \alpha = \beta / 1 + \beta \quad \gamma = 1 + \beta$$

Karışık bağlı yükselteçler, CB tertipte α akım kazancını yükseltmek için tertip edilmiş devrelerdir.



Şekil 6.26 Karışık bağlı beyzi ortak yükselteç

Şekil 6.26’ da karışık bağlı transistörlü yükselteç devresi görülmektedir. Bu devrede Q_1 transistörünün beyzi, Q_2 transistörünün emiterine bağlanmıştır. Yani CB tertibi içerisinde irtibatlandırılmıştır. İki transistörü tek bir transistör gibi düşünersek bu transistöre **Darlington Transistör** adı verilir. Her bir transistörün akım kazancının 0,95 olduğunu kabul edelim. Analizin daha kolay olması için emiter akımını 100 mA olarak düşünelim ve bunu şekil üzerinde %100 olarak gösterelim. Q_1 transistörünün akım kazancı 0,95 olduğuna göre ;

$\alpha = I_C / I_E \Rightarrow I_C = 0,95 \cdot I_E$ dir. Başka bir ifadeyle; kollektör akımı, emiter akımının %95’ine eşittir. Q_1 transistörünün emiter akımı 100 mA olduğuna göre kollektör akımı 95 mA olur. Bir transistörde $I_E = I_C + I_B$ olduğuna göre geriye kalan 5 mA’ de beyz akımı olacaktır. Q_1 ’ in beyz akımı, Q_2 ’nin emiter akımını teşkil ettiği için $I_{C2} = 5 \cdot 0,95 = 4,75$ mA’ dir. Böylece toplam kollektör akımı, $I_{CT} = 4,75 + 95 = 99,75$ mA olur. Devrenin toplam akım kazancı ise, $99,75/100 = 0,9975$ olarak bulunur. 0,95 olan akım kazancı böylece 0,9975’ e yükseltilmiştir. Bu nedenle, karışık bağlı transistör, herhangi bir devrede yüksek akım kazançlı tek bir transistörmüş gibi düşünülebilir.

ÖRNEK-1

Emiteri ortak tertipte her birinin akım kazancı 11,5 olan iki transistör, beyzi ortak karışık bağlı yükselteç olarak kullanılacak olursa, devrenin akım kazancının ne olacağını bulunuz.

$$\beta = 11,5 \text{ ise } \alpha = 11,5/12,5 = 0,92 \text{’dir.}$$

$$I_{C1} = 0,92 \cdot I_E \text{ ve } I_B = 0,08 \cdot I_E \text{ olur.}$$

$$I_{C2} = 0,08 \cdot 0,92 \cdot I_E$$

$$I_{CT} = 0,0736 I_E + 0,92 I_E = 0,9936 \cdot I_E \text{’ den } \alpha = 0,9936 \text{ olarak bulunur.}$$

ÖRNEK:2

Üç transistörle gerçekleştirilen karışık bağlı ortak yükselteçte her bir transistörün, emiter akım değişiminin, beyz akım değişimine oranı 20 olduğuna göre devrenin toplam akım kazancını bulunuz.

$$\gamma = I_E / I_B = 20 \text{ ve } \gamma = 1 + \beta' \text{ dan } \beta = 19' \text{ dur.}$$

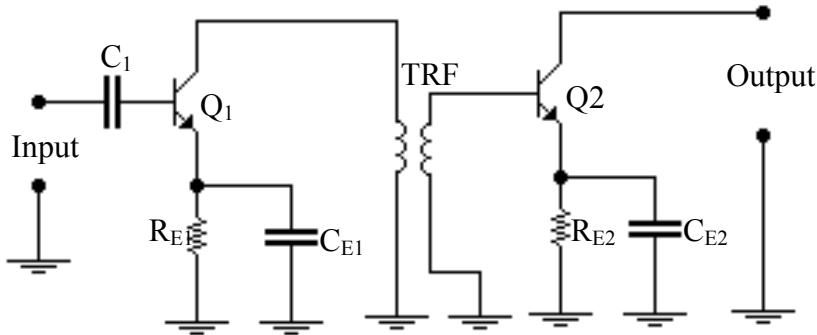
$$\alpha = 19/20 = 0,95 \text{ olur.}$$

$$\alpha = 99,9875/100 = \mathbf{0,999875} \text{ olarak bulunur.}$$

6.10 AMPLİFİKATÖRLERDE KUPLAJ METODLARI

Kuplaj, sinyalin bir kattan diğer bir kata aktarılması işlemidir. Amplifikatörlerde kuplaj ise birinci yükselteç katında yükseltilecek sinyalin, ikinci yükselteç katının girişine aktarılmasıdır. Bu işlemin en az kayıpla gerçekleştirilmesi gerekir.

6.10.1 TRANSFORMATÖR KUPLAJI



Şekil6.27 Basitleştirilmiş Transformatör Kuplajlı Yükselteç

Transistörlü amplifikatörlerin kaskat olarak bağlanmasında empedans uygunlaştırma işi büyük bir önem kazanır. Bir kattan diğerine max güç transferi sağlayabilmek için, ilk amplifikatörün yüksek çıkış empedansının , bundan sonra gelen amplifikatörün düşük giriş empedansına uygunlaştırılması gerekir. Bu empedans uygunlaştırma işi ara transformatörü kullanmak suretiyle sağlanabilir. Bu devrede Q₁ transistörü vasıtasıyla yükseltile giriş sinyali transformatör ile Q₂ transistörünün beyzine kuple edilmiştir. Bilindiği üzere, bir sistemde max enerji transferinin gerçekleşebilmesi için birinci kat çıkış empedansının, ikinci kat giriş empedansına eşit olması gerekir. Bu empedanslar eşit olmazsa amplifikatör sisteminde, birinci katta yükseltile sinyalin tamamı, ikinci kata gönderilemez. Devrede kayıplar meydana gelir. Empedans uygunsuzluğunun neden olduğu bu kayıpları engellemek için en iyi kuplaj elemanı transformatördür.

Transformatörlerde, empedans uygunlaştırma işlemi transformatörün primeri (L_P) ile sekonderi (L_S) arasında uygun sarım oranı vasıtasıyla sağlanabilir.

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} \quad \text{formülü, transformatörün dönüştürme oranı ile primer ve sekonder}$$

empedansları arasındaki ilişkiyi açıklar. Push-pull güç yükselteçlerinde kullanılan transformatör, transistörlerin yüksek çıkış empedanslarının, hoparlörün düşük empedansına uygunlaştırılmasını sağlar. Transformatörün primeri (Z_p) transistörlerin kollektörlerine, sekonderi (Z_s) ise doğrudan hoparlöre bağlıdır.

ÖRNEK:1

A sınıfı çalışan bir push-pull güç yükseltecinin çıkış empedansı 50 KΩ, kendinden sonraki kademede yer alan hoparlör ses bobini giriş empedansı 2000 Ω ise max enerji transferinin sağlanması için kullanılacak transformatörün sarım oranı ne olmalıdır ?

$$Z_p = 50 \text{ K}\Omega$$

$$Z_s = 2 \text{ K}\Omega$$

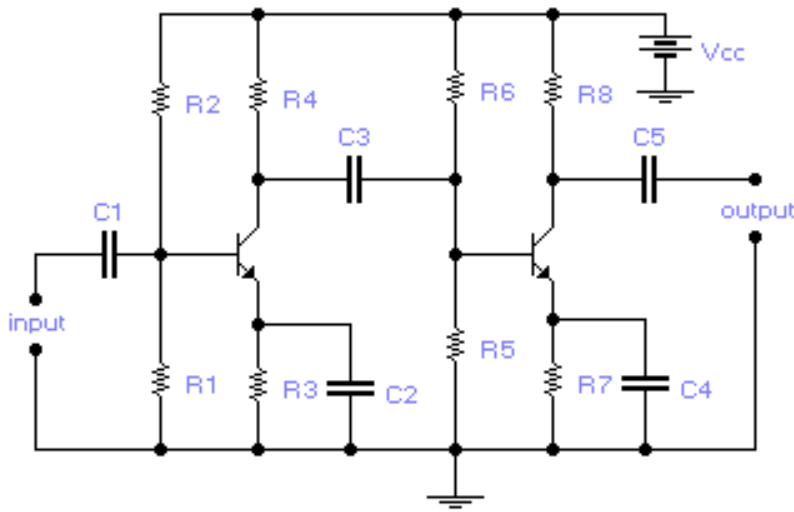
$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{50}{2}} = 5 \Rightarrow \mathbf{5:1} \text{ olarak bulunur.}$$

ÖRNEK 2

A sınıfı çalışan bir push-pull güç yükselteçte max enerji transferinin gerçekleşmesi için kullanılan transformatörün sarım oranı 10:1 dir. Yükseltecin çıkış empedansı 50 K Ω ise yükselteç çıkışına bağlanması gereken hoparlörün empedansını bulunuz.

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} \Rightarrow 10 = \sqrt{\frac{50K}{Z_s}} \Rightarrow 100 = \frac{50K}{Z_s} \Rightarrow Z_s = 500\Omega$$

6.10.2 RC KUPLAJI

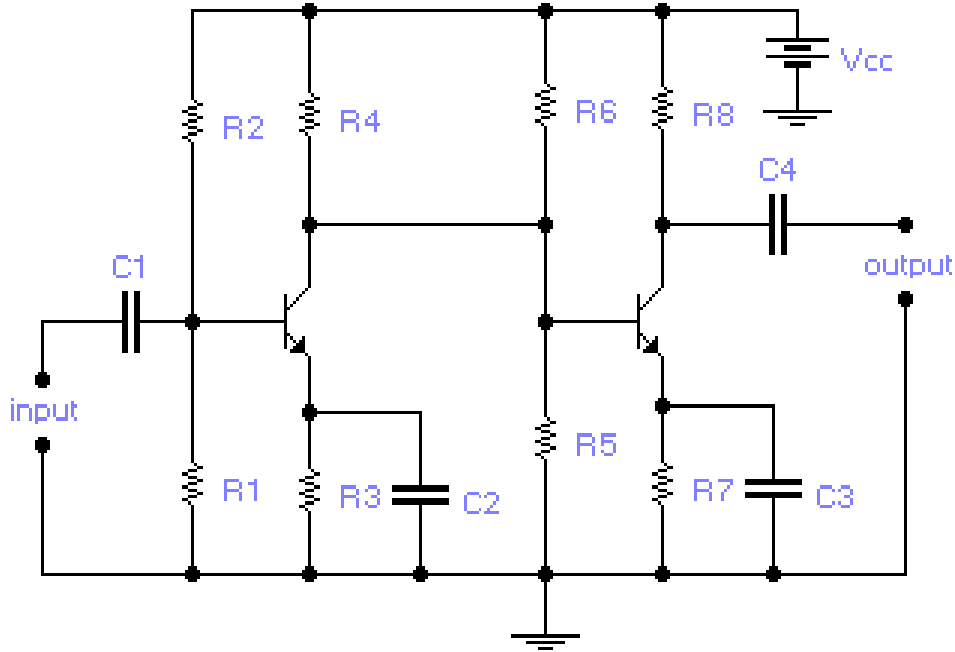


Şekil 6.28 RC kuplajlı transistörlü yükselteç sistemi

Şekilde kapasitif kuplajlı kaskat bir amplifikatör devresi görülmektedir. Devredeki transistörlere, sinyal sırasıyla C_1 ve C_3 kondansatörleri ile kapasitif olarak kuple edilmiştir. C_5 ise yükseltilmiş olarak alınan sinyali çıkışa bağlanacak olan hoparlöre kuple etmek için kullanılır. Transistör empedanslarındaki hatalı uygunlaştırmadan dolayı kapasitif kuplajlı transistörlü bir kaskat amplifikatörde oluşan kayıplar üzerinde durulması gereken bir husustur. Transformatör kuplajlı iki katlı bir transistörlü amplifikatörden elde edilen aynı kazancı, RC kuplajlı bir amplifikatörden elde etmek için iki kattan daha fazla bir amplifikasyona ihtiyaç vardır. Daha tesirli

sonuç için, RC ve transformatör kuplajlarını karışık olarak kullanılabilir. Böyle devrelerde empedans uygunlaştırıcı transformatör, yükselteç katının çıkışı ile hoparlör arasına konulur.

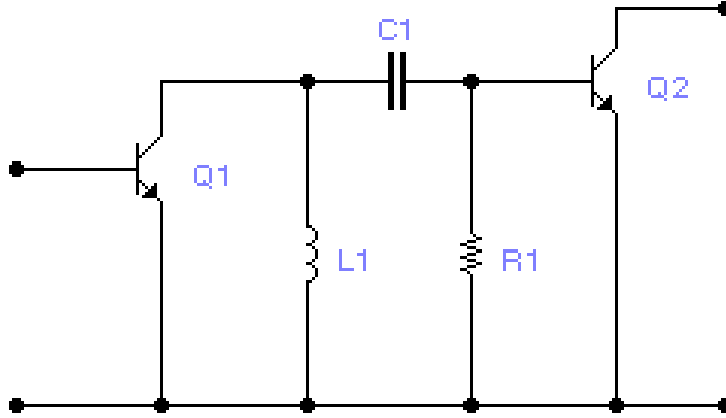
6.10.3 DİREKT KUPLAJ



Şekil 6.29 Direkt kuplajlı transistörlü amplifikatör

Transistörlü kaskat amplifikatörlerde direkt kuplaj da kullanılır. Direkt kuplajın üstünlükleri, devre eleman sayısında tasarruf sağlamak ve frekans responsunu düzeltmektir. Şekildeki devrede direkt kuplajlı iki katlı bir amplifikatörün devre şeması görülmektedir. Birinci transistörün kollektöründen yükseltilmiş olarak alınan sinyal doğrudan bir iletken tel ile ikinci yükselteç katının girişine (transistörün beyzine) uygulanmıştır. Bu devrede giriş ile çıkış arasında faz farkı yoktur.

6.10.4 EMPEDANS KUPLAJI



Şekil 6.30 Empedans kuplajlı, transistörlü amplifikatör

Empedans kuplajlı amplifikatörlerde, RC kuplajlı amplifikatörlerde kullanılan dirençlerden biri veya ikisi yerine indükleme bobini kullanılmıştır. En çok kullanılan şekildeki devredir. Bu devrede kollektör yük direnci yerine bir indükleme bobini konmuştur. Bu devreden yüksek güç verimi elde edilebilir. Çünkü, DC güç kaybı yok edilmiştir. İndükleme bobininin şönt reaktansı, frekans karakteristiğinin alçak frekans kısmının düşmesine neden olur. Yüksek frekans kısmını ise kollektör kondansatörü düşürür. Transformör kuplajlıların tersine olarak empedans kuplajlı amplifikatörlerin frekans karakteristiği, transformör kuplajlılardan daha iyidir. Fakat RC kuplajlılar kadar iyi değildir.

BÖLÜM VII

ÖZEL YARIİLETKENLER

7.1 GİRİŞ

Diyot ve transistörler gibi yarıiletken elemanlara ek olarak, özel uygulamalar için birçok değişik tipte yarıiletken elemanlar geliştirilmiştir. Bunlar arasında; FET, UJT, SCR (Tristör), varaktör ve tünel diyot, foto diyot ve foto transistörler gibi elemanları saymak mümkündür. Günümüzde vakum lambalar yerini transistör, entegre, chip ve microchip'lere bıraktığı gibi anahtar ve röle gibi kontrol elemanları da yerlerini özel yarı iletken elemanlara bırakmıştır. Bu durum elektronik cihazların gelişmesine ve boyutlarının küçülmesine imkan vermiştir.

7.1.1 ALAN ETKİLİ TRANSİSTÖRLER

NPN ve PNP tipi olarak adlandırılan klasik tip transistörler (BJT, Bipolar Junction Transistor) alçak giriş empedansına sahip olup hem elektron akımı hem de boşluk akımının kullanıldığı akım kontrollü elemanlardır. Alan etkili transistörler (Field Effect Transistor) iki ana gruba ayrılır;

1. JFET (Junction Field Effect Transistor – Eklem Alan Etkili Transistör)

2. MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – Metaloksit Yarı İletken Alan Etkili Transistor).

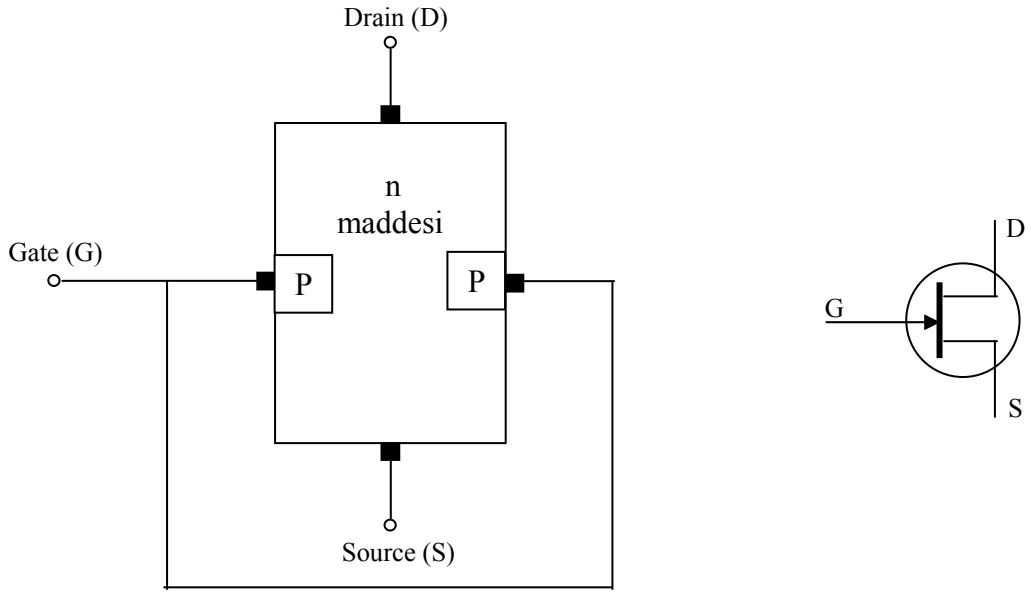
Alan etkili transistörler BJT'lere göre yüksek giriş empedansına sahip, tek kutuplu, gerilim kontrollü elemandır. Elektrik alanı prensibine göre çalıştığından alan etkili transistörler olarak bilinir. Alan etkili transistör (FET)'ler , transistör (BJT)'lerin kullanıldığı yerlerde rahatlıkla kullanılırlar.

FET'lerin, klasik transistörlere (BJT) göre üstünlükleri şöyle sıralanabilir:

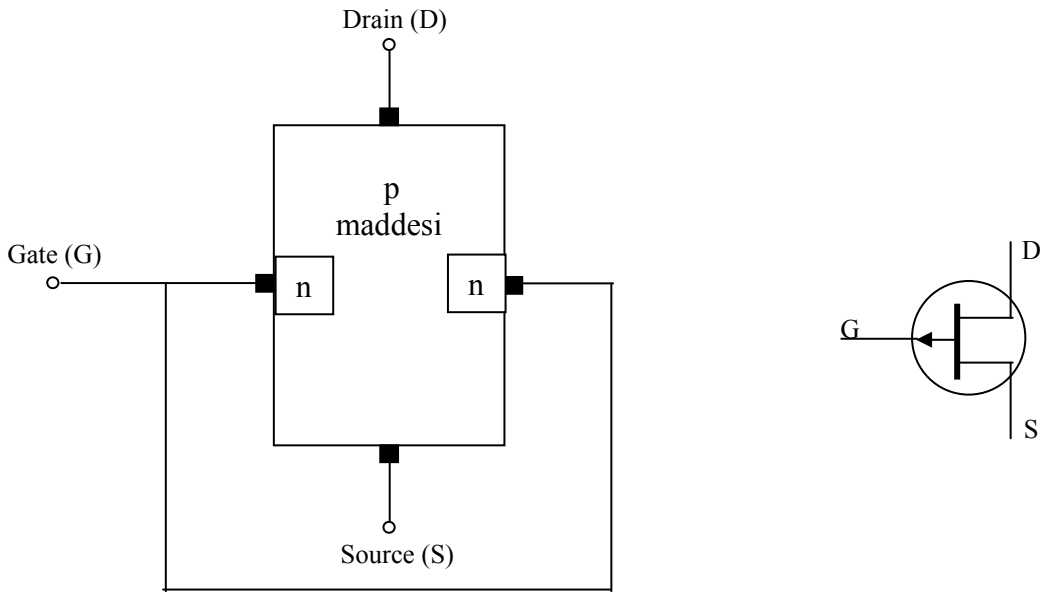
- Giriş empedansları daha yüksektir.
- Radyasyon (yayınım) etkisi yoktur.
- BJT'lere göre daha az gürültülüdürler.
- Isısal değişimlerden etkilenmezler.

Çabuk hasar görmeleri ve band genişliklerinin dar olması dezavantajlarıdır.

7.1.2 JFET'İN ÇALIŞMASI

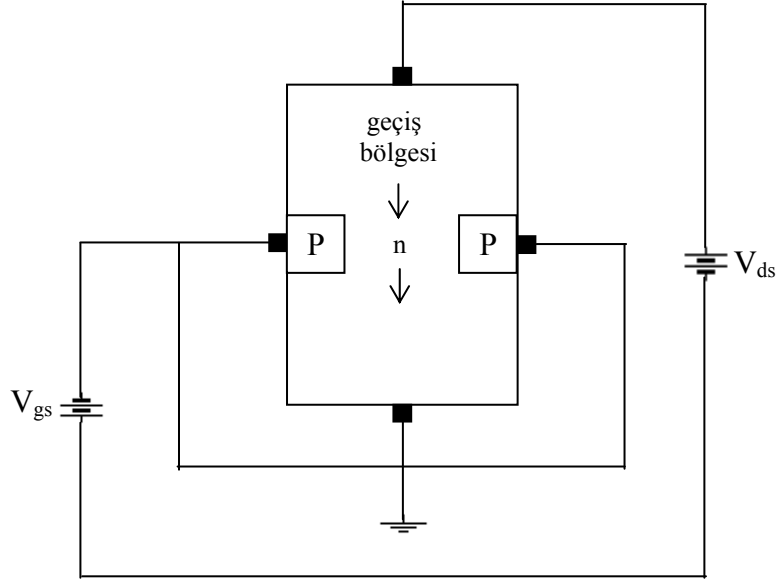


Şekil 7.1 n kanallı JFET'in Fiziksel Yapısı ve Sembolü



Şekil 7.2 p kanallı JFET'in Fiziksel Yapısı ve Sembolü

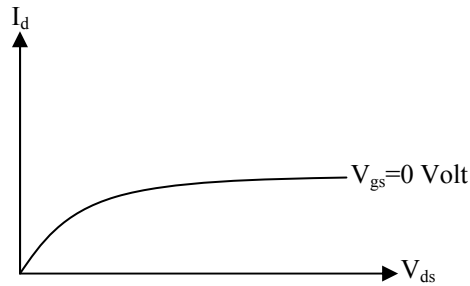
JFET'lerin fiziksel yapısından görüleceği gibi; Drain (oluk), Gate (kapı) ve Source (kaynak) anlamına gelmektedir. n kanallı bir JFET, bir materyalin her iki yanına p tipi madde enjekte edilerek elde edilir. n kanallı JFET'de p tipi iki materyalin arasında kalan bölgeye KANAL denir. Kanalin yapıldığı maddenin adına göre JFET adını alır. Aynı şekilde p tipi bir materyalin her iki yanına n tipi madde enjekte edilerek p kanallı JFET elde edilir. Burada daha çok n kanallı JFET üzerinde durulacaktır.



Şekil 7.3 n-Kanal JFET'in Polarmalandırılması

Şekil 7.3'te görüldüğü gibi; n-kanallı bir JFET'te drain ile source arasına bir gerilim uygulandığı zaman, drain source'a göre daha pozitif olur ve drain'den source'a bir akım akar. Normalde gate ile source arasına bir gerilim uygulanır. Bu uygulama şekli ters polarıdır. Böylece gate, source'a göre daha negatif olur.

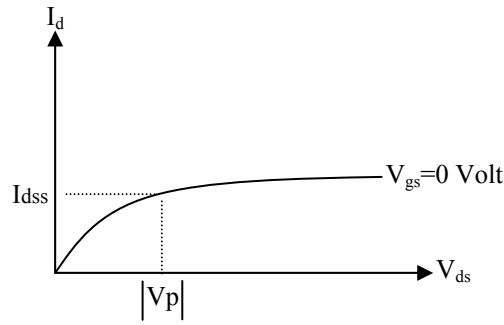
Ters poları altında kanal bölgesinde depletion denen bir geçiş bölgesi meydana gelir. Bu geçiş bölgesinin genişliği V_{gs} ters poları geriliminin büyüklüğüne bağlıdır. V_{gs} geriliminin negatifliği arttıkça kanal daralmaya devam eder. Kanal daralması demek, kanal direncinin artması ve kanaldan geçen I_D akımının azalması demektir.



Şekil 7.4 N kanallı JFET'in akım-voltaj karakteristiği.

Şekil 7.4'te görüldüğü gibi V_{ds} değeri arttıkça I_d akımı da artmaktadır. V_{ds} gerilimi artmaya devam ederse, kanal içindeki geçiş bölgesi fark edilir şekilde artar, ve belli bir değerden sonra akım artışı durur, sabit kalır. V_{ds} gerilimi yeterli büyüklükteki bir değere ayarlandığında, geçiş alanındaki artışı

ve bir süre sonra bu iki geçiş alanının bir noktada çakışması görülecektir. İki geçiş alanının bir noktada çakışmasına pinch-off denir. Çakışma anındaki gerilime ise pinch-off gerilimi (V_p) denir. Kritik gerilim olarak bilinir ve JFET'in önemli bir parametresidir. V_p değeri genellikle n-kanallı JFET'te negatif, p-kanallı da ise pozitifdir.



Şekil 7.5 N kanallı JFET'in I_d - V_{ds} karakteristiği

Şekil 7.5'te I_d akımının max kritik (pinch-off) V_p değerine çıktığı görülmektedir. V_p değerinden sonra , V_{ds} ' nin artması I_d akımını değiştirmez. Bu akıma SATURASYON (doyum) akımı I_{dss} denir.

JFET' lerde drain akım değeri;

$$I_d = I_{dss} (1 - V_{gs}/V_p)^2 \quad \text{formülü ile bulunur.}$$

ÖRNEK:

n kanallı JFET' in kritik gerilimi $V_p = -4.5$ V. ve doyum akımı $I_{dss} = 9$ mA' dir. Buna göre, V_{gs} ' nin hangi değeri için $I_d = 3$ mA olur ?

$$3 \text{ mA} = 9 \text{ mA} (1 - V_{gs}/-4.5)^2$$

$$0.57 = 1 - V_{gs}/-4.5$$

$$V_{gs} = -1.94 \text{ V.}$$

7.1.3 JFET PARAMETRELERİ

JFET' e uygulanan voltajların değiştirilmesiyle, JFET' in gösterdiği davranışa PARAMETRE denir. Başka bir ifadeyle JFET karakteristiği veya sabiteleridir. Üretici firmalar, elemanı tanımlamak ve farklı elemanlar arasından seçim yapabilmek için gerekli olan bilgileri kataloglarda belirtirler. JFET parametreleri şunlardır:

a) Drain-Source Doyma Akımı (Idss): G-S eklemi kısa devre yapıldığında D-S arasından akan akımdır. Başka bir ifadeyle saturasyon anındaki akımdır.

b) Gate-Source Pinch-Off Gerilimi (Kritik Gerilim, Vp): D-S kanalının kapandığı (hiç akım geçirmediği) gerilim değeridir.

c) Gate-Source Kırılma Gerilimi (BV_{Gss}) : Bu parametre belirli bir akımda D-S kısa devre iken ölçülür. Uygulamada bu değerin üzerine çıkılması halinde eleman hasar görebilir.

d) Geçiş İletkenliği (gm): JFET' ler sabit akım elemanı olduğundan drain voltajındaki değişimler drain akımında çok fazla bir değişiklik yapmaz. Genelde drain akımı gate voltajı ile kontrol edilir. Geçiş iletkenliği drain akım değişimine göre gate voltaj değişimidir. Bu parametre geçirgenlik (Transconductance- gm) olarak bilinir. Geçirgenlik, Vds sabit iken drain akım değişiminin, gate-source arası voltaj değişimine oranıdır. $gm = \Delta I_d / \Delta V_{gs}$ ve $gm = 2 I_{dss} / V_p \sqrt{I_d / I_{dss}}$ formülleri ile bulunur.

e) Drain-Source İletim Direnci (rds): Bu parametre, belirli bir G-S gerilimi ve drain akımında ölçülen gerilim, D-S iletim direnci JFET' in anahtar olarak kullanılmasında önem taşır.

ÖRNEK-1

Vgs voltajında 0 V' tan –0.8V' a olan değişiklik, drain akımında 1.05 mA' den 0.4 mA' e olan bir değişim meydana getiriyorsa JFET' in geçirgenliğini bulunuz.

$$gm = \Delta I_d / \Delta V_{gs} = (1,05-0,4) \text{ mA} / (0,8-0) \text{ V} = 812,5 \mu\text{S}$$

ÖRNEK-2

gm=4,38 m S, Vp=-2,5 V, Id=5 mA olan bir JFET' te D-S doyum akımını bulunuz.

$$gm = \frac{2I_{dss}}{V_p} \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}} = 6 \text{ mS}$$

7.1.4 MOSFET'LER

JFET'ler, klasik transistörlere göre büyük bir gelişme olmasına rağmen bazı limitlemeleri mevcuttur. JFET'lerin giriş empedansları klasik transistörlerden daha fazla olduğu için, JFET'in girişine bağlanan sinyal kaynağından çekilen küçük miktardaki ters bias gate akımı, sinyal kaynağını yükler. Bu yükleme etkisini azaltmak ve frekans responsunu (cevabını) geliştirmek için JFET'lere göre daha fazla gelişmiş başka bir alan etkili transistör yapılmıştır.

Alan etkili transistörün (FET) geliştirilmiş tipi genellikle MOSFET olarak bilinen metal oksit yarı iletkenidir. MOSFET kelimesinin açık hali metal oxide semiconductor field effect transistor'dür. MOSFET, İngilizce kelimelerinin baş harflerinden oluşmuştur.

İzole edilmiş gate özelliğinden dolayı MOSFET'lerin giriş empedansı son derece yüksek olup ($10^{14} \Omega$) elektrodlar arası iç kapasitansı çok küçüktür. Bundan dolayı MOSFET'ler normal transistörlerin, frekans sahasının çok daha üstündeki frekanslarda ve yüksek giriş empedanslı yükselteçlere ihtiyaç duyulan devrelerde daha fazla kullanılır. Bunun için MOSFET'ler voltmetre, ohm metre ve diğer test aletlerinde kullanılırlar. MOSFET'lerde, JFET'lere ve klasik transistörlere nazaran gürültü daha az olup, band genişliği daha fazladır.

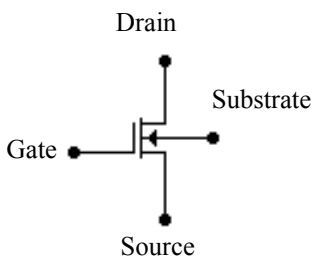
MOSFET'lerin bu üstünlüklerine nazaran bazı sakıncaları vardır. Şöyle ki; MOSFET yapısındaki ince silikon oksit tabakası, kolaylıkla tahrip olabilir. MOSFET'e elle dokunulması halinde insan vücudu üzerindeki elektrostatik yük nedeniyle oksit tabakası delinerek, kullanılmayacak şekilde harap olabilir. Bundan dolayı MOSFET'ler özel ambalajlarında korumaya alınmalı, MOSFET'e dokunmadan önce kullanıcı, üzerindeki elektrostatik yükü topraklayarak boşaltmalıdır. MOSFET'i devre üzerine montaj yaparken düşük güçlü havya kullanmalı ve havya mutlaka topraklanmalıdır.

MOSFET'ler şu şekilde sınıflandırılır:

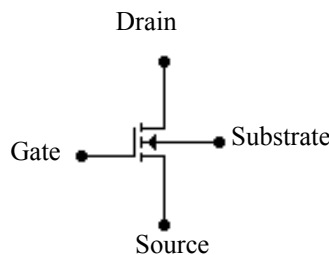
a)Azalan (Boşluk şarjlı, depletion tipi) MOSFET

b)Çoğalan (Enhancement) tip MOSFET

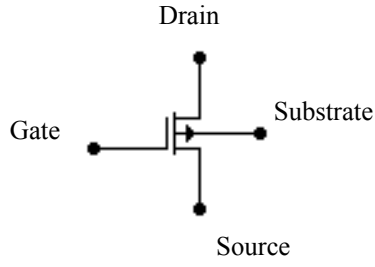
JFET'lerde olduğu gibi yine kendi aralarında, n ve p kanallı azalan ve çoğalan tip olarak ayrılırlar.



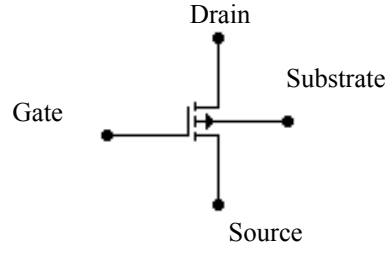
a) n kanallı azalan tip MOSFET



(c) n kanallı çoğalan tip MOSFET



(b) p kanallı azalan tip MOSFET



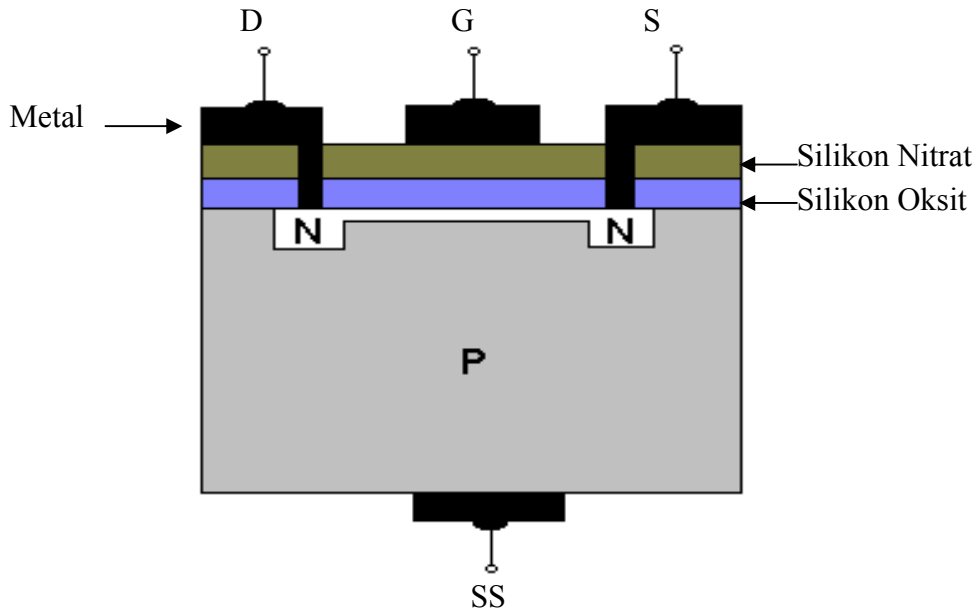
(d) p kanallı çoğalan tip MOSFET

Şekil 7.6. MOSFET Sembolleri

MOSFET sembollerinden görüleceği gibi JFET'lerden ayıran, MOSFET'lerde SUBSTRATE (SS,Bulk,Alt katman) terminalinin bulunmasıdır.

7.1.5. MOSFET'İN ÇALIŞMASI

A) AZALAN (BOŞLUK ŞARJLI, DEPLETION) TİP MOSFET

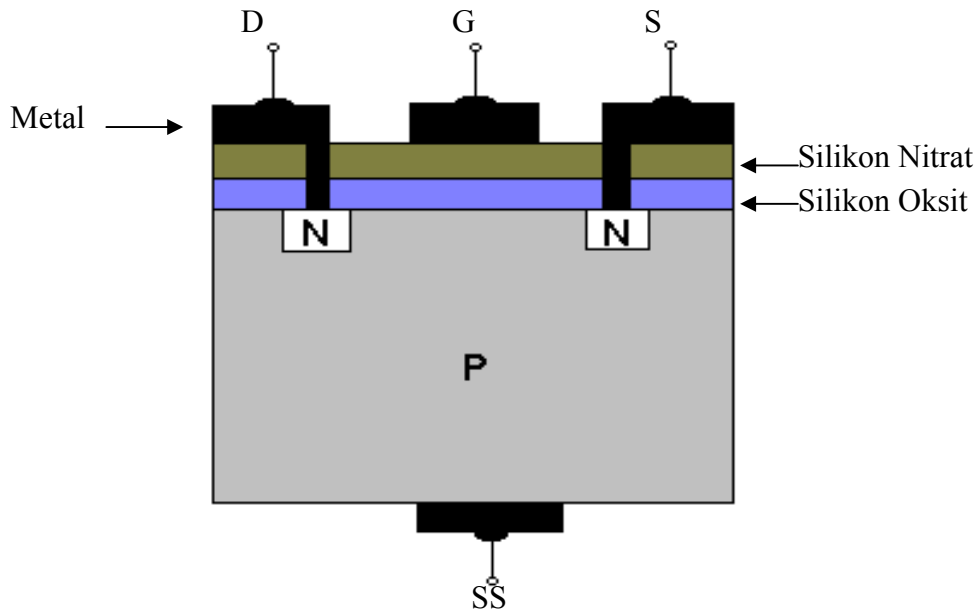


Şekil 7.7 Azalan Tip MOSFET'in Yapısı

Şekil 7.7’de taban malzeme (gövde) P-tipi madde alınmıştır. Bu P-tipi maddenin uygun yerlerinde N tipi bölgeler oluşturulmuş ve aralarına ince bir kanal yerleştirilmiştir. Bu yapının üstü silikon oksit tabakası ile tamamen kaplanmıştır. Ancak bu tabakanın havadaki sodyumdan etkilenebileceğinden bunun üzeri ikinci tabaka olan silikon nitrat ile kapatılmıştır. N maddelerinden çıkartılan uçların adı Drain ve Source’dur. Drain ve Source uçları, silikon tabakalarından delik açılarak metalik irtibat sağlanmıştır. Drain ve Source uçları, N-tipi bölge ile doğrudan irtibatlı olduğu halde Gate ucu yarıiletkeniden yalıtılmış, izole edilmiş haldedir. Burada Gate ucuna uygulanan gerilim sıfır volt olduğunda Drain ve Source uçları arasında belirli bir akım akar. Çünkü, D ve S birbiriyle irtibatlıdır. G terminaline (+) gerilim uygulandığında, N-tipi maddeler arasında mevcut olan kanal genişleyeceğinden D-S arasından geçen akım artar. G terminaline (-) gerilim uygulandığında kanal daralarak akım azalır. Şekil 7.7’de kanal N-tipi maddeden yapıldığı için N-kanallı azalan tip MOSFET’tir. Kanal P-tipi maddeden de yapılabilir.

D-S arasından geçen akım kanaldan geçer. Gate’e uygulanan gerilim ile kanaldan geçen akım kontrol edilir. N-kanallı azalan tip MOSFET’te Gate ile Source (-), Drain(+) polaritedir. Azalan tip MOSFET’te Gate voltajı sıfır iken Drain akımı vardır. Gate’e uygulanan (-) voltajla kanal iletkenliği dolayısıyla akım azaldığı için azalan tip MOSFET olarak adlandırılır.

B) ÇOĞALAN (ENHANCEMENT) TİP MOSFET



Şekil 7.8 Çoğalan Tip MOSFET'in Yapısı

Çoğalan tip MOSFET’in azalan tipten farkı iki N-tipi bölgenin arasında kanal olmamasıdır. Burada da Source(S) ve Drain (D) uçları, N-tipi bölgelerle doğrudan temas halinde oldukları halde Gate (G) ucu yarıiletken malzemedan izole edilmiş durumdadır.

G ucuna herhangi bir gerilim uygulanmadığı sürece S ve D uçları arasından bir akım akmaz. G ucunun bulunduğu metal parça ile P-tipi gövde bir kondansatör özelliği gösterir. Çünkü, iki iletken bir yalıtkan kondansatörü meydana getirir. G ucuna (+) gerilim uygulandığında, kapasite özelliğinden dolayı P-tipi gövdede iki N-maddenin yanında (-) yükler toplanır. (Şekil7.9)

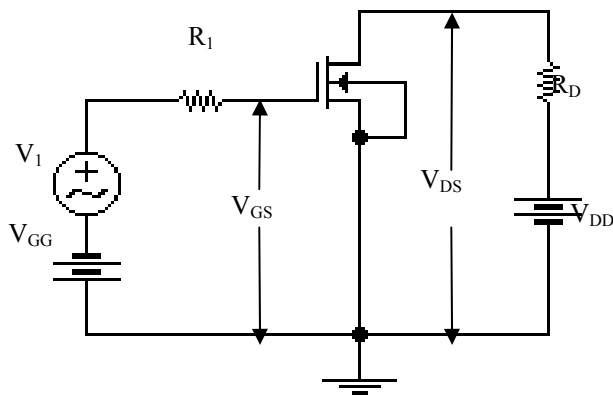


Şekil 7.9 P tipi gövdede (-) yüklerin toplanması

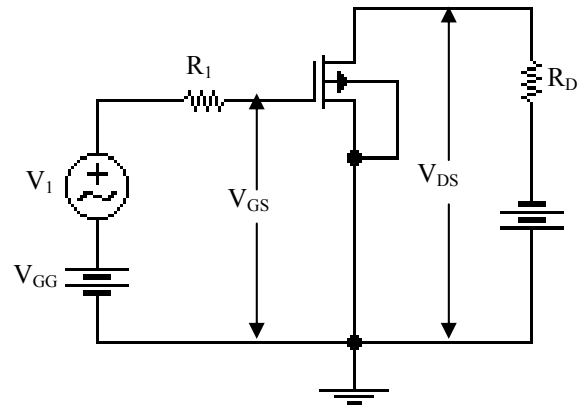
Böylece iki N-tipi madde arasında doğal olarak bir kanal oluşur. Bu durumda akım akışı başlar. Gate'e uygulanan (+) gerilimin artırılması halinde, iki N-tipi madde arasında oluşan (-) yükler çoğalarak P-tipi gövde içerisinde oluşan bu kanalın genişlemesine sebebiyet verir. Böylece S ve D uçları arasında akan akım artar. Dolayısıyla, S ve D uçları arasında akan akım, Gate'e uygulanan gerilim ile kontrol edilebilir. Gate ucuna gerilim uygulanmadığı sürece S ve D arasından akım akmaz.

7.1.6.MOSFET'İN KARAKTERİSTİKLERİ

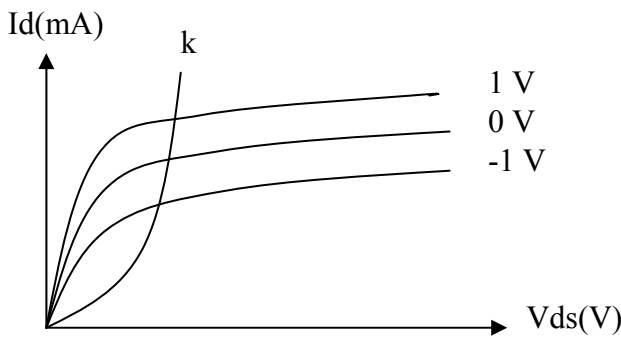
A) AZALAN (BOŞLUK ŞARJLI, DEPLETION) TİP MOSFET :



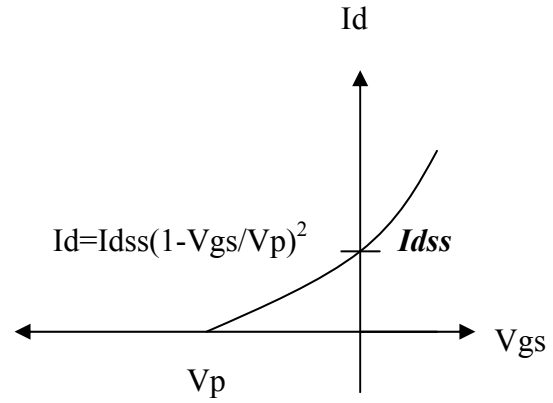
Şekil 7.10 n-kanallı azalan tip MOSFET devre bağlantısı



Şekil 7.11 p-kanallı azalan tip MOSFET devre bağlantısı



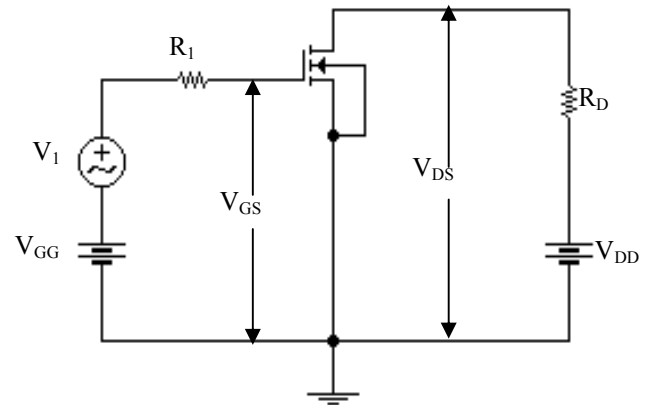
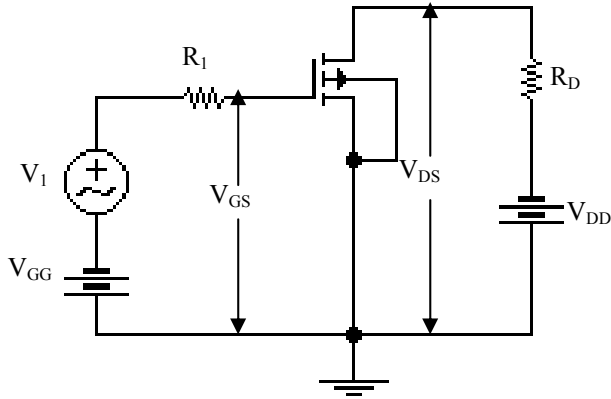
Şekil 7.12



Şekil 7.13

Şekil 7.12’de görüldüğü gibi V_{gs} ’nin negatif değeri arttırıldığı takdirde, belli bir gerilimde artık I_d akmaz. Bu gerilime kritik gerilim (V_p) denir. k eğrisine kadar her bir eğri V_p (pinch-off) gerilimine ulaşıncaya kadar Drain akımı da artar. Bu değerden sonra gerilim artışına rağmen akım sabittir. Transfer karakteristiğinde gösterilen $I_d = I_{dss}(1 - V_{gs}/V_p)^2$ formülü, MOSFET’lerde geçerlidir.

B) ÇOĞALAN (ENHANCEMENT) TİP MOSFET :



Şekil 7.14 Çoğalan tip MOSFET’lerde devre bağlantıları

Gate uygulanan negatif gerilimin azaltılması halinde I_d akmayacaktır. Yine diğer elemanlarda olduğu gibi, belli bir voltaj değerinden sonra, voltajın artmasına rağmen akım artmayacaktır (Saturasyon). Çoğalan tip MOSFET’ler daha küçük boyutlarda olduğu için entegre devreler için uygundur.

ÖRNEK : 1

Azalan tip MOSFET’te drain-source doyma akımı 10mA, $V_p = -4$ V’ tur. Drain akımını;

- a) $V_{gs} = 0$ V
- b) $V_{gs} = -3$ V gate-source gerilimleri için hesaplayınız.

- a) $I_d = I_{dss} (1 - V_{gs}/V_p)^2 = 10 (1 - 0 / (-4))^2 = 10$ mA
- b) $I_d = I_{dss} (1 - V_{gs}/V_p)^2 = 10 (1 - (-3) / (-4))^2 = 0,625$ mA

ÖRNEK : 2

Azalan tip MOSFET’in parametreleri $I_{dss} = 12$ mA, $V_p = -3$ V, $V_{gs} = 0$ V’ tur. Elemanın geçiş iletkenliğini bulunuz.

$$g_m = \frac{2I_{dss}}{|V_p|} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)$$

$$g_m = \frac{12}{|-3|} \left(1 - \frac{0}{-3}\right) = 8 \text{ milisiemens}$$

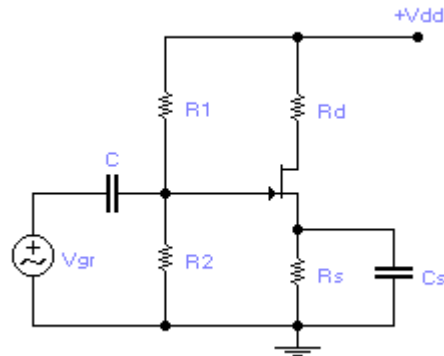
7.1.7 JFET’LE YAPILAN YÜKSELTEÇ DEVRESİ

Transistörlerde olduğu gibi, JFET’li yükselteçler;

Source’u ortak,

Drain’i ortak,

Gate’i ortak olarak tertiplenir.



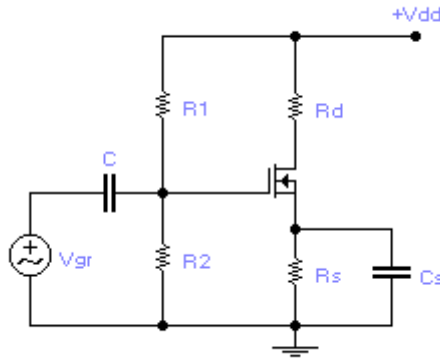
Şekil 7.15 Source’u ortak yükselteç devresi

Şekil 7.15’de source’u ortak yükselteç devresi görülmektedir. Bu devrede R_s direnci, uygun değerlikte bir kondansatör ile AC açıdan kısa devre edilirse o zaman gerilim kazancı $A_v = g_m \cdot R_d$ olur. Emiteri ortak yükselteçte olduğu gibi giriş ile çıkış arasında 180° derece faz farkı vardır. Source’u ortak yükselteçte, kaynak direncini AC açıdan kısa devre edecek kondansatörün değeri devrenin çalışacağı en düşük frekansta, $X_{cs} = (R_s / 10)$ olacak şekilde seçilmelidir. Bilindiği gibi ;

$$X_{cs} = (1 / 2\pi f C_s) \text{’dir.}$$

C_s kondansatörünün varlığı, devrenin AC gerilim kazancının artmasına yol açar. Ancak, AC bakımından negatif geri besleme ortadan kalktığı için, devre doğrusallık ve bozulma (distorsiyon) bakımından kötüleşir.

7.1.8 MOSFET’LE YAPILAN YÜKSELTEÇ DEVRESİ

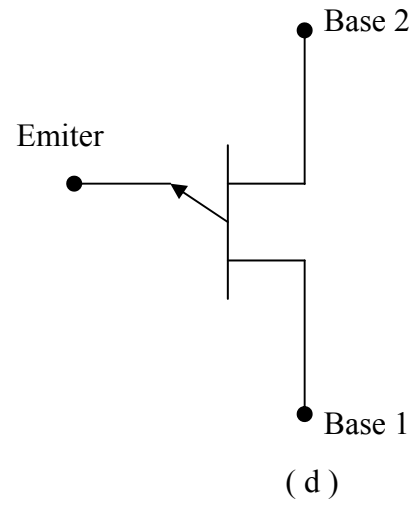
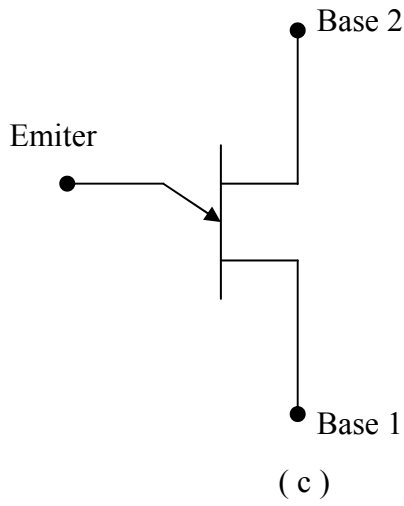
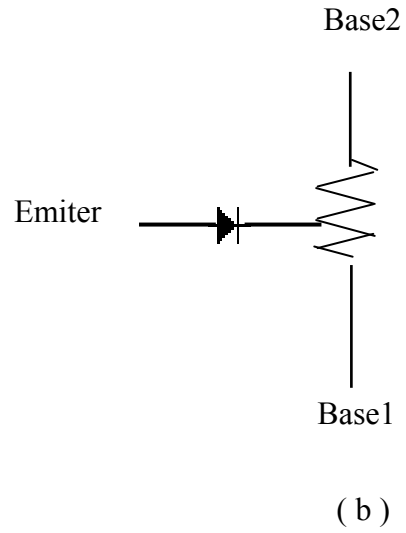
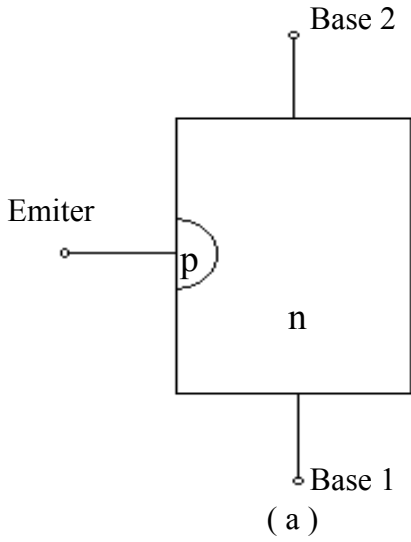


Şekil 7.16 MOSFET’le Yapılan Yükselteç Devresi

Şekil 7.16’da Source’u ortak yükselteç devresi görülmektedir. MOSFET’in giriş empedansı JFET’e oranla çok daha fazladır. Devrenin gerilim kazancını fazlalaştırmak için R_s direnci bir kondansatör ile AC kısa devre edilebilir. Ancak bu durumda, gerilim kazancı artmakla birlikte, devrenin doğrusallığının bozulacağı hatırdan çıkarılmamalıdır. Devrenin AC gerilim kazancı, R_d ile doğru, R_s ile ters orantılıdır.

7.1.9 UNI JUNCTION TRANSİSTÖRÜN ÇALIŞMA PRENSİBİ

Tek eklemli (uni junction, UJT) elemanlar özel yarı iletkenlerden ilkidir. Esas olarak voltaj kontrollü elektronik bir anahtardır. Yüksek bir dirençten (anahtar açık) alçak bir dirence (anahtar kapalı) geçebilir.

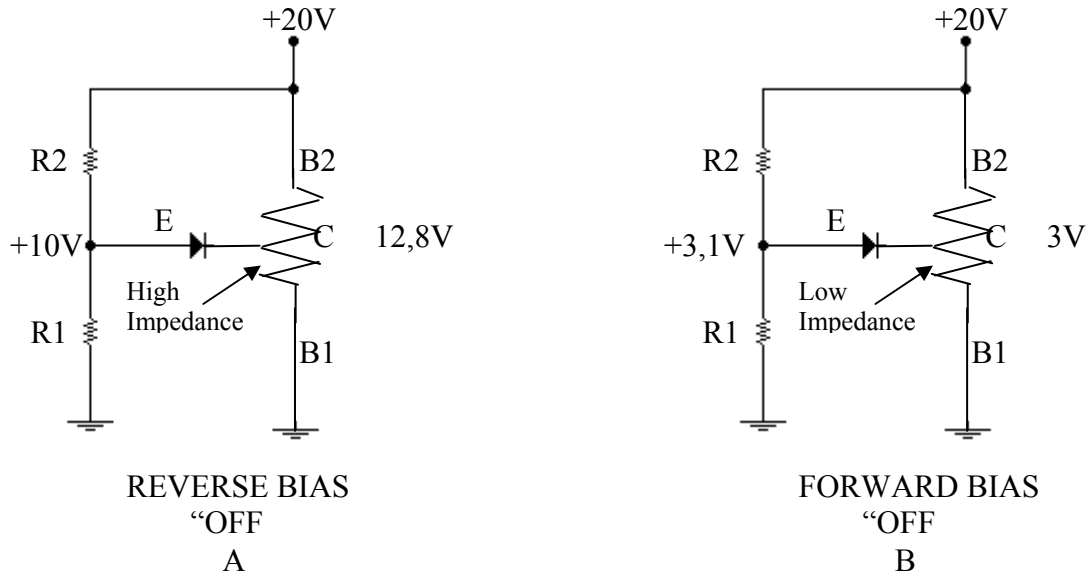


Şekil 7.17 Tek Eklemlı Transistör (UJT)

Şekil 7.17 (a) da UJT'nin yapısı gösterilmiştir. n tipi madde içersine eritilerek birleştirilen p tipi maddeden bir parça transistörün emiteridir. Ana parçanın zıt uçlarına irtibatlanan omik kontaklar BASE-1 ve BASE-2 olarak adlandırılır. BASE-2 terminaline emiter daha yakındır.

Diğer tip UJT' de p-tipi maddeden yapılmış bir ana parça ve n-tipi emiter kullanılır. Ana parça veya çubuk yarıiletken olduğundan belli bir dirence sahiptir. Şekil 7.17 (b) de üç terminalin eşdeğer devresini göstermektedir. n-tipi çubuk BASE-1 ve BASE-2 arasında bir direnç olarak görünür. Bu direnç Base'ler arası (INTERBASE) direnç diye adlandırılır. Değerleri 5 K Ω ile 20K Ω arasında olur. p-tipi emiterin n-tipi çubukla birleşmesi bir P-N eklemını oluşturur.

Şekil 7.17 (c) de n-tipi UJT, (d) de ise p-tipi UJT' nin sembolü görölmektedir.



Şekil 7.18 UJT'nin Eşdeğer Devresi

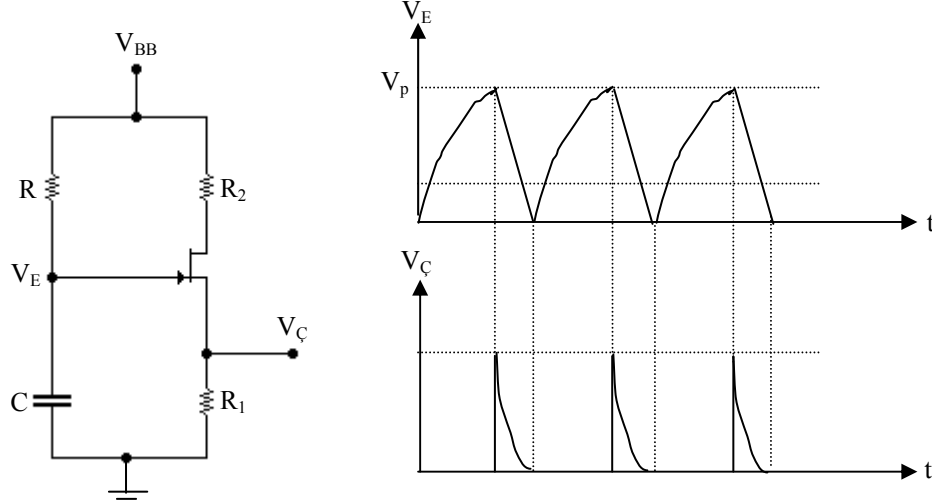
Şekil 7.18 (a) da katottaki bir UJT'nin eşdeğer devresini göstermektedir. R1 ve R2 emitere pozitif 10V temin ettiğinden emiter eklemi ters bayaslıdır. B1 ve B2'ye akım akışı mevcuttur. Emiterdeki voltaj C noktasındaki voltajı aştığı zaman eklem doğru bayaslanmış ve buna bağlı olarak UJT ateşlenmiş veya ON yapılmış olur. Burada R1 ve R2 emiter voltajını değiştirebilen herhangi bir elemanı temsil eder. R1'in değerini attıralım. Bunun neticesinde R1 üzerindeki voltaj artarak tek eklemlili transistörü doğru yönde bayaslanacak ve transistör ateşlenecektir. Şekil 7.18 (b) ye göre doğru bayaslandığında emiterle B1 arasındaki direnç alçak bir değere düşecektir. Dirençteki azalma C noktasındaki voltajın alçak bir değere düşmesine neden olur. (3 Volt) Alçak değerdeki emiter –B1 arası direnci ise kapalı bir anahtar gibi etki yaparak eklem üzerinden büyük değerinde bir akım akışına neden olur. Akım, B1'den emitere ve R2 üzerinden V_{BB} 'ye doğru akacaktır. R2 üzerindeki bu büyük akım E noktasındaki voltajın +3,1 V' a düşmesine neden olacaktır. Diyod doğru bayaslanarak, UJT “ON” konumunda kalacaktır. “ON” durumunda (doğru bayaslı) UJT saturasyonda çalışır.

R1 direnci azaltılırsa doğru bayas ortadan kalkarak UJT “OFF” konumuna geçer. “ON” durumundan “OFF” durumuna veya tersi durumu için gerekli olan zamana “Anahtarlama Zamanı” denir.

UJT, yalnızca voltaj kontrollü bir anahtardır. Bir anahtar veya kontrol elemanı gereken herhangi bir uygulamada kullanılabilir.

7.1.10 UJT İLE YAPILAN RELAKSASYON (RELAXATION) OSİLATÖRÜ

Bir kondansatör veya bobinin bir direnç üzerinden yavaş yavaş şarj ve süratle deşarj olmasıyla sinüsoidal olamayan bir dalgayı üreten osilatörlere *relaksasyon osilatörler* denir.



Şekil 7.19 UJT’li relaksasyon osilatörü

UJT’ nin oluşturduğu en önemli devre relaksasyon osilatörüdür. Başlangıçta C kondansatörü boş varsayılın. UJT çalışmaz durumdadır. C kondansatörü R direnci üzerinden dolmaya başlasın. Kondansatör üzerindeki gerilim V_p değerine ulaştığında UJT tetiklenerek çalışır ve R_{B1} direnci aniden azalır. I_E akımı artar. I_E akımını R₁ direnci sınırlar. C üzerindeki gerilim belli bir değere düştüğünde UJT çalışmaz durumuna girer ve I_E = 0 olur. Bu andan itibaren C kondansatörü yeniden R üzerinden V_{BB} gerilimine doğru dolmaya başlar. V_p değerine ulaştığında anlatılan olaylar yinelenir. Bu durumda B1 üzerinden çıkış işareti darbeler şeklinde olacaktır.

Relaksasyon osilatörünün frekansı RC zaman sabitine bağlıdır ve yaklaşık değeri;

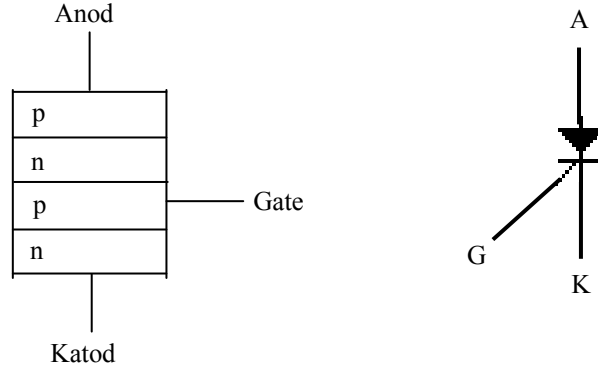
$f = 1 / RC$ olarak ifade edilebilir. 1 MHz’e kadar olan sinyaller bu osilatörlerden elde edilir.

7.1.11 SİLİKON KONTROLLÜ DOĞRULTMAÇ

Silikon kontrollü doğrultmaç (silicon controlled rectifier SCR), dört yarı iletken tabakasından oluşmuş olup, Anot, Katot ve Gate adlarında üç terminale sahiptir.

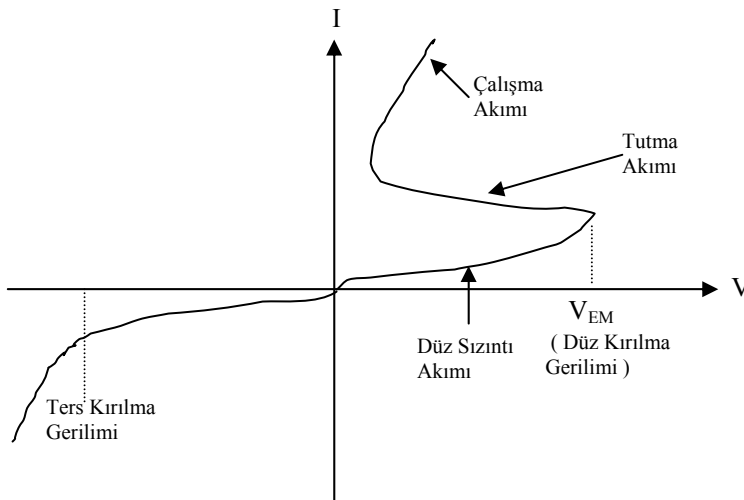
SCR’nin diğer adı tyristor’dur. Tyatron ve transistöre benzer bir şekilde çalıştığı için iki kelimenin karışımı olan **“Thyristor”** olarak bilinir.

Bir SCR'nin klasik diyoddan farkı şudur : Klasik bir diyodun A-K uçları arasına uygulanan gerilim 0,6V' a ulaştığında diyod iletkenleşir. SCR' de ise bu değer sabit değildir.



Şekil 7.20 SCR'nin yapısı ve sembolü.

Gate ucundan akan akımın değerine bağlı olarak A-K arasındaki eşik geriliminin değeri değiştirilebilir. Gate ucu açık olduğunda SCR'nin iletkenleşebilmesi için gerekli gerilim değeri, max eşik değerini verir ve V_{EM} ile gösterilir. I_G akımı, değiştirilerek $VE1$ ve $VE2$... gibi değişik eşik gerilimleri sağlanabilir. Gate akımı düşük değerli olduğundan bir SCR devresinde düşük güç ile çok büyük güçleri kumanda etmek mümkündür. Anot akımı birkaç amper olan SCR'lerin yanı sıra birkaç yüz amper olan değişik tipte SCR'ler vardır.



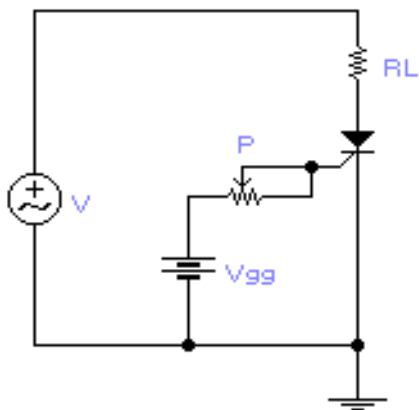
Şekil 7.21 SCR'nin I-V karakteristiği

Şekil 7.21’de $I_G = 0$ iken akımı akım-gerilim grafiği görülmektedir. SCR yalıtkan durumda iken, ister düz ister ters polarlamalandırılmış olsun, içinden çok az bir sızıntı akımı akar. Ters polarlama gerilimi SCR’nin “ters kırılma gerilimine” ulaştığında sızıntı akımı aniden artar. Bu istenmeyen bir durumdur. Düz polarmada, polarma gerilimi “düz kırılma gerilimine” ulaştığında ise SCR iletkenleşerek içinden büyük bir akımı geçirebilir. Bu sırada SCR’nin A-K uçları arasındaki direnç çok küçülmüştür. Şu halde, A-K uçları arasına uygulanan gerilim değeri V_{EM} ’den küçük ise SCR yalıtkan, büyük ise iletken olacaktır. Bir başka ifadeyle, SCR anahtar gibi çalışmaktadır. SCR iletkenleştikten sonra, bu durumunu, içinden geçen akım “tutma akımı” na eşit veya büyük olduğu sürece korur. Aksi halde yalıtkan durumuna döner. Gate akımı vasıtasıyla SCR’nin üzerindeki gerilim değeri “düz kırılma gerilimine” varmadan iletkenleşmesi mümkündür. Gate-Katod birleşim yüzeyi düz polarlandırılmak suretiyle “düz kırılma gerilimi” düşürülmüş olur. SCR iletken olduktan sonra artış kapı akımının herhangi bir etkisi kalmaz. SCR içinden geçen akım “tutma akımı” ndan büyük olduğu sürece iletkenliğini korur. A-K arasındaki gerilim, “tutma akımı” ndan daha küçük bir akım akıtacak seviyeye indiğinde SCR yalıtıma geçer.

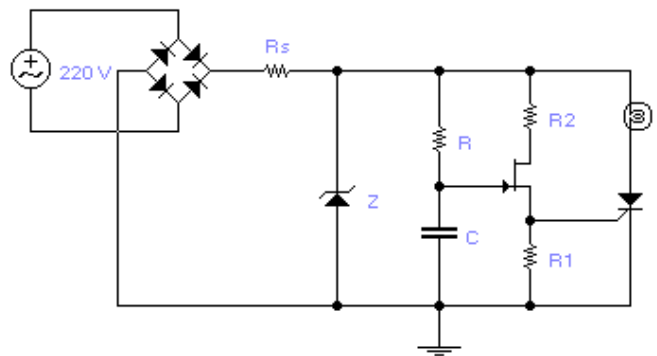
SCR’ler, çıkış akımı kontrol edilebilir doğrultmaç olarak AC devrelerde uygulanırlar.

7.1.12 TRİSTÖRLE YAPILAN GERİLİM KONTROL DEVRESİ

Şekil 7.22’ deki devrede yüke yollanan gerilim kontrol altına alınabilir. Burada Gate akımı DC’dir. DC gate akımı vasıtasıyla SCR’nin “düz kırılma gerilimi” düşürülür. SCR’nin uçları arasına uygulanan AC gerilim değeri, pozitif yönde değeri düşürülmüş “düz kırılma gerilimine” ulaştığında SCR iletkenleşir. Bu gerilim değeri ve dolayısıyla da yükten geçen akımın ortalama değeri, kapı akımı vasıtasıyla kontrol altına alınabilir.



Şekil 7.22 SCR’li uygulama



Şekil 7.23 SCR’li uygulama

Bir SCR'nin A-K uçları arasına AC gerilim uygulanabilir. Bu durumda gate akımı AC veya DC olabilir. Bu durumda SCR'yi gerektiğinde yalıtkan yapabilmek için A-K devresine çeşitli ilavelerin yapılması gerekir. Gate akımı yine AC ve DC olabilir.

Şekil 7.23'teki devrede SCR'nin gate kumandası, UJT ile yapılan relaksasyon osilatörü yardımıyla gerçekleştirilmiştir.

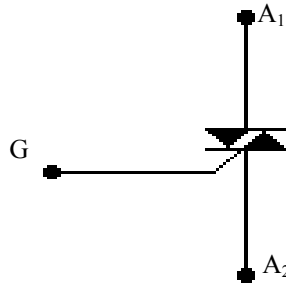
Köprü diyotlar girişteki AC sinyali tam dalga haline getirir. C noktasında sıfırdan başlayıp zener gerilimine kadar yükselip bir süre bu seviyede kalan ve sonra tekrar sıfıra inen bir gerilim şekli vardır. C noktasındaki gerilim zener gerilimine yükselirken ve zener gerilimine ulaştığında R direnci üzerinden C kondansatörünü şarj eder. C üzerindeki gerilim belirli bir değere ulaştığında UJT tetiklenir ve R1 üzerinde bir darbe oluşur. Bu darbe SCR'yi iletken yapar. Bu sırada C noktasındaki gerilim, zener geriliminin altına inip sıfıra doğru gitmeye başlar. C üzerindeki gerilim de sıfıra iner. Olaylar böyle devam eder. R ve C değerleri, SCR'nin daha erken ya da daha geç iletkenleşmesine kumanda ederler. Relaksasyon osilatörünün, SCR'nin uçlarına uygulanan aynı AC kaynaktan beslenmesi senkronizasyonu temin içindir.

7.1.13 TRIYAK VE UYGULAMALARI

Triyak, çalışma prensibi bakımından SCR'ye benzer. Fakat, çift yönde iletim sağlaması yönünden SCR'den ayrılır.

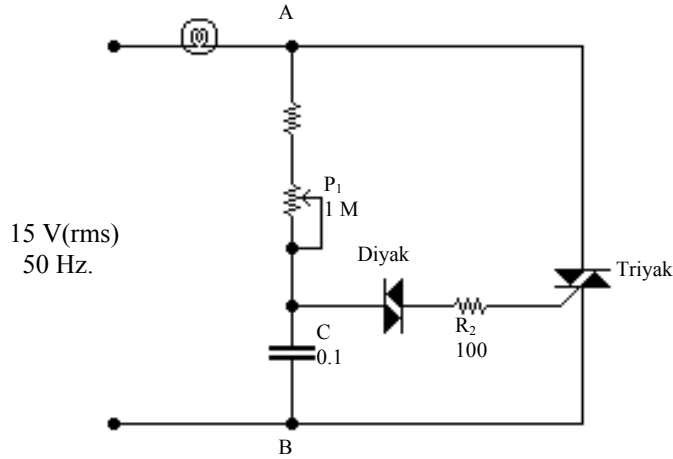
Triyak çift yönde akım geçirdiğinden açları A1, A2 ve Gate olarak isimlendirilir. Triyak tetiklemesinde hem pozitif hem de negatif gerilimler kullanılır. Triyak tetiklemelerinden en uygun olan seçenekler;

- A₂ ucu (+) iken G ucundan (+) tetikleme verilerek
- A₂ ucu (-) iken G ucundan (-) tetikleme verilerek.



Şekil 7.24 Triyak sembolü

SCR’de olduğu gibi, triyakta da G ucundan tetikleme DC ve AC gerilim ile yapılabildiği gibi, faz kontrolüne olanak veren, darbelerle de yapılabilir.



Şekil 7.25 Triyaklı güç kontrol devresi

Şekil 7.25’teki devrede R1, P ve C’den oluşan devre zamanlamayı sağlar. Giriş sinyali arttığı zaman kondansatör üzerindeki gerilim de artmaya başlar. Kondansatör üzerindeki gerilim diyakın kırılma gerilimine ulaştığında diyak iletken olur.

Kondansatör, diyak ve triyakın gate ucu üzerinden boşalır. Bu sırada oluşan darbe, triyakı iletkenleştirir. A-B arası, triyak üzerinden kısa devre olur. bu yüzden triyak iletken olduğu sürece kondansatör üzerindeki gerilim sıfıra yakındır. Girişteki AC gerilimin (+) alternansı bittiğinde triyak yalıtkanlaşır. (-) alternans sırasında kondansatör bu defa ters yönde dolmaya başlar. Belirli bir gerilim değerinde diyakı iletkenleştirerek triyakı tetikler. Triyakın iletkenliği (-) alternans sonunda son bulur. Eğer lamba üzerinden geçen akımı azaltmak istersek, P’nin değeri büyütölerek kondansatörün daha yavaş dolması ve diyakın daha geç iletkenleşerek triyakı daha geç tetiklemesi sağlanır. Böylece iletken kalma açısı azaldığı için, devrede dolaşan akımın ortalama değeri azalır.

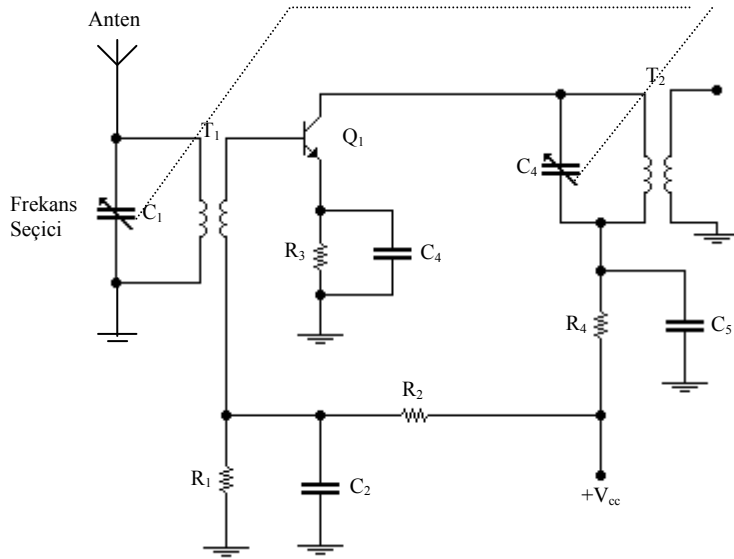
BÖLÜM VIII

ÖZEL TİP YÜKSELTEÇLER

Özel tip yükselteçlerde dar bant ve geniş bantlı yükselteçler işlenecektir. Dar bant yükselteçler genelde alıcı-verici devrelerinde kullanılıp, frekans bandı dar olan sinyallerin yükseltilmesinde kullanılır. Geniş bantlı yükselteçler ise birkaç Hz'den başlayıp birkaç MHz'e kadar olan sinyallerin yükseltilmesinde kullanılır.

8.1 DAR BANT YÜKSELTECİ

Dar bant yükselteci en iyi örnek alıcı devrelerinde kullanılan transistörlü RF yükseltecidir.



Şekil 8.1 Transistörlü RF yükselteci

Şekil 8.1'deki yükselteç, emiteri ortak olarak tertiplenmiştir. T_1 transformatörünün primeri, C_1 kondansatörüyle paralel tank devresini oluşturur. C_1 kondansatörüyle seçilen sinyal T_1 transformatörünün sekonderi vasıtasıyla Q_1 'in beyzine uygulanır. Yükseltilmiş sinyal C_4 ve T_2 'nin primerinden oluşan tank devresi üzerinde görülür. Anten ve kollektör devreleri seçiciliği arttırmak için aynı frekansta rezonansa gelecek şekilde ayarlanır. Seçicilik herhangi bir devrenin, bir frekans veya frekans bandını seçme, diğer frekansları atma kabiliyetidir.

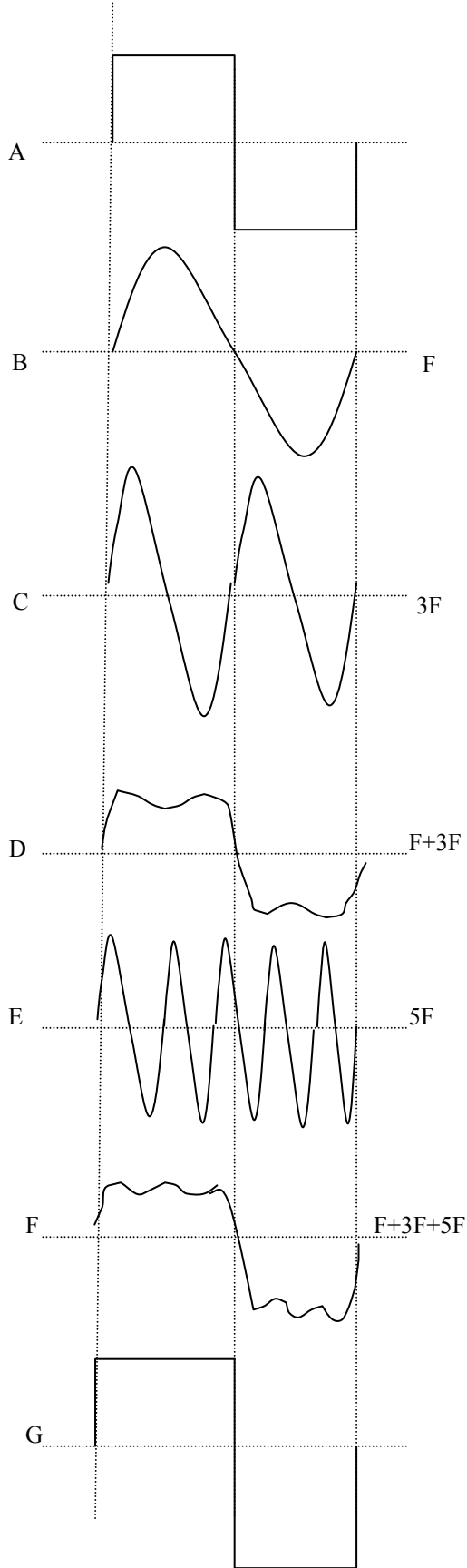
Genellikle iki veya daha fazla R-F yükselteç kademesi birinin çıkışı diğerinin girişi olacak şekilde arka arkaya irtibatlandırılır (Kaskad).

Dar bant yükselteçleri, sistemin seçicilik ve hassasiyetini meydana getiren rezonans devreleri kullanırlar. Kuplaj devreleri, yüksek Q ve empedans uygunluğu gibi karakteristikleri sağlayan rezonans tank devrelerini içerirler.

8.2 GENİŞ BANT YÜKSELTEÇLERİ

Yükseltme sistemlerindeki bazı uygulamalar, sinüsoidal olmayan sinyallerin yükseltilmesidir. Sinüsoidal olmayan sinyaller, testere dişi sinyal gibi ana frekans ile onun çok sayıdaki harmoniklerini içerirler. Yükseltme sistemi, ana frekans ve harmoniklerinin tamamını eşit olarak yükseltmelidir. Bu tip yükseltme yapan sistemlere geniş band (video) yükselteci denir.

8.2.1 KARE DALGA KARAKTERİSTİĞİ



Şekil 8.2 Kare dalgayı meydana getiren harmonik frekanslar

Geniş bant yükselteçlerinin kullanım amacını anlamak için kare dalganın oluşumunu açıklamak gerekir. Kare dalga, pozitif ve negatif olmak üzere eşit ve sabit genlikteki alternansın periyodik olarak tekrarlanmasıyla oluşan bir dalga çeşididir. Mükemmel bir kare dalganın yan kenarları dik, üst ve alt kısımları da düzgün yatay hatlar şeklindedir. Kare dalganın yan kenarları bir değerden diğer bir değere hızlı bir şekilde değişir. Bundan dolayı yan kenarlar kare dalganın yüksek frekansını temsil eder. Kare dalganın düzgün alt ve üst kısımları değişiklik göstermedikleri (veya yavaş bir değişme) için alçak frekans temsil ederler.

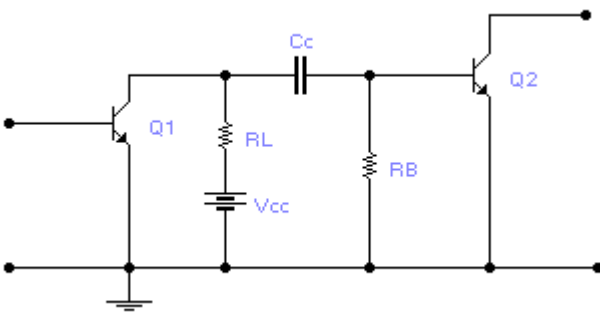
Bir kare dalga belirli faz ve genlik münasebetindeki ana frekans ve sonsuz sayıdaki tek sayılı harmoniklerden oluşur.

Sinüs ana frekansının bir saykılı, kare dalganın bir saykılı ile aynı zaman aralığında tamamlanır. Bu durumda frekanslar aynıdır. Sinüsün ana frekansı (B) de olduğu gibi temsil edilir. 3. harmonik ana frekansın üç mislidir. (C) ana frekansın 3. harmonikle birleşmesi sonucunda (D) de görülen şekil üretilir. Ana frekansın 5. harmoniği (E) de gösterilmiştir. 5. harmoniğin (D) deki şekil üzerine ilave edilmesiyle elde edilen dalga (F) de olduğu gibidir. Bu sinyal kare dalgaya çok benzemektedir. Bu olaylar böyle devam ettirilirse, (G) deki dalga şekline ulaşılır ki bu dalga çok geniş frekans bandından oluşmuştur.

Şayet, kare dalga yükseltmek istenirse, yükseltecin bütün frekansları eşit olarak yükseltmesi gerekir.

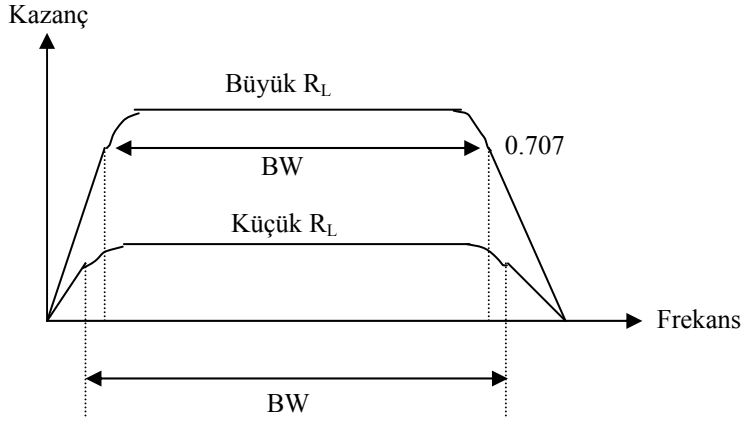
Kare dalgada dikkate alınması gereken diğer bir husus, harmoniklerin faz ve genlik münasebetleridir. Örneğin, 3. harmonik ana frekans genliğinin $1/3$ 'ü, 5. harmonik ana frekans genliğinin $1/5$ 'i, 7. harmonik ana frekans genliğinin $1/7$ 'i genliğinde olmalıdır. Ana frekans ile bütün harmonikler aynı fazda olmalıdır.

8.3 GENİŞ BANT YÜKSELTECİNİN ÇALIŞMA PRENSİBİ



Şekil 8.3 Basitleştirilmiş geniş band yükselteci

Bir video (geniş bant) yükseltecinin frekans sahası birkaç Hz'den birkaç MHz'e kadardır. Geniş band sahası elde etmenin bir yolu küçük yük direnci kullanmaktır.

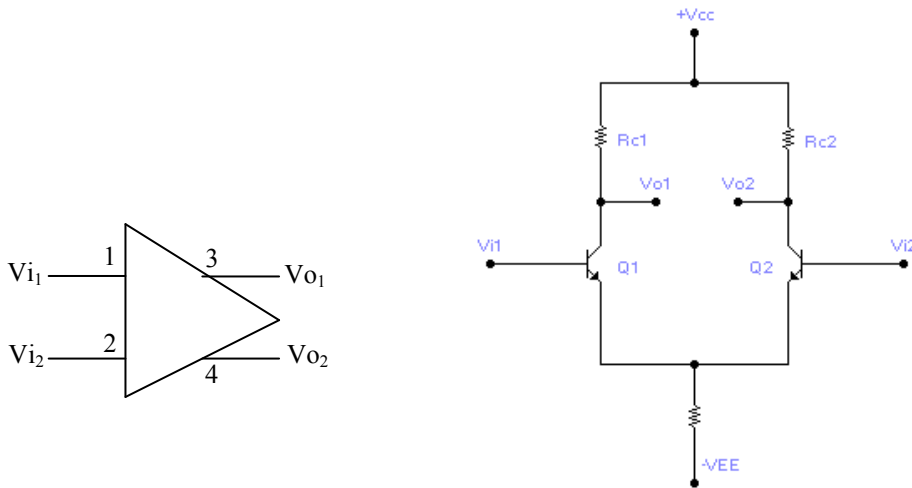


Şekil 8.4 Yük direncine bağlı olarak değişen frekans-response eğrisi

Şekil 8.3' de basitleştirilmiş şematik diyagram ile şekil 8.4' de R_L nin büyük veya küçük olması halinde frekans-response eğrilerini göstermektedir.

R_L 'nin küçültülmesiyle, yarım takat noktaları birbirinden uzaklaşır ve BW büyür.

8.4 DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇLER



Şekil 8.5 Temel diferansiyel yükselteçlerin blok ve devre şeması

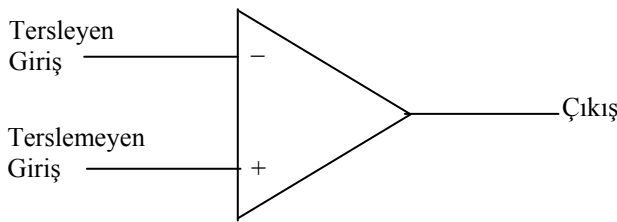
Diferansiyel (fark) yükselteci çok çeşitli uygulamalarda kullanılan özel bir devre türüdür. Fark yükseltecinde iki ayrı giriş (1 ve 2) ve iki ayrı çıkış (3 ve 4) ucu vardır. Sinyaller, giriş uçlarından birine veya her ikisine birden uygulanılabilir ve çıkış gerilimleri, her iki çıkış ucunda da görülecektir.

Girişler, iki ayrı transistörün beyzine uygulanır. V_{01} ve V_{02} çıkış uçlarının tek ya da iki giriş sinyalinin etkilenmesini sağlamak için transistörlerin emiterleri, ortak bir emiter direncine bağlanmıştır. Çıkışlar, transistörlerin kollektör uçlarından alınmaktadır. Yükselteç tek bir gerilim kaynağıyla da çalışabilir.

8.5 İŞLEMSEL YÜKSELTEÇLERE GİRİŞ

İşlemsel yükselteçler (operational amplifier, OP-AMP) 1960'lı yılların sonlarına doğru kullanılmaya başlanmıştır. 741 veya 747 gibi entegre şeklinde üretilirler. OP-AMP, çok yüksek kazançlı bir DC yükselteçtir. Çok geniş bir kullanım alanı vardır.

8.6 İŞLEMSEL YÜKSELTEÇLER



Şekil 8.6 Temel OP-AMP sembolü

Şekil 8.6'da temel OP-AMP sembolü gösterilmiştir. Bu sembolde gösterilmeyen bir de besleme voltaj uçları bulunur. Genel olarak bir OP-AMP'ın iki giriş, bir çıkış, iki de besleme kaynağı ucu bulunur. Sembolde, (-) işaretli giriş ucu tersleyen (eviren, inverting), (+) işaretli giriş ucu ise terslemeyen (evirmeyen, non-inverting) giriş ucudur. (-) işaretli giriş ucuna sinyal uygulandığında çıkıştan 180° faz farklı bir çıkış sinyali alınır. Giriş sinyali (+) işaretli giriş ucuna uygulandığı zaman çıkışla giriş arasında faz farkı olmaz.

OP-AMP, 5 önemli özelliğe sahiptir. Bunlar;

- Kazancı çok fazladır (örneğin 200.000)
- Giriş empedansı çok yüksektir (5 M Ω)
- Çıkış empedansı sıfıra yakındır
- Band genişliği fazladır (1 MHz)
- Girişe 0 V uygulandığında, çıkıştan yaklaşık 0 V elde edilir.

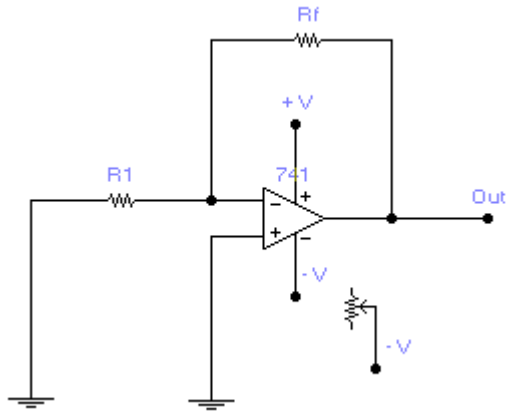
OP-AMP'ın iki kazancı vardır. Bunlar açık çevrim ve kapalı çevrim kazancıdır. Kapalı çevrim kazancı, devreye harici olarak bağlanan geri besleme direnci ile belirlenir. Açık çevrim kazancı ise OP-AMP'ın kendi kazancıdır. Yani direnç ile belirlenemeyen kazancıdır. Her ne kadar OP-AMP'ın kazancı yaklaşık 200.000 gibi bir değerde olmasın rağmen bu kazanç OP-AMP'a uygulanan besleme voltajına bağlıdır. Örneğin, bir OP-AMP'ın besleme voltajı ± 12 V ve girişe 1 V yükseltmek üzere bir giriş sinyali uygulansa, OP-AMP'ın özelliğine göre çıkıştan bu kazanca orantılı olarak 200.000 V alınmaz. Çünkü, besleme voltajı ± 12 V kullanılmışsa çıkıştan en fazla 12 V alınır. Burada, açık çevrim kazancını etkileyen en önemli faktör besleme voltajının değeridir.

OP-AMP'ın diğer özelliği 5 M Ω 'a ulaşan giriş empedansıdır. Giriş empedansının bu kadar büyük olması bağlı olduğu sinyal kaynağını ve bir önceki devreyi yüklememesi, küçük bir giriş akımı ile kumanda edilmesi gibi üstünlükleri vardır.

OP-AMP'ın çıkış empedansı idealde 0 iken pratikte bu değer 100-150 Ω arasındadır. OP-AMP'ın çıkış empedansının küçük olması, çıkış akımını arttırarak kısa devrelerden zarar görmesini sağlar.

OP-AMP'ın band genişliği 1MHz civarındadır. OP-AMP'a uygulanan sinyalin frekansı yükseldikçe kazanç düşer. DC ve DC'ye yakın sinyallerde OP-AMP'ın kazancı yaklaşık 200.000'dir.

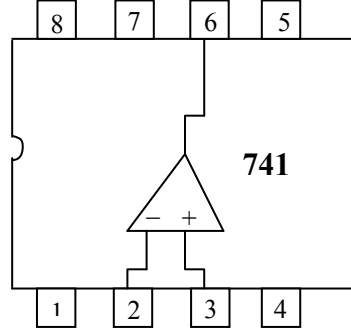
OP-AMP'ın statik çalışmasında yani girişte sinyal yokken çıkışın 0 V olması gerekir. Ancak pratikte giriş uçları arasında, çok küçük de olsa offset gerilimi oluşur. Bu küçük gerilim, OP-AMP'ın kazancı ile çarpılarak çıkışa aktarılır. Bu nedenle, OP-AMP entegrelerinde offset sıfırlama uçları kullanılır.



Şekil 8.7 Offset gerilimin sıfırlanması



Yüksek performans gereken yerlerde şekil 8.7’de görüldüğü gibi harici bağlantılarla OP-AMP çıkışı başta iken sıfır yapılır.741 entegresinin 1 ve 5 nolu uçlarına bir potansiyometre bağlanarak, orta ucu (-) voltaj kaynağına bağlanır.

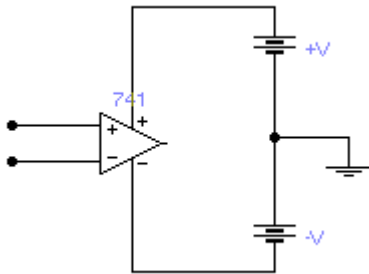


Şekil 8.8 741 entegresi

Şekil 8.8’de 741 entegresinin iç bağlantı şeması gösterilmiştir. Burada;

- 1 nolu uç, offset sıfırlama
- 2 OP-AMP’ın tersleyen giriş ucu
- 3 OP-AMP’ın terslemeyen giriş ucu
- 4 (-) V, negatif besleme voltajı
- 5 Offset sıfırlama
- 6 OP-AMP çıkışı
- 7 (+) V, pozitif besleme voltajı
- 8 NC (not connected), boş uçtur.

IC 747’de ise 2 adet OP-AMP devresi bulunur.

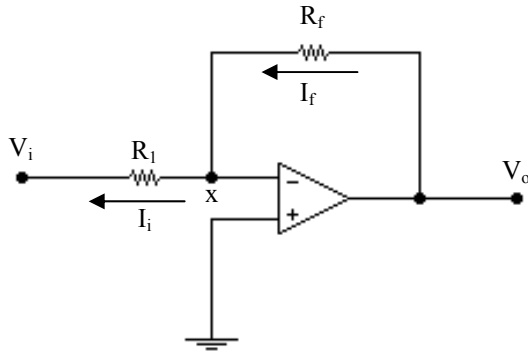


Şekil 8.9 OP-AMP’ ların beslenmesi

Bir OP-AMP'a ± 5 V, ± 12 , ± 15 , ± 18 V gibi besleme voltajı verilebilir. OP-AMP'ın AC sinyal yükseltmesinde tek güç kaynağı kullanmak yeterlidir. Genellikle OP-AMP'lar simetrik kaynaktan beslenirler.

8.7. OP-AMP'IN KULLANILDIĞI YERLER

8.7.1 OP-AMP'IN FAZ ÇEVİREN YÜKSELTEÇ (INVERTİNG AMP.) OLARAK KULLANILMASI



Şekil 8.10. Faz çeviren yükselteç

OP-AMP'ın giriş empedansı çok yüksek olduğundan (+) ve (-) giriş uçlarından nA seviyesinde akım geçer. Giriş empedansı sonsuz olarak kabul edilirse, (+) ve (-) giriş uçlarındaki voltaj farkı da sıfır olacaktır. Bundan dolayı OP-AMP'larda devreye giren akım, elemana girmez kabul edilir. Şekil 8.10'da akım yönleri bu kurala göre çizilmiştir.

Şekil 8.10'daki devrede giriş sinyali OP-AMP'ın (-) ucu olan faz çeviren girişine uygulandığı için devrenin adı **faz çeviren yükselteç**'tir. Bu devrede, R_1 giriş direnci, R_f ise geri besleme direncidir. OP-AMP'a harici dirençler bağlandığı için kapalı çevrim kazancı söz konusudur. Direnç değerleri ise bu dirençlerin değerine bağlıdır.

Kirchhoff'ın akımlar kanununa göre,

$$I_i = I_f \text{ dir.}$$

$$I_i = \frac{V_i - V_x}{R_1} \quad (V_x = 0 \text{ olduğundan})$$

$$I_i = \frac{V_i}{R_1} \text{ olur.}$$

$$I_f = \frac{V_x - V_o}{R_f} \quad (V_x = 0 \text{ olduğundan})$$

$$I_f = \frac{-V_0}{R_f} \text{ olur.}$$

$$I_i = I_f \text{ olduğundan}$$

$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_0}{R_f} \text{ olur.}$$

$$-V_0 R_1 = V_i R_f \text{ 'den}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_1} \text{ bulunur.}$$

Çıkış voltajının giriş voltajına oranı, yükseltecin gerilim kazancını vereceğinden;

$$A_v = -\frac{R_f}{R_1} \text{ elde edilir.}$$

Formüldeki (-) işareti girişle çıkış arasında 180° faz farkı olduğunu gösterir.

$$A_v = -\frac{R_f}{R_1} \text{ formülüne göre } R_f = R_1 \text{ olarak seçilirse yükseltecin kazancı } -1 \text{ 'e eşit olur. Giriş}$$

uygulanan sinyalin sadece polaritesini değiştirir.

ÖRNEK-1

Faz çeviren yükselteç devresinde $R_f = 100 \text{ K}$, $R_1 = 25 \text{ K}$ ise gerilim kazancını bulunuz.

$$A_v = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{100K}{25K} = -4$$

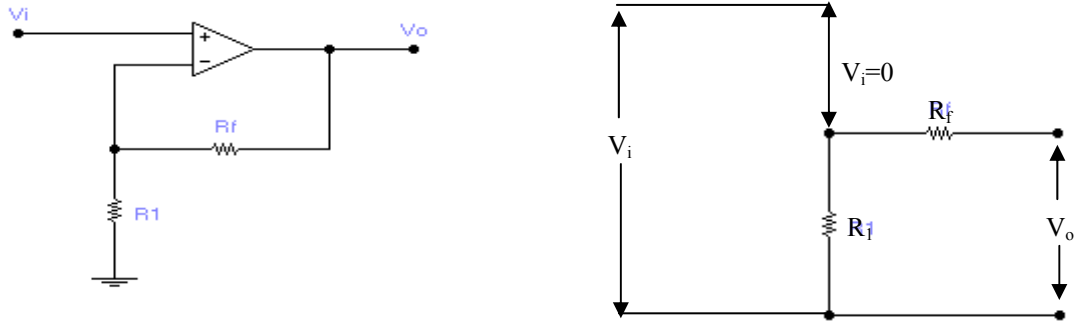
ÖRNEK-2

Faz çeviren yükselteç devresinde $R_f = 500 \text{ K}$, $R_1 = 100 \text{ K}$ 'dır. $V_i = -2 \text{ V}$ 'luk giriş için çıkış gerilimi ne olur ?

$$V_0 = -\frac{R_f}{R_1} V_i = -\frac{500K}{100K} (-2) = +10V$$

8.7.2 OP-AMP'IN FAZ ÇEVİRMEYEN YÜKSELTEÇ OLARAK KULLANILMASI

(NON-INVERTING AMP.)



Şekil 8.11 Faz çevirmeyen yükselteç ve eşdeğer devresi

Faz çevirmeyen yükselteç devresinde, giriş sinyali OP-AMP'ın (+) giriş ucuna uygulanır. Dolayısıyla çıkış ile giriş arasında faz farkı bulunmaz.

İdeal bir OP-AMP'ın giriş empedansı sonsuz olduğundan, (+) ve (-) giriş uçlarındaki potansiyel fark 0'dır. Eşdeğer devreye göre V_i gerilimi, R_1 üzerinde düşen gerilime eşittir.

$$V_i = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_o$$

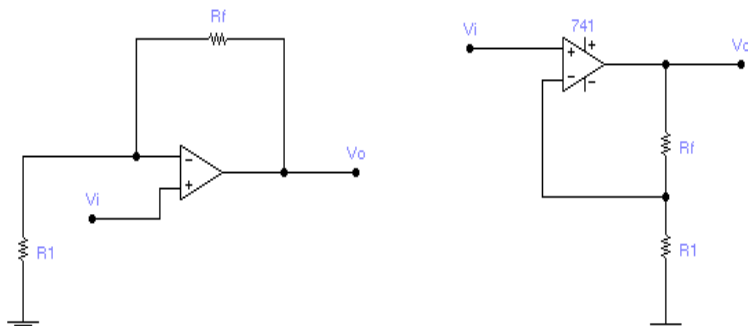
Bu formülde $V_o / (R_1 + R_f)$ eşitliği R_1 ve R_f 'den geçen akımı temsil eder. Bu değer R_1 ile çarpılırsa giriş gerilim değeri bulunur.

$$V_i = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_o \quad \text{eşitliğinde her iki tarafı } V_o' \text{ a bölersek;}$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad \text{olur.}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad \text{olarak bulunur.}$$

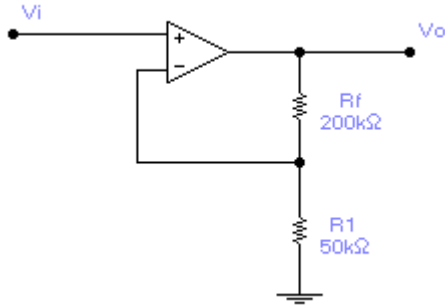


Şekil. 8.12 Faz çevirmeyen yükselteçler

Şekil 8.12’de gösterilen devreler de aynı zamanda faz çevirmeyen yükselteçlerdir.

ÖRNEK:1

Şekildeki faz çevirmeyen yükseltecin kazancını bulunuz.



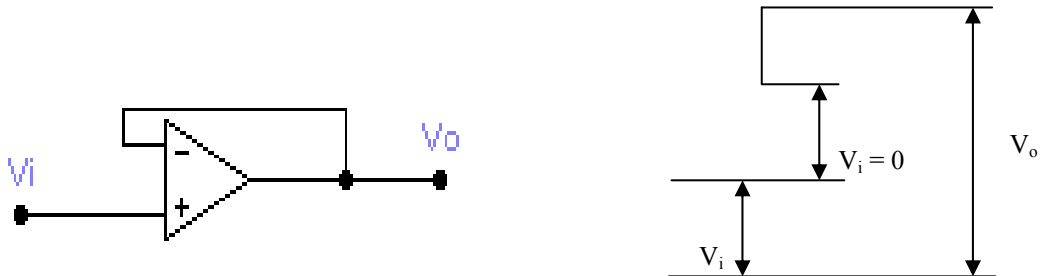
$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{200K}{50K} = 5$$

ÖRNEK:2

Faz çevirmeyen yük. devresinde $R_f = 200\text{ K}$, $R_1 = 50\text{ K}$, ve $V_i = 3\text{ V}$ ise $V_o = ?$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \Rightarrow \frac{V_o}{3} = 1 + \frac{200}{50} \Rightarrow V_o = 15\text{ Volt}$$

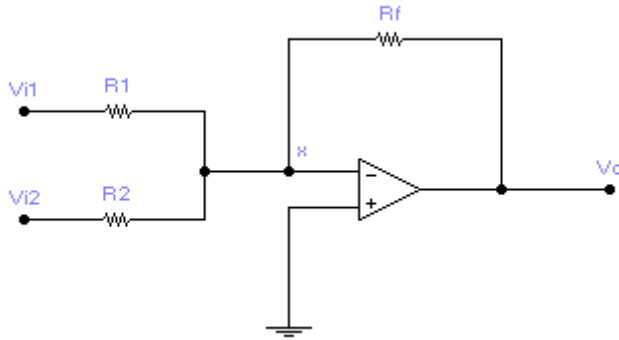
8.7.3 OP-AMP'IN GERİLİM İZLEYİCİ OLARAK KULLANILMASI (VOLTAGE FOLLOWER)



Şekil 8.13 Gerilim izleyici ve eşdeğer devresi

Bu devre, gerilim kazancının 1 ve giriş çıkış işaretinin aynı fazda olduğu bir yükselteçtir. Eşdeğer devrede görüleceği gibi $V_o = V_i$ dir. Emiter izleyici devreye çok benzer. Bu devrenin giriş empedansı yüksek, çıkış empedansı düşük olduğundan empedans uygunlaştırmada kullanılır. Gerilim izleyici devrede $A_v = 1$ dir.

8.7.4 OP-AMP'IN TOPLAR YÜKSELTEÇ OLARAK KULLANILMASI (SUMMING AMP.)



Şekil 8.14 Toplar yükselteç

Toplar yükselteç, inverting yükselteç gibi çalışmaktadır.

R_f 'den geçen akıma I_f , R_1 'den geçen akıma I_1 , R_2 'den geçen akıma ise I_2 dersek;

$$I_f = I_1 + I_2$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_x}{R_1} \quad , \quad I_2 = \frac{V_2 - V_x}{R_2} \quad , \quad I_f = \frac{V_x - V_o}{R_f}$$

($V_x = 0$ olduğu için)

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad , \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad , \quad I_f = -\frac{V_o}{R_f}$$

$$I_1 + I_2 = I_f$$

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = -\frac{V_o}{R_f}$$

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_2}V_2\right) \text{ olarak bulunur.}$$

Eğer, $R_f = R_1 = R_2$ olarak seçilirse,

$$V_o = -(V_1 + V_2) \text{ olur.}$$

Giriş adedi 3 olursa çıkış voltaj değerini veren formül,

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_2}V_2 + \frac{R_f}{R_3}V_3\right) \text{ olur.}$$

Formüldeki (-) işareti, OP-AMP'ın faz çeviren yükselteç olarak çalışmasından kaynaklanmaktadır.

ÖRNEK:1

Toplar yükselteç devresinde; $R_f = 600 \text{ K}$, $R_1 = 200 \text{ K}$, $R_2 = 100 \text{ K}$, $V_1 = 1 \text{ V}$, $V_2 = -3 \text{ V}$ ise çıkış voltaj değerini bulunuz.

$$V_o = -\left(\frac{600}{200} \cdot 1 + \frac{600}{100} \cdot (-3)\right) = 15 \text{ Volt}$$

ÖRNEK:2

$V_o = -(2V_1 + 3V_2 + 0,5V_3)$ çıkışını veren bir OP-AMP devresi tasarlayınız. ($R_f = 60 \text{ K}$)

Tasarlanacak olan devre, 2 girişli bir toplar yükselteçtir.

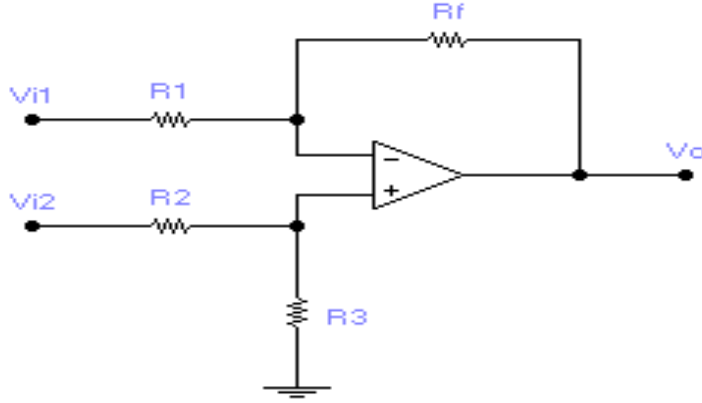
$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_2}V_2 + \frac{R_f}{R_3}V_3\right)$$

$$\frac{R_f}{R_1} = 2 \Rightarrow \frac{60K}{R_1} = 2 \Rightarrow R_1 = 30 \text{ K}\Omega$$

$$\frac{R_f}{R_2} = 3 \Rightarrow \frac{60K}{R_2} = 3 \Rightarrow R_2 = 20 \text{ K}\Omega$$

$$\frac{R_f}{R_3} = 0,5 \Rightarrow \frac{60K}{R_3} = 0,5 \Rightarrow R_3 = 120 \text{ K}\Omega$$

8.7.5 OP-AMP'IN FARK YÜKSELTECİ OLARAK KULLANILMASI (DIFFERENCE AMP.)



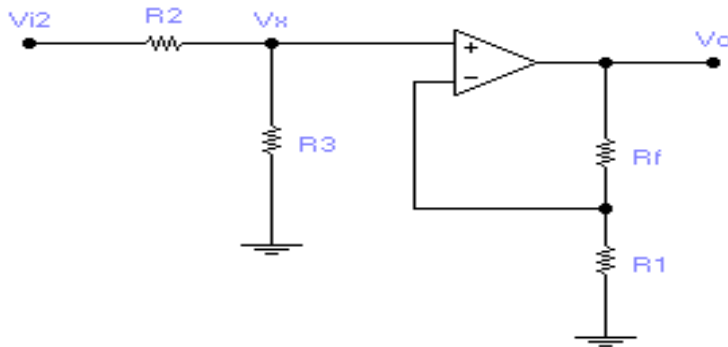
Şekil 8.15 Fark yükselteci

Devre, girişlerine uygulanan sinyallerin farkını alır. Devre analizinde, girişlerden birisi yok sayılıp, diğeri var sayılarak ‘Süperpozisyon Teoremi’ uygulanacaktır.

Önce OP-AMP’ın inverting yükselteç olarak çalıştığı düşünülürse;

İnverting yükselteç çıkışı; $V_0 = -\frac{R_f}{R_1}V_{i1}$ olur.

Şimdi, inverting girişi yok, non-inverting girişi var iken çıkış voltajını yazarsak;



Şekil 8.16 Fark yükseltecinin non-inverting yükselteç olarak çalışması

Faz çevirmeyen yükseltecin çıkış voltajı

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_{i2} \quad \text{dir.}$$

Fakat şekil 8.16'dan görüleceği gibi OP-AMP'ın faz çevirmeyen (+) girişine uygulanan sinyal, R_3 direncinin üzerine düşen voltaj V_x kadardır. V_x voltajı;

$$V_x = I R_3 \Rightarrow I = \frac{V_{i2}}{R_2 + R_3}$$

$$V_x = \frac{V_{i2}}{R_2 + R_3} R_3 \quad \text{olacaktır. Şu anda çıkış voltajı;}$$

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_x$$

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) V_{i2} \quad \text{olur.}$$

Yapılan analiz sonucunda, devrenin çıkış voltajı;

$$V_0 = -\frac{R_f}{R_1} V_{i1} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) V_{i2} \quad \text{bulunur.}$$

Eğer, fark yükseltecinin $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$ olarak seçilirse;

$$V_0 = V_{i2} - V_{i1} \quad \text{olur.}$$

$$\text{Eğer, } R_1 = R_2 \text{ ve } R_3 = R_f \text{ olarak seçilirse } V_0 = \frac{R_f}{R_1} (V_{i2} - V_{i1}) \quad \text{olur.}$$

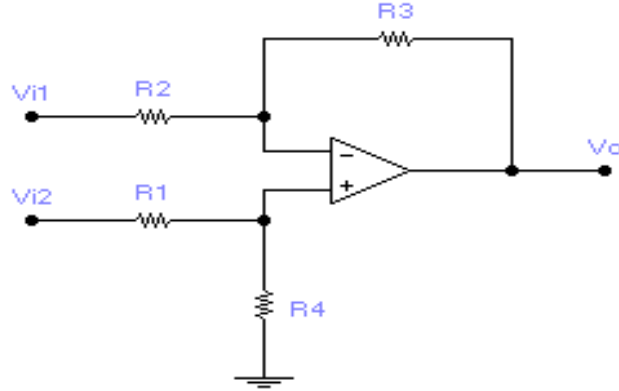
ÖRNEK:1

$R_1 = 200 \text{ K}$, $R_2 = 50 \text{ K}$, $R_3 = 100 \text{ K}$, $R_f = 100 \text{ K}$, $V_{i1} = -3 \text{ V}$, $V_{i2} = +2 \text{ V}$ ise $V_0 = ?$

$$V_0 = -\frac{100}{200}(-3) + \left(1 + \frac{100}{200}\right)\left(\frac{100}{150}\right)2$$

$$V_0 = 3,5 \text{ Volt}$$

ÖRNEK:2



Şekildeki devrenin inverting kazancı -1,5, $R_2 = 12 \text{ K}$, $R_1 = 15 \text{ K}$, $R_4 = 25 \text{ K}$, $V_{i2} = 8 \text{ V}$, $V_0 = 5 \text{ V}$ ise devredeki geri besleme direnci değeri ile V_{i1} değerini bulunuz.

Devrenin inverting kazancı -1,5 olduğuna göre; $A_v = -\frac{R_3}{R_2} \Rightarrow -1.5 = -\frac{R_3}{12K} \Rightarrow R_3 = 18K$ olur.

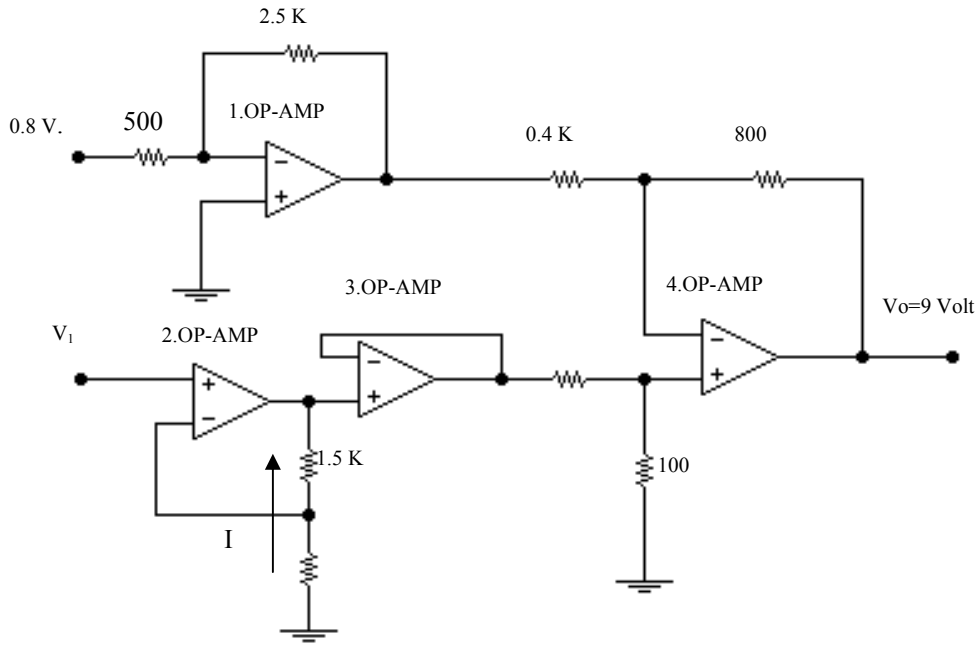
Devredeki R_1 , R_2 , R_3 ve R_4 gibi direnç etiketlerine göre fark yükseltecinin çıkış ifadesinin formülü;

$$V_0 = -\frac{R_3}{R_2}V_{i1} + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\left(\frac{R_4}{R_1 + R_4}\right)V_{i2} \text{ olur.}$$

$$5 = -\frac{18}{12}V_{i1} + \left(1 + \frac{18}{12}\right)\left(\frac{25}{15 + 25}\right)8$$

$$V_{i1} = 5 \text{ Volt}$$

ÖRNEK :3



Şekilde verilen devrede;

- V_1 ile gösterilen giriş voltaj değerini,
- I ile gösterilen akımın değerini hesaplayınız

a)

1.OP-AMP çıkışı,

$$V_{01} = -\frac{2500}{500} 0,8 = -4V$$

2.OP-AMP çıkışı

$$V_{02} = \left(1 + \frac{1500}{500}\right) V_1 = 4V_1$$

3.OP-AMP çıkışı yine $4V_1$ 'dir.

4.OP-AMP çıkışı

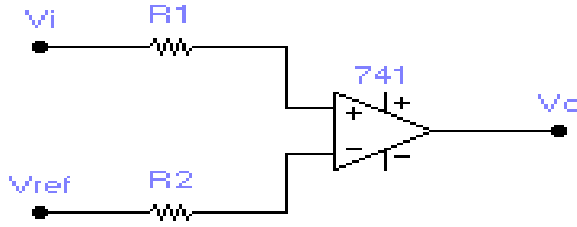
$$V_0 = -\frac{800}{400}(-4) + \left(1 + \frac{800}{400}\right) \left(\frac{100}{200 + 100}\right) 4V_1 \text{ formülünden,}$$

$V_I = 0,25\text{Volt}$ olarak bulunur.

$$b) \quad I = \frac{V_o(2.OP-AMP)}{R_f + R_1} = \frac{0,25 \left(1 + \frac{1500}{500}\right)}{2000}$$

$$I = 500\mu A$$

8.7.6 OP-AMP'IN KARŞILAŞTIRICI OLARAK KULLANILMASI (COMPARATOR)



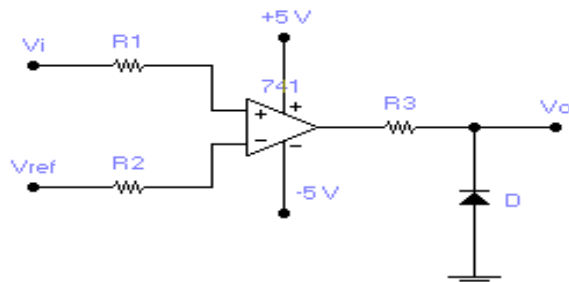
Şekil 8.17 Karşılaştırmacı devre

Şekil 8.17'deki devre (-) girişine uygulanan referans sinyaliyle (V_{ref}), (+) uca uygulanan V_i sinyalini karşılaştırır. İki sinyal arasındaki fark çok küçük olsa dahi 200.000 ile çarpılarak çıkışa aktarılır. Pratikte, açık çevrim kazancını sınırlayan faktör +V, -V besleme voltaj değerleri olduğu için çıkıştan yaklaşık +V, -V gerilim değeri kadar sinyal alınır. Bu devrede;

$V_i > V_{ref}$ olursa, çıkıştan +V,

$V_i < V_{ref}$ olursa, çıkıştan -V değeri alınır.

Eğer, referans girişi OP-AMP'ın (+) giriş ucuna, V_i işareti de (-) giriş ucuna uygulanırsa OP-AMP inverting yükselteç çalışması yapar.

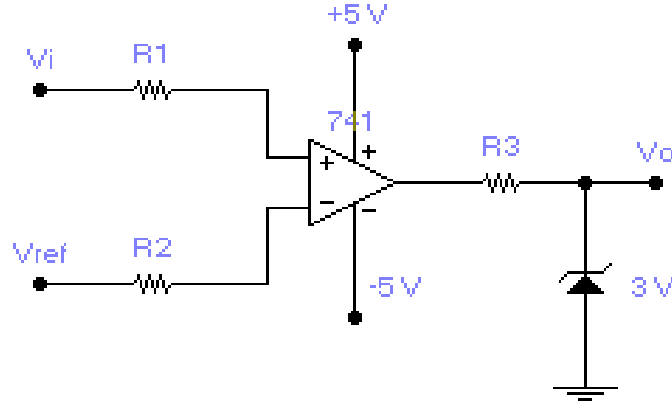


Şekil 8.18 TTL Devreyi süren karşılaştırmacı devre

Karşılaştırıcı devre, bir TTL devreyi sürecektir ise devreye bir diyod eklenir. Şekil 8.18'deki devreye göre;

$V_i > V_{ref}$ olduğunda, $V_0 = +5\text{Volt}$ (diyod yalıtımda),

$V_i < V_{ref}$ olduğunda, $V_0 = -0,6\text{Volt}$ (diyod iletimde) olur.



Şekil 8.19 Zener diyotlu karşılaştırıcı devresi.

Şekil 8.19'daki devrede, OP-AMP çıkışı (+) iken zener diyod doğru biaslanacağı için $V_0 = +3\text{Volt}$ olur. OP-AMP'ın çıkışı (-) olduğunda, zener diyod ters biaslanarak, normal bir diyod gibi çalışır. Çıkıştan $-0,6\text{Volt}$ alınır.

ÖRNEK : 1

Şekil 8.17'deki devrede $V_i = 4\text{Volt}$, $V_{ref} = 2\text{V}$, besleme voltaj değeri $\pm 5\text{Volt}$ olduğuna göre çıkış voltaj değerini bulunuz.

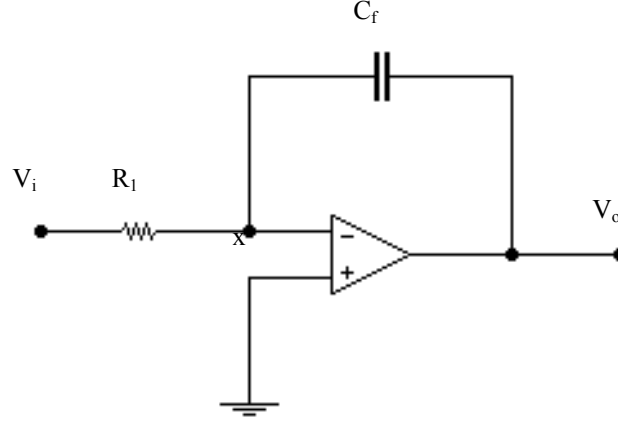
$V_i > V_{ref}$ ($4\text{V} > 2\text{V}$) olduğundan $V_0 = +5\text{V}$ olur.

ÖRNEK : 2

Şekil 8.18'deki devrede $V_i = +4\text{V}$, $V_{ref} = +3\text{V}$, besleme kaynağı voltaj değeri $\pm 5\text{V}$ olduğuna göre çıkış voltaj değerini bulunuz. (diyod silisyumdur)

$V_i > V_{ref}$ ($4\text{V} > 3\text{V}$) olduğundan $V_0 = +5\text{V}$ 'tur.

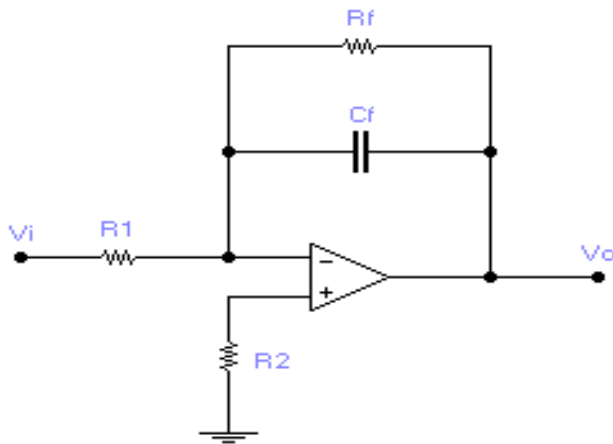
8.7.7 OP-AMP'IN İNTEGRAL ALICI DEVRE OLARAK KULLANILMASI (INTEGRATOR)



Şekil 8.20 İntegral alıcı devre

Bu devre girişine uygulanan sinyalin integralini alır. Matematiksel anlamda integral, bir eğrinin altında kalan alana denk gelir. İntegrator devrenin girişine kare dalga uygulandığında, devrenin çıkışından üçgen dalga elde edilir. Çünkü kare dalganın integrali üçgen dalgadır. Bu devrenin çıkış voltajı;

$$V_0 = -\frac{1}{R_1 C_f} \int_0^t V_i dt \quad \text{dir.}$$



Şekil 8.21 İntegrator devre

Şekil 8.21’de görüldüğü gibi giriş offset geriliminin OP-AMP’ı doyuma götürmesini engellemek için C_f ’e paralel bağlı R_f direnci bağlanır. Giriş polarma akımlarının eşit olmayışından dolayı meydana gelebilecek offset gerilimini ve bu gerilimin etkilerini gidermek amacıyla OP-AMP’ın (+) giriş ucuya şase arasına R_2 direnci bağlanır. $R_2 = R_1//R_f$ ’dir.

İntegral alıcı devrenin, girişine uygulanan sinyalin integralini alabilmesi için;

$$1) \quad f_{\text{giriş}} \geq f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad \text{olmalıdır.}$$

(Girişe uygulanan sinyalin frekansı f_c , kritik frekanstan büyük veya eşit olmalıdır.)

2)Devrenin zaman sabitesi ($\tau = R_1 C_f$) ile girişe uygulanan sinyalin periyodu yaklaşık eşit olmalıdır.

Eğer, devrede bu şartlardan bir veya ikisi sağlanmıyorsa devre girişe uygulanan sinyalin integralini almaz, inverting yükselteç olarak çalışır. Bu haliyle devrenin kazancı $-R_f/R_1$ olur.

ÖRNEK : 1

Şekil 8.21’deki devrede $R_f = 100K$, $C_f = 10nf$, $R_1 = R_2 = 10K$ ’dır. Devrenin girişine 10KHz’lik bir sinyal uygulanırsa, devre integrator olarak çalışır mı?

$$f_c = \frac{1}{2\pi 100.10^3 . 10.10^{-9}} = 159Hz$$

$f_{gr} > f_c$ olduğundan 1.şart sağlanmıştır. Devrenin girişine uygulanan sinyalin periyodu

$T = 1/f = 1/10.000 = 0,1ms$ ’dir. Devrenin girişine uygulanan sinyalin periyodu ile devrenin zaman sabitesi birbirine eşittir. İki şart sağlandığına göre devre integrator olarak çalışır.

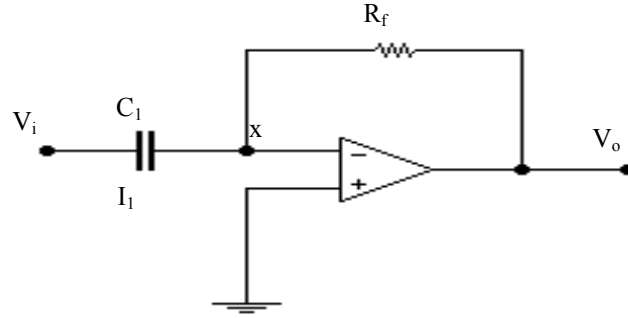
ÖRNEK : 2

$R_f = 5K$, $C_f = 0,1nf$, $R_1 = 10K$, olan bir devrenin girişine 100KHz’lik bir sinyal uygulanmaktadır. Devrenin integrator olarak çalışıp çalışmadığını tespit ediniz.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-9}} = 318,47 \text{ KHz}$$

$f_{gr} > f_c$ olmadığı için devre integrator olarak çalışmaz. (2.şarta bakmaya gerek yoktur)

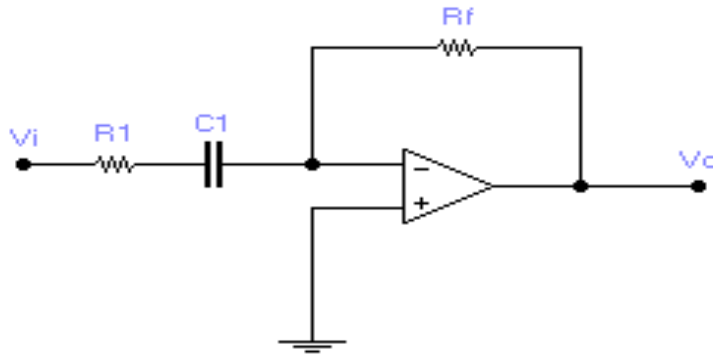
8.7.8 OP-AMP'IN TÜREV ALICI DEVRE OLARAK KULLANILMASI (DIFFERENTIATOR)



Şekil 8.22 Türev alıcı

Girişine uygulanan sinyalin türevini alır. Girişe üçgen dalga uygulandığında çıkıştan kare dalga, kare dalga uygulandığında ise çıkışından sivriltilmiş dalga elde edilir. Çıkış voltajı;

$$V_0 = -R_f \cdot C_1 \cdot \frac{dV_i}{dt} \quad \text{dir.}$$



Şekil 8.23 Pratikte kullanılan türev alıcı

Şekil 8.22'deki devre pratik uygulamalarda kullanmaya elverişli değildir. Çünkü, C_1 kondansatörü yüksek frekanslı giriş sinyallerinde kısa devre özelliği göstererek, üzerindeki gerilim düşümü en az seviyede olur ve yükseltecin kazancı artar. Yüksek frekanslı giriş sinyallerinde çıkış maksimum seviyeye ulaşır. V_i girişinde gürültü mevcut ise devre gürültünün yüksek frekans bölümünü olduğu gibi yükseltir. Bu istenmeyen durumu engellemek için şekil 8.23'te görüldüğü gibi girişe R_1 direnci eklenir. Böylece, devre kazancına yüksek frekanslarda R_f / R_1 oranı gibi bir sınırlama getirilir.

Türev alıcının, girişine uygulanan sinyalin türevini alabilmesi için;

$$1) f_{\text{giriş}} \leq f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad \text{olmalıdır.}$$

(Girişe uygulanan sinyalin frekansı, f_c kritik frekanstan küçük veya eşit olmalıdır.)

2) Devrenin zaman sabitesi ($\tau = R_f \cdot C_1$) ile girişe uygulanan sinyalin periyodu birbirine yaklaşık eşit olmalıdır.

ÖRNEK:1

Bir türev alıcı devrede, $R_f = 10K$, $C_1 = 10nf$, $R_1 = 1K$ 'dir. Devre, girişine uygulanan $1KHz$ 'lik sinyalin türevini alabilir mi?

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 1592Hz$$

$f_{\text{giriş}} \leq f_c$ olduğundan 1.şart sağlanmıştır. Devrenin zaman sabitesi $\tau = R_f \cdot C_1 = 1ms$, devrenin girişine uygulanan sinyalin periyodu, $T_{gr} = \frac{1}{f_{gr}} = 1ms$ 'dir. Devrenin girişine uygulanan sinyalin periyodu ile devrenin zaman sabitesi birbirine eşittir.

İki şart sağlandığına göre, devre türevleyici olarak çalışır.

ÖRNEK:2

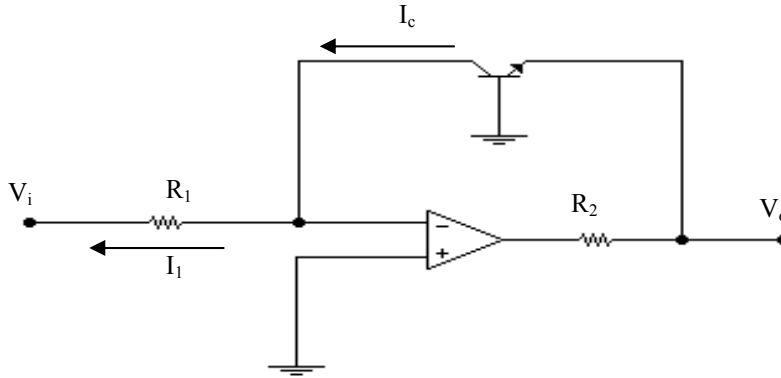
Bir türevleyici devrede $R_f = 50K$, $R_1 = 5K$ 'dir. Devrenin girişine $50KHz$ 'lik üçgen dalga uygulandığında, devrenin türevleyici olarak çalışabilmesi için gerekli kapasite değerini bulunuz.

$$\tau_{\text{giriş}} = R_f C_1 \Rightarrow \frac{1}{50.10^3} = 50.10^3 . C_1 \Rightarrow C_1 = 400 \text{ pf}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi . R_1 . C_1} = \frac{1}{2\pi . 5000 . 400 . 10^{-12}} = 80 \text{ KHz}$$

$f_{\text{giriş}} \leq f_c$ olduğundan devre türevleyici olarak çalışır.

8.7.9 OP-AMP'IN LOGARİTMİK YÜKSELTEÇ OLARAK KULLANILMASI



Şekil 8.24 Logaritmik yükselteç

Bu tip özel yükselteçler, analog bilgisayarlarda matematiksel işlemleri gerçekleştirmede kullanılır. Bu yükselteç, aynı zamanda inverting özelliğindedir. Geri besleme elemanı olarak transistör kullanılır. Transistör'ün B-E ekleminden faydalanılarak logaritma işlemi yapılmaktadır. Çıkış voltajı;

$$V_0 = V_{BE} = 60mV . \log \frac{I_c}{I_0} \quad \text{olmaktadır.}$$

I_0 değeri sabit olup, oda sıcaklığında 10^{-13} A değerindedir.

ÖRNEK : 1

Logaritmik yükselteç devresinde $R_1 = R_2 = 1,2 \text{ K}$ 'dır.

- $V_i = 120 \text{ mV}$ olduğunda çıkış voltaj değerini,
- $V_i = 1,2 \text{ mV}$ olduğunda çıkış voltaj değerini bulunuz.

$$a) V_0 = 60mV \cdot \log \frac{I_c}{I_0} \quad , \quad I_c = \frac{V_i}{R_1} = \frac{0,12V}{1,2K} = 0,1mA$$

$$V_0 = 60mV \cdot \log \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{10^{-13}} = 60mV \cdot \log 10^9$$

$$\log 10^9 = 9 \cdot \log 10 = 9 \quad \text{olduğundan;}$$

$$V_0 = 60mV \cdot 9 = 540mV$$

$$a) I_c = \frac{V_i}{R_1} = \frac{1,2V}{1,2K} = 1mA$$

$$V_0 = 60mV \cdot \log \frac{10^{-3}}{10^{-13}} = 60mV \cdot \log 10^{10}$$

$$V_0 = 60mV \cdot 10 \cdot \log 10 = 600mV$$

Giriş gerilimi 10'ar kat arttırıldığı halde çıkışta 60mV'luk artışlar olmuştur.

ÖRNEK:2

Logaritmik yükselteç devresinde, direnç değerleri 100K, çıkış gerilimi 0,3Volt ise giriş voltajının değerini hesaplayınız.

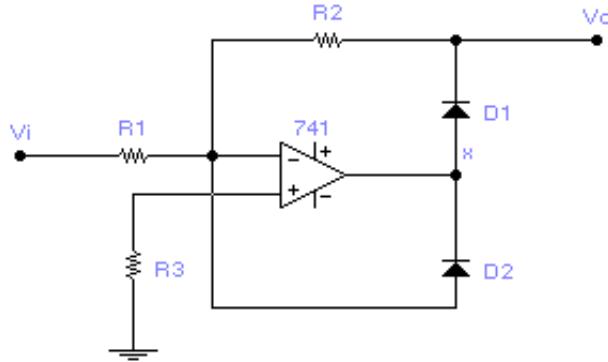
$$V_0 = 60mV \cdot \log \frac{I_c}{I_0} \Rightarrow 300mV = 60mV \cdot \log \frac{I_c}{10^{-13}}$$

$$5 = \log \frac{I_c}{10^{-13}} \Rightarrow \frac{I_c}{10^{-13}} = 10^5 \Rightarrow I_c = 10^{-8}A$$

$$V_i = I_c \cdot R_1 = 10^{-8} \cdot 100 \cdot 10^3 = 1mV$$

8.7.10 OP-AMP'IN YARIM DALGA DOĞRULTMAÇ OLARAK KULLANILMASI

Bilindiği gibi doğrultma işlemini yapan eleman diyottur. Germanyum diyodun eşik gerilimi 0,2V, silisyumun ise 0,6V'tur. Dolayısıyla, genliği 0,6V civarında veya daha küçük işaretler diyod ile doğrultulamazlar. Doğrultulacak sinyalin genliği 0,6V'tan fazla olsa bile yapılan doğrultma hassas olmaz.



Şekil 8.25 Hassas yarım dalga doğrultmaç

Hassas bir şekilde yarım dalga doğrultma işlemini gerçekleştirmek için şekil 8.25'deki gibi bir OP-AMP'lı devre kullanılır.

Devre, faz çeviren karşılaştırıcı yapısında olduğu için;

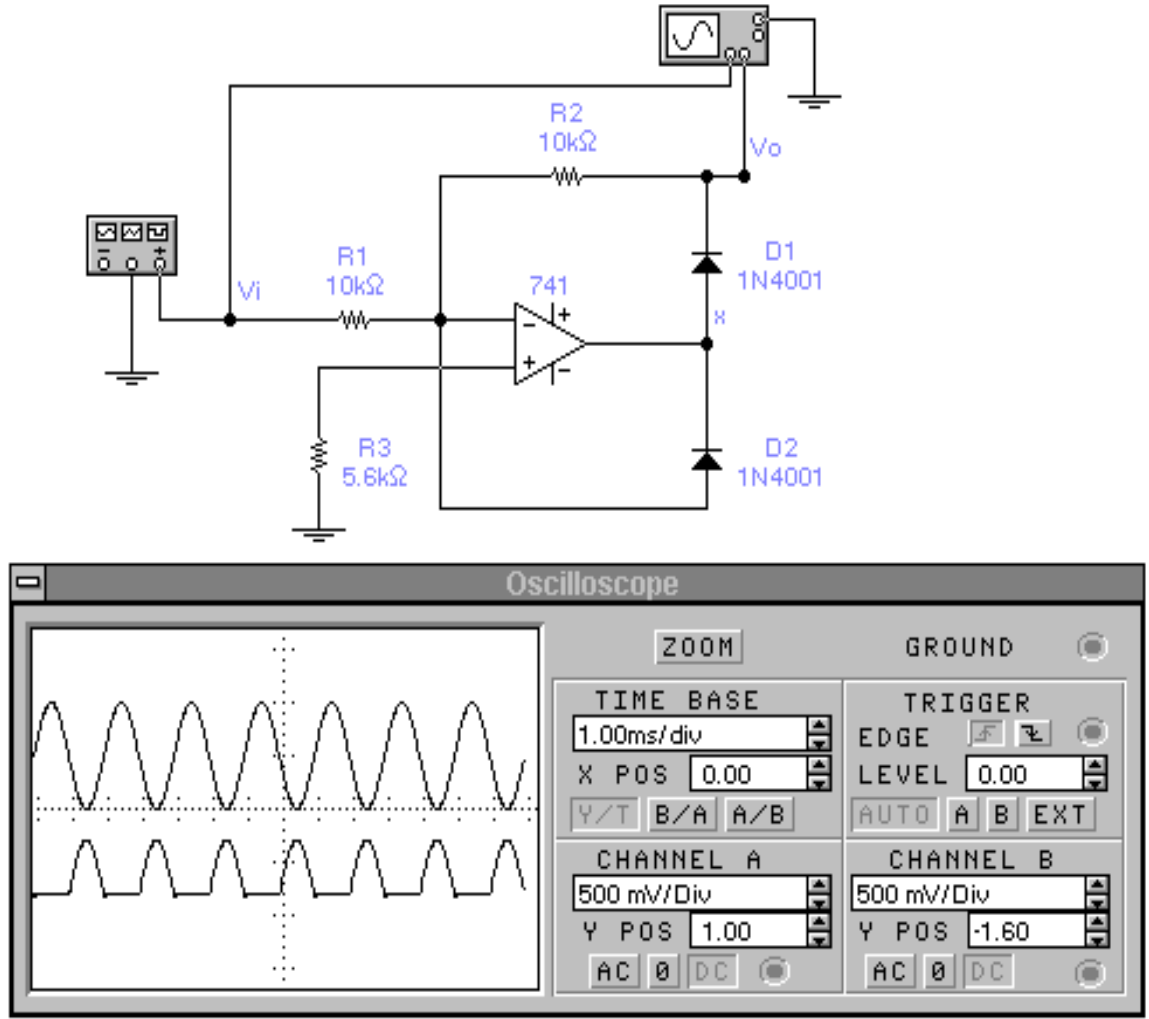
$$V_i > V_{ref} \Rightarrow V_x = -V$$

$$V_i < V_{ref} \Rightarrow V_x = +V \text{ dir.}$$

Giriş sinyalinin (+) alternansında çıkış (-) olur. x noktasındaki potansiyel 0'dan küçük ($V_x < 0$) olur. Böylece D_1 'in anoduna (-) geldiği için yalıtımda, D_2 'nin katoduna (-) geldiği için iletimdedir. D_2 iletme geçince çıkıştan girişe negatif geri besleme olur. OP-AMP'ın faz çeviren girişi yaklaşık 0Volt olduğundan (+) uç şaseye bağlı) x noktasında -0,6Volt görülür.

Girişin (-) alternansında çıkış 0'dan büyük olur ($V_x = +V$). Böylece D_1 iletken, D_2 yalıtkandır. D_1 'in iletme geçmesiyle R_2 üzerinden devrenin girişine geri besleme yapılır. Kazanç R_2 / R_1 kadardır. OP-AMP, inverting modda çalıştığından, çıkıştan giriş ile ters fazda, aynı genlikte bir sinyal alınır.

Devre, girişine uygulanan sinyalin sadece (-) alternansını geçirmekte ve fazını ters çevirerek çıkışta pozitif alternanslar meydana getirmektedir.

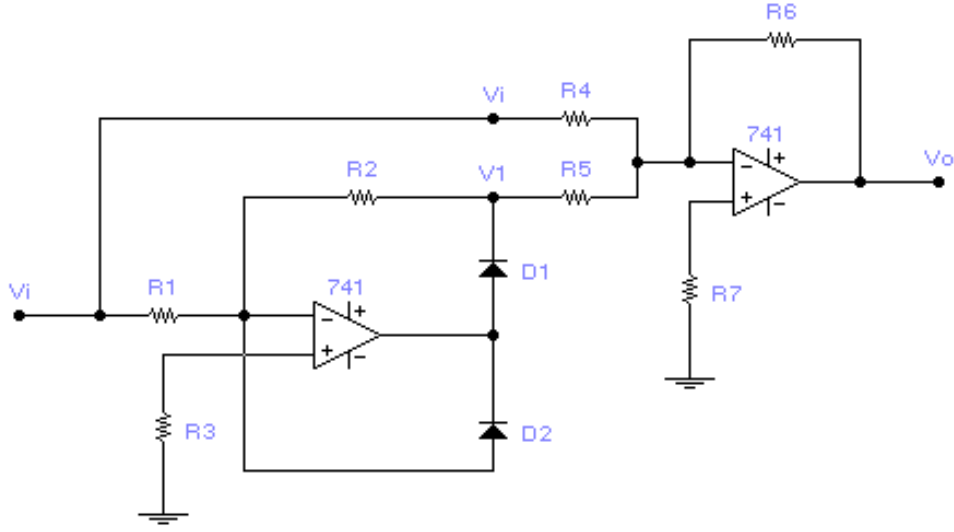


Şekil 8.26 Yarıml dalga doğrultmaç uygulaması

OP-AMP ile girişe uygulanan μV seviyesindeki sinyalleri doğrultmak mümkündür. Normal diyotlarla yapılan doğrultmaçlarda diyodun eşik gerilimi (0,2 V – 0,6 V) üzerindeki sinyaller doğrultulur.

Şekil 8.26'daki devrenin girişine işaret jeneratörü vasıtasıyla 500 mV tepe değerli ve 500 Hz frekanslı bir sinyal uygulanmıştır. Osilaskobun A kanalına giriş sinyali, B kanalına çıkış sinyali uygulanmıştır. Bu haliyle devre, pozitif çıkışlı yarıml dalga doğrultmaç devresidir.

8.7.11 OP-AMP'IN TAM DALGA DOĞRULTMAÇ OLARAK KULLANILMASI



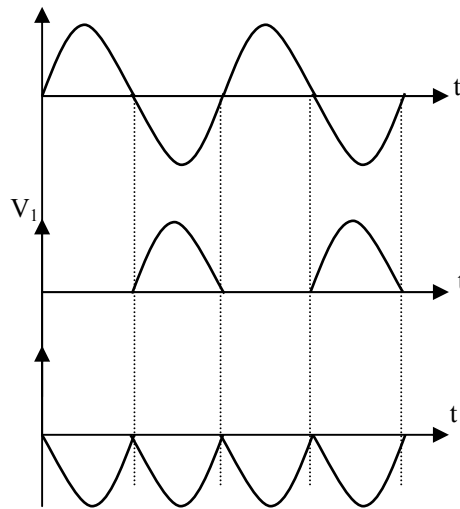
Şekil 8.27 OP-AMP'lı hassas tam dalga doğrultmaç

Şekil 8.27'deki devrede 1. OP-AMP yarım dalga doğrultmaç, 2. OP-AMP ise toplayıcı olarak görev yapar.

V_i sinyalinin negatif alternansları doğrulamakta ve pozitif olarak V_1 sinyali 1. OP-AMP çıkışına aktarılmaktadır. Bu sırada $A_v = 1$ 'dir. 2. OP-AMP'ın (-) ucuna hem V_i ve hem de V_1 sinyalleri gelmektedir. Uygulamalarda $R_4 = 2 R_5$ olarak seçilir. V_i 'nin (+) alternanslarında $V_1 = 0$ 'dır. $V_0 = -V_i$ olur ($R_4 = R_6$). $R_6 = 2 R_5$ olduğundan;

$V_0 = -(2 V_1 + V_i)$ olur. $V_1 = V_i$ olduğundan;

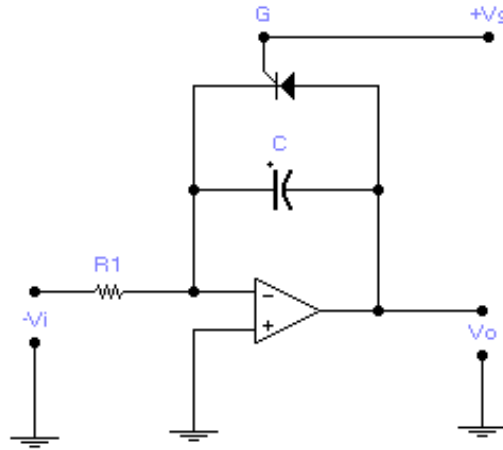
$V_0 = -(-2V_i + V_i) = V_i$ olur.



Şekil 8.28 Tam dalga doğrultmacı ait dalga şekilleri

(-) Alternans girişinde, (-) işaret 2. OP-AMP'ın (-) girişine direkt olarak uygulanır. 1. OP-AMP çıkışından ise pozitif ve iki defa yükseltilmiş alternans aynı anda uygulanır. OP-AMP, (-) girişine uygulanan iki voltajın farkını yükseltir. Çıkış negatif bir alternanstır. Şekil 8.28'de ise bu devreye ait V_i , V_1 ve V_0 dalga şekilleri görülmektedir.

8.7.12 OP-AMP'IN GERİLİM KONTROLLÜ OSİLATÖR OLARAK KULLANILMASI



Şekil 8.29 OP-AMP'lı gerilim kontrollü osilatör

DC çıkış voltajı ile kontrol edilebilen osilatörlere, gerilim kontrollü (VCO-Voltage Controlled Oscillator) adı verilir.

Şekil 8.29'daki devre, V_i giriş voltajı ile frekansı kontrol edebilen bir testere dişi jeneratördür. Temel olarak bu devre integral alıcı bir devredir. Negatif geri besleme hattında bir kondansatör ve ona paralel bağlı bir SCR kullanılmıştır. SCR, on-off anahtarlamaı gerçekleştirir. Gate voltajı belli bir eşik voltajını aştıktan sonra iletme geçer. Altında ise SCR yalıttımdadır. Çıkışta meydana gelen testere dişi dalganın periyodu;

$$T = \frac{V_g}{V_i} \cdot R \cdot C \quad \text{dir.}$$

ÖRNEK:

$V_g = +4V$, $C = 10\text{nf}$, $R_1 = 10K$, $V_i = -4V$ olan gerilim kontrollü osilatör devresinin çıkışından alınan sinyalin frekansını bulunuz.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_i}{V_g \cdot R \cdot C} = \frac{4}{12 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 3,33\text{KHz}$$

8.7.13 OP-AMP' IN ALÇAK GEÇİREN FİLTRE OLARAK KULLANILMASI

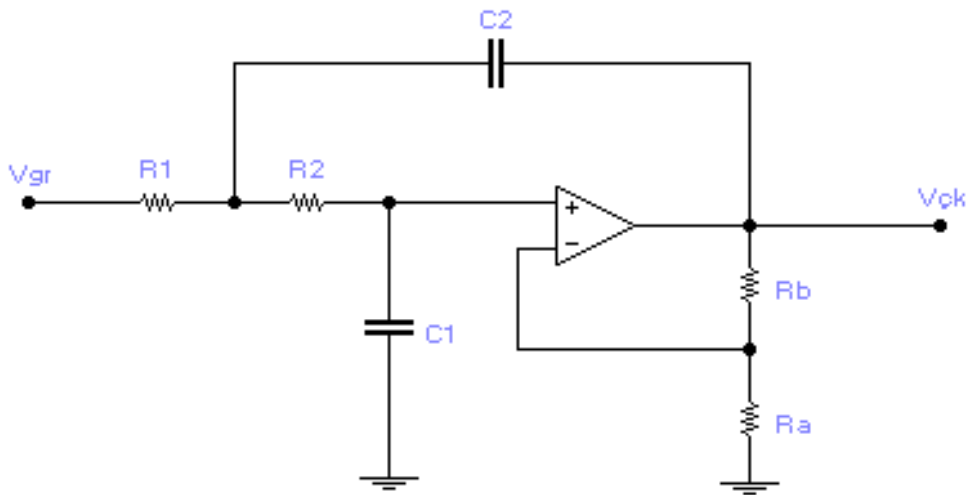
Sadece R, C ve OP-AMP kullanarak filtre devreleri yapmak mümkündür. Bu tip fitrelere “*Aktif Filtre*” denir. Sadece kondansatör ve self kullanarak yapılan fitrelere “*Pasif Filtre*” denir.

Aktif filtrelerin, pasif fitrelere göre üstünlükleri şunlardır:

1. Aktif filtrelerde, filtrenin geçirgen olduğu frekanslarda herhangi bir zayıflama olmaz. Çünkü, aktif filtre yapısındaki OP-AMP, bu işaretleri yükselterek çıkışa aktarır. Pasif fitrelerde, devrenin geçirgen olduğu frekanslarda azda olsa bir zayıflama olmaktadır.
2. Aktif filtre devrelerinde bobin kullanılmadığından hem ucuz hem de kolay bir şekilde oluşturulabilir.
3. Aktif filtrelerin giriş empedansı yüksek, çıkış empedansı düşük olduğundan, giriş ve çıkışına bağlanan devreleri etkilemez.

Aktif filtrelerin, pasif fitrelere göre sakıncaları şunlardır:

1. Pasif filtre devreleri besleme kaynağına ihtiyaç duymadıkları halde aktif filtrelerde, OPAMP'tan dolayı kaynak gerilimi gerekir.
2. Aktif filtre yapısındaki OP-AMP' ın band genişliği sınırlı olduğundan her frekansta filtre yapmak güçtür.



Şekil 8.30 Alçak geçiren filtre

Şekil 8.30'daki OP-AMP non-inverting yapısındadır. Devrenin kesim frekansı;

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1.R_2.C_1.C_2}} \quad \text{dir. } R_1=R_2 \text{ ve } C_1=C_2 \text{ alınırsa;}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi.R_1.C_1} \quad \text{olur.}$$

Aktif filtrenin geçiren olduğu bölgede frekans karakteristiğinin düzgün olabilmesi için OP-AMP kazancının 1,58 olması gerekir. Buna göre;

$$A_v = 1 + \frac{R_b}{R_a} = 1,58' \text{ dir. Buradan, } \frac{R_b}{R_a} = 0,58 \text{ olarak bulunur.}$$

ÖRNEK:

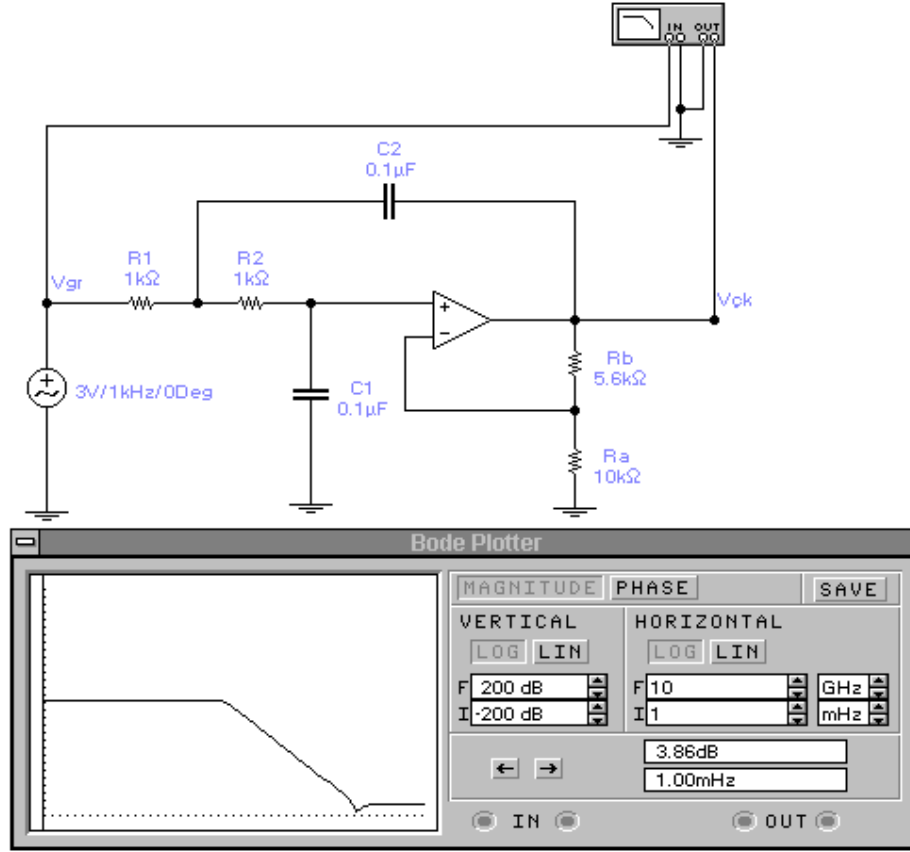
Alçak geçiren filtre devresinde, $R_1 = R_2 = 1 \text{ K}$, $C_1 = C_2 = 0,1 \mu\text{F}$, $R_a = 10 \text{ K}$, $R_b = 5,6 \text{ K}$ olduğuna göre,

- Devrenin kesim frekansı ne olur?
- Bu devre hangi frekans değerleri arasını geçirir?
- Geçiren olduğu bölgede frekans karakteristiği düzgün müdür

$$\text{a) } f_c = \frac{1}{2\pi.R_1.C_1} = \frac{1}{2\pi.10^3.0,1.10^{-6}} = 1,6 \text{ KHz.}$$

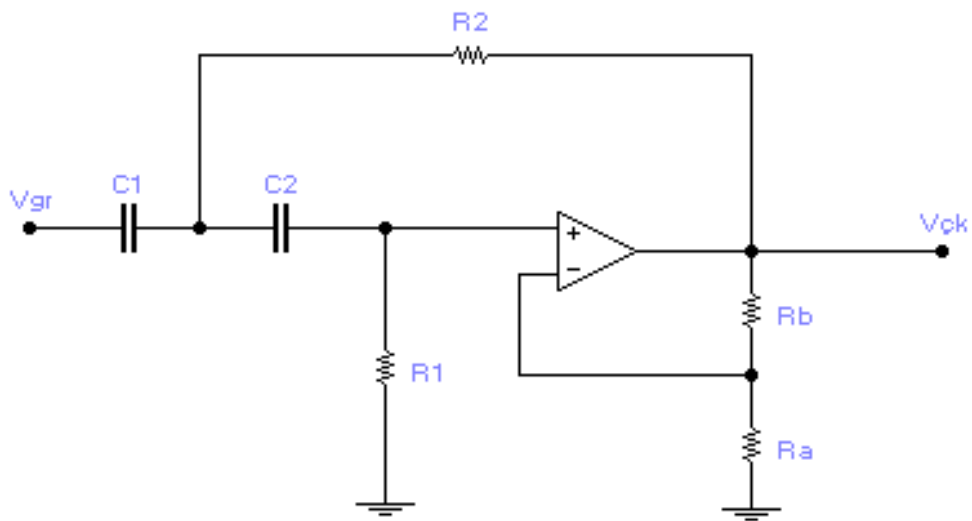
b) 0-1,6 KHz. arası frekansları geçirir.

$$\text{c) } \frac{R_b}{R_a} = \frac{5,6}{10} = 0,56 \cong 0,58 \text{ olduğuna göre filtrenin frekans karakteristiği düzgündür.}$$



Şekil 8.31 Alçak geçiren filtrenin EWB programında uygulanması

8.7.14 OP-AMP' IN YÜKSEK GEÇİREN FİLTRE OLARAK KULLANILMASI



Şekil 8.32 Yüksek geçiren filtre

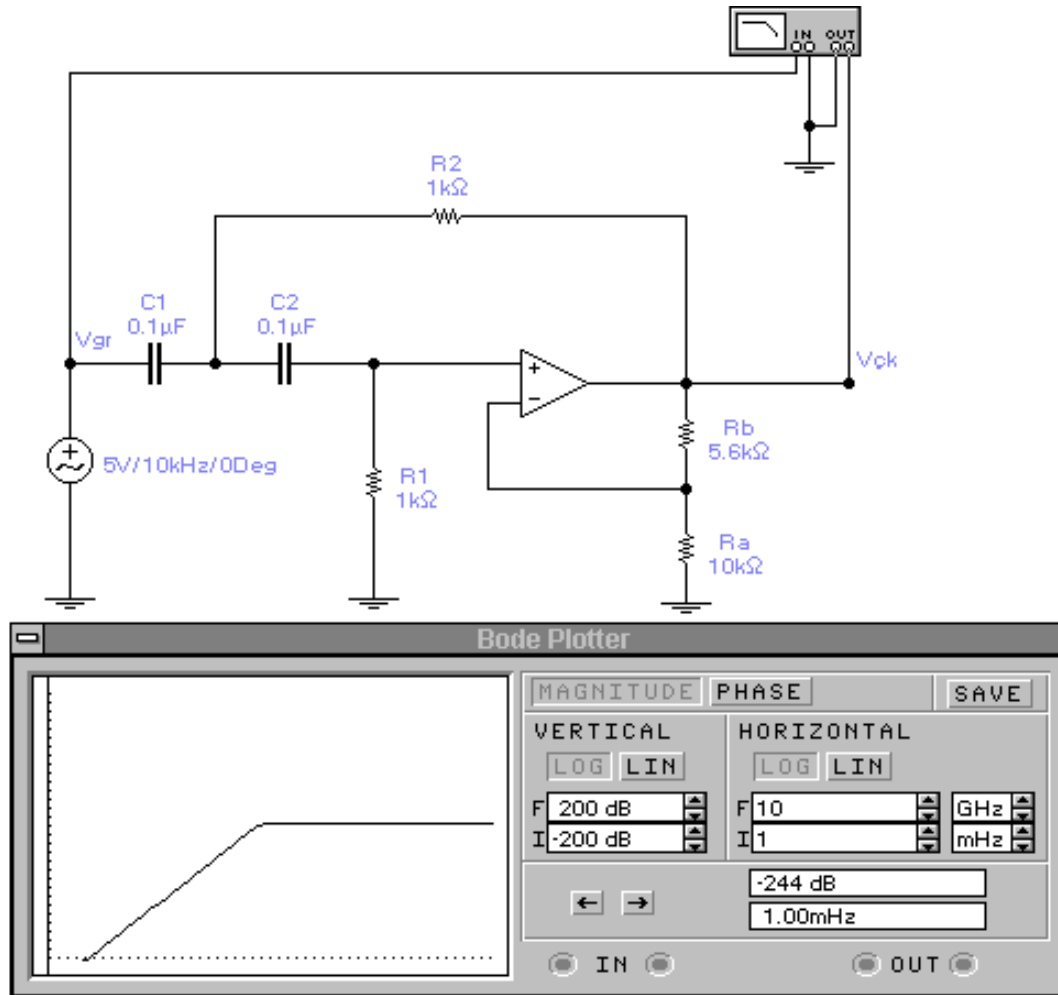
Yüksek geçiren filtre, alçak geçiren filtre devresindeki R ve C' lerin yer değiştirilmesiyle elde edilir. İstenen frekans değerinin üstündeki frekans değerlerini geçirir, altındakileri ise bastırır. Formüller, alçak geçiren filtre devresi ile aynıdır.

ÖRNEK:1

$R_1=R_2=1\text{ K}$, $C_1=C_2=0,1\text{ }\mu\text{F}$ olan yüksek geçiren filtre devresi hangi frekansları geçirir?

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 1,6\text{ KHz.}$$

Bu devre 1,6 KHz.in üzerindeki sinyalleri geçirir.



Şekil 8.33 Yüksek geçiren filtrenin EWB programında uygulanması

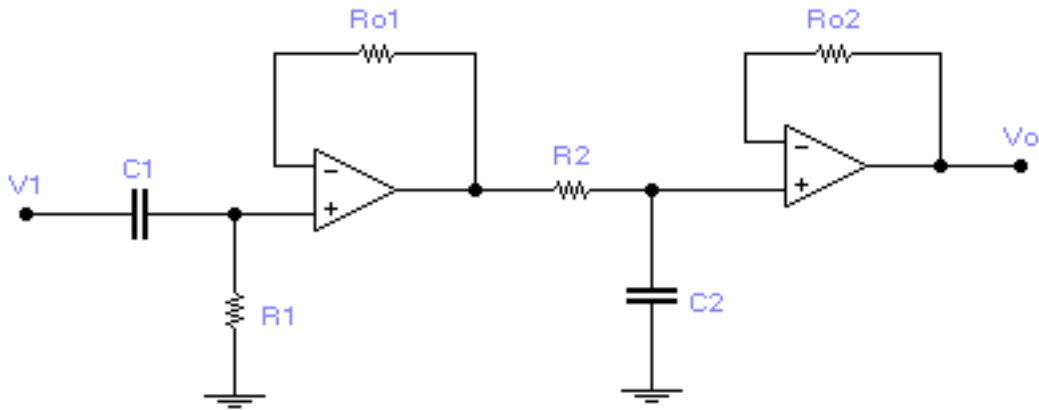
ÖRNEK:2

Bir OP-AMP ile yapılan devrenin 10 KHz'in üzerindeki sinyalleri geçirmesi ve altındakileri bastırması istenmektedir. Devrede kullanılan filtre direnç değerleri birbirine eşit olup 5 K' dır. Devrede kullanılan ve eşit değerde bulunan filtre kondansatörlerinin değerini bulunuz. ($\pi = 3$)

$$f_c = \frac{1}{2.3.5.10^3 C} = 10.10^3$$

$$C = \frac{1}{30.10^3 10.10^3} = \frac{1}{3.10^8} = 3,3 \text{ nF}$$

8.7.15 OP-AMP' IN BAND GEÇİREN FİLTRE OLARAK KULLANILMASI



Şekil 8.34 Band geçiren filtre

Şekil 8.34' te iki katlı bir band geçiren filtre gösterilmiştir. İlk katı yüksek geçiren bir filtre olup, ikinci katı alçak geçiren bir filtredir ve ikisinin birlikte çalışması, istenen band geçiren filtre tepkisini verir. Devrenin kesim frekansları;

$$f_{c,L} = \frac{1}{2\pi.R_1.C_1}, \quad f_{c,H} = \frac{1}{2\pi.R_2.C_2} \quad \text{formülleri ile bulunur.}$$

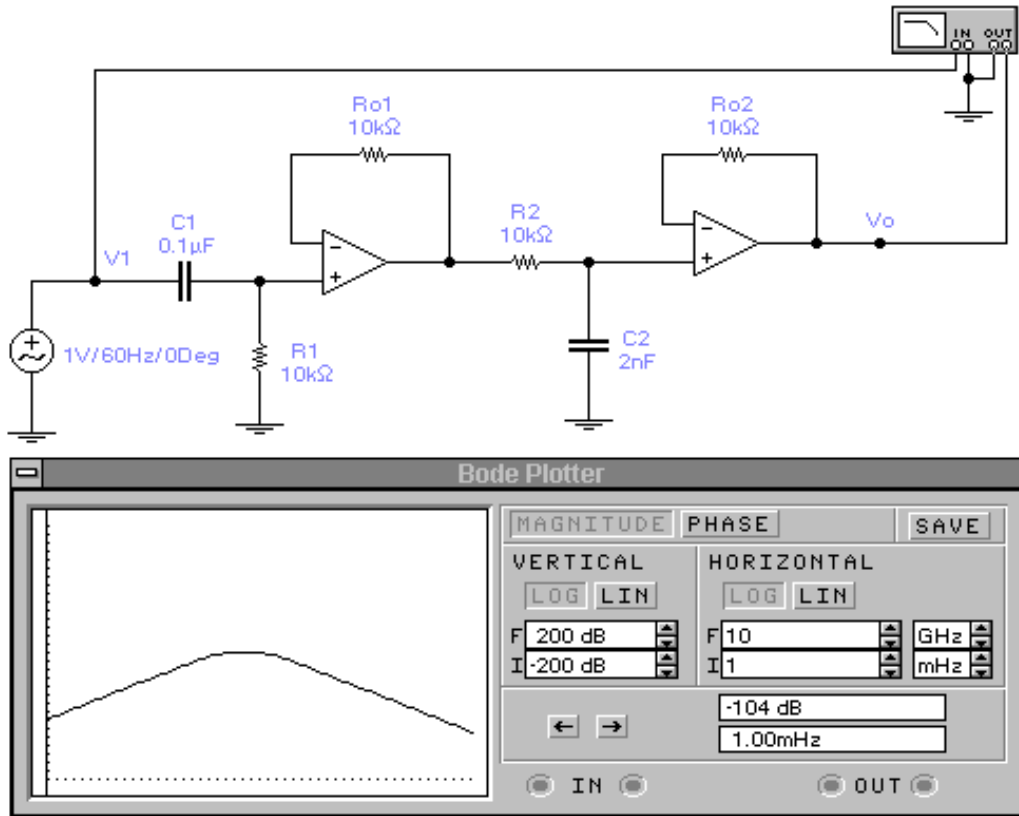
ÖRNEK:1

$R_1 = R_2 = 10\text{ K}$, $C_1 = 0,1\text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 2\text{ nF}$ olan band geçiren filtre hangi frekans değerleri arasındaki sinyalleri geçirir ?

$$f_{c,L} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 159,15\text{ KHz.}$$

$$f_{c,H} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-9}} = 7,96\text{ KHz.}$$

Bu filtre devresi; 159,15 KHz. ile 7,96 KHz. arasındaki sinyalleri geçirir.



Sekil 8.35 Band geçiren filtrenin EWB programında uygulanması

8.8 OP-AMP PARAMETRELERİ

Giriş Offset Gerilimi (V_{io}): OP-AMP' ın (+) ve (-) girişleri arasında ideal olarak 0 volt olması gerekir. Ancak, pratikte giriş uçlarının bağlı oldukları transistörlerin tam uyum içinde olmamaları nedeni ile giriş uçları arasında, çok küçükte olsa bir offset gerilimi oluşur.

Giriş Polarma Akımı (I_b): Her iki girişten OP-AMP devresine akan akımların ortalama değeridir.

Giriş Offset Akımı (I_{io}): $V_o=0$ olduğunda her iki giriş polarma akımı arasındaki farktır.

Giriş Empedansı (Z_i): Girişlerden birinden bakıldığında, diğeri topraklanmış durumda iken görülen empedanstır ve değeri çok yüksektir.

Çıkış Empedansı (Z_o): Çıkıştan bakıldığında görülen düşük değerdeki empedanstır.

Çıkış Kısa Devre Akımı (I_{osc}): OP-AMP devresinden çekilebilecek max akımdır.

Açık Çevrim Kazancı (A_{vo}): OP-AMP devresine dışardan herhangi bir geri besleme sağlanmadığı zamandaki, çıkış geriliminin giriş gerilimine oranına denir.

Ortak Mod Tepki Oranı (*Common Mode Rejection Ratio-CMRR*): OP-AMP devresinin, her iki girişine de ortak olan işareti kabul etmeme özelliğidir. Her iki girişe aynı anda uygulanan işaretin, çıkış işaretine oranına (dB cinsinden) eşittir.

BÖLÜM IX

DALGA MEYDANA GETİRME USULLERİ

9.1 DALGA MEYDANA GETİRME USÜLLERİNE GİRİŞ

Dalga üreteçleri birkaç hertzden, birkaç gigahertze kadar sinyalleri meydana getirirler. Çıkışlarında sinüsoidal, kare, dikdörtgen, testere dişi gibi dalga şekillerini oluşturan dalga üreteçleri birçok devrelerde kullanılırlar.

Dalga üreteçlerine *osilatör* denir. Aslında bir osilatör, kendi giriş sinyalini kendi temin eden bir yükselteçtir.

9.2 DALGA ÜRETEÇLERİNİN SINIFLANDIRILMASI

Dalga üreteçleri, çıkış dalga şekillerine göre sinüsoidal ve sinüsoidal olmayan osilatörler olarak iki geniş kategori içinde sınıflandırılır.

Sinüsoidal bir osilatör, çıkışında sinüs dalga şekli oluşturur. Burada, çıkış genliğinin sabit olması arzu edilir. Alçak frekans osilatör tiplerinde frekans tespit edici devre için direnç ve kondansatör kullanılıyorsa *R-C osilatör* olarak adlandırılır. Bu tip osilatörler, alçak frekanslı sinüsoidal sinyal ürettiği için ses frekans sahasında kullanılırlar.

L-C osilatörlerde, frekans tespit edici olarak bobin ve kondansatör kullanılır. L-C osilatörlerde yüksek frekanslı sinyaller elde edilir ve alıcı-verici gibi devrelerde kullanılırlar.

Diğer tip osilatörler ise *kristal kontrollü osilatör* olup bunlar frekans kararlılığının en iyi olduğu osilatördür. Ses frekansın ortasından, radyo frekans sahasının tamamında kullanılırlar.

Sinüsoidal olmayan osilatörler; kare, dikdörtgen veya testere dişi gibi kompleks dalga şekillerini meydana getirirler. Sinüsoidal olmayan osilatörlerin çıkışları genellikle ani bir değişme belirlediği için bu tip osilatörlere *relaksasyon osilatörü* denir. Relaksasyon (Relaxtion) osilatörü, bir bobin veya kondansatörün bir direnç üzerinden yavaş yavaş şarj ve hızla deşarj olmasıyla sinüsoidal olmayan bir sinyali üreten osilatördür.

Kare dalga üreten *multivibratörler* ve testere dişi üreten osilatörler, sinüsoidal olmayan osilatörler sınıfına girer.

9.3 OSİLASYON İÇİN GEREKLİ ŞARTLAR

Paralel bobin ve kondansatörlerden oluşan devreye **tank devresi** adı verilir. Bir tank devresinden osilasyon (salınım) elde edilebilir.

Bir kondansatörü, DC bir bataryaya tam olarak şarj ettikten sonra bir bobine paralel bağlayalım. Şu anda kondansatör kaynak görevini görür. Kondansatör, bobin üzerinden deşarj oldukça, bobinden akan akım, bobin etrafında manyetik alan oluşturur. Kondansatör, üzerindeki potansiyeli, bobine manyetik alan oluşturarak aktarmıştır.

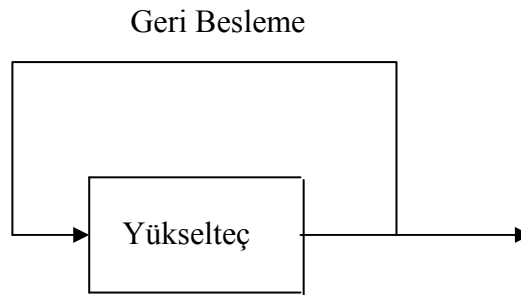
Kondansatör, tam olarak deşarj olduktan sonra bobin üzerindeki manyetik alan çökmeye başlar. Manyetik alan tamamen çökünceye kadar akım devamlı akacak ve kondansatör bir önceki durumuna göre ters yönde şarj olacaktır. Devrede, elemanları birbirine irtibatlandırmada kullanılan iletken tellerin az da olsa bir direnci olduğundan, şu andaki kondansatörün üzerindeki şarj miktarı, bir öncekine göre daha az miktarda olacaktır.

Olaylar böyle devam ederse tank devresi uçlarından gittikçe sıfıra ulaşan bir salınım elde edilir. Sıfıra ulaşmasının nedeni, devredeki direnç değeridir.

Sönümsüz bir sinüsoidal dalga, devrede direncin bulunmadığını, iletken tellerin direncinin sıfır olduğu ideal bir ortamda elde edilir. Gerçekte varolan böyle bir dahili direncin, tank devresinden elde edilen sinüsoidal sinyalin sönmesine ve giderek sıfıra gitmesine sönüm (damping) denir.

Osilasyonların devamlılığını sağlamak için gerekli şartlar; **Yükseltme, Geri Besleme ve Frekans Tespit Edici Devre**'dir.

Bir osilatör, kendisine giriş sinyali temin eden bir yükselteçtir. Bir osilatörden istenen, sabit genlikte ve belli bir frekansta dalga şekli meydana getirmektir.



Şekil 9.1 Temel osilatör blok diyagramı

Bir yükselteçte olduğu gibi bir osilatörün de yükseltme yapabilmesi için güç kaynağına ihtiyaç vardır. Yükseltilecek sinyalin gücü, girişten çıkışa doğru meydana geldiğinden çıkışın bir kısmı şekil 9.1’de görüldüğü gibi giriş olarak kullanılmak üzere geriye beslenmelidir.

Devre kayıplarının önüne geçebilmek ve osilasyonların devamlılığı için kullanılması gereken geri besleme pozitif geri besleme olmalıdır.

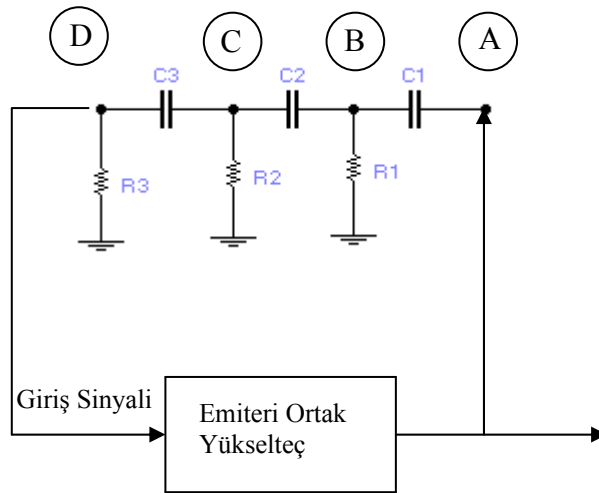
Bir osilatörün önceden belirlenecek bir frekansta osilasyon yapabilmesi için bir frekans tespit ediciye ihtiyaç vardır. Bu frekans tespit edici, aslında filtre devresi olup istenen sinyalleri geçirip istenmeyenleri bastırır.

Osilatör çıkışındaki sinyalin, genlik ve frekansının sabit tutulabilmesi için, osilatör devresindeki yükseltecin, çıkış yükü ve pozitif geri besleme için yeterli kazancı sağlaması gerekir. Genellikle güç kazancının büyük olması, giriş ve çıkış empedansının birbirine kolayca uydurulabildiği tertip olarak emiteri ortak bağlantı olarak kullanılır.

9.4 SİNÜSOİDAL DALGA ÜRETEÇLERİ

Sinüsoidal sinyal üreten osilatör devrelerinde, frekans tespit edici olarak R-C devresi ve kristal kullanılır. Eğer, frekans tespit edici olarak R-C devresi kullanılırsa, osilatörden alçak frekanslı sinüs sinyali elde edilir. Frekans kararlılığının en iyi olduğu osilatörler ise kristal kontrollü osilatörlerdir. Alıcı ve verici devrelerde kullanılan osilatörlerin frekans kararlılığının çok iyi olması istenir.

R-C osilatörler 20 Hz - 20 KHz arasındaki ses frekans sahasında kullanılmak üzere sinüs sinyali üretirler. Frekans tespit edici olarak direnç ve kondansatörler kullanılır.



Şekil 9.2 R-C osilatörün blok diyagramı

Şekil 9.2'deki blok diyagramda R-C osilatörün blok diyagramı gösterilmiştir. Blok diyagramdaki R-C devresi, hem pozitif geri beslemeyi, hem de frekans tespit edici devreyi sağlar. Blok diyagramdaki yükselteç devresi, emiteri ortak yükselteç olduğu için A noktasındaki kollektör sinyali ile base üzerindeki sinyal 180° faz farklıdır. Sinyal, C1'den R1'e uygulandığında yaklaşık 60°'lik faz kaydırma

meydana gelir. Faz kaydırma oluştuğu için genlikte bir miktar azalma olur. B noktasındaki sinyal C_2 üzerinden R_2 'ye uygulandığında yaklaşık 120° 'lik bir faz kayması meydana gelir ve genlikte yine azalma olur. C noktasındaki sinyal C_3 üzerinden R_3 'e uygulanırken 180° faz kaydırmaya maruz kalır. 3 adet R-C devresinin her biri 60° faz kaydırıp toplam 180° 'lik kaymaya neden olmuştur. D noktasındaki sinyal, transistörün beyzine uygulanan pozitif geri besleme sinyalidir.

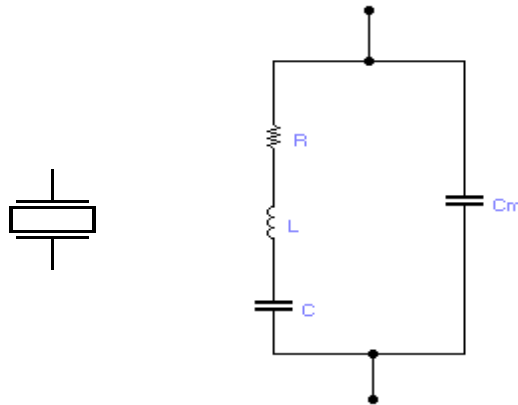
9.5 KRİSTALLER

9.5.1 KRİSTALİN YAPISI VE ÇALIŞMASI

Osilatörlerde frekans kararlılığı çok önemlidir. Bir osilatörün sabit frekansta kalabilme özelliğine '**Frekans Kararlılığı**' denir. RC ve LC osilatörlerde frekans kararlılığı iyi değildir. Verici devrelerinde, tahsis edilen frekansta yayın yapabilmesi için frekans kararlılığı en iyi olan kristal kontrollü osilatörler kullanılır.

RC veya LC osilatörlerde, L, C ve R değerlerindeki değişiklikler, transistörlü yükseltecin statik çalışma noktasındaki değişiklikler, sıcaklık ve nem gibi çevresel değişimlere bağlı olarak frekans kararlılığı değişir.

Kristal, piezoelektrik etkiyle çalışan bir elemandır. Piezoelektrik özellik sergileyen doğal kristal elemanlar; quartz (kuvars), Rochelle tuzu ve turmalindir. Genellikle kristal mikrofonlarda Rochelle tuzu kullanılırken osilatörlerde frekans kararlılığı nedeniyle quartz kullanılır. Quartz kristalinin bir yüzüne mekanik baskı uygulandığı zaman karşıt yüzler arasında bir gerilim oluşur. Kristallerde etki iki türdür. Mekanik titreşimlerin elektriki salınımlar; elektriki salınımların mekanik titreşimler üretmesine 'Piezoelektrik Etki' adı verilir. Bir kristalde, rezonans frekansında veya buna yakın bir frekansta AC bir sinyal uygulandığında, kristal mekanik salınımlar yapmaya başlar. Mekanik titreşimlerin büyüklüğü, uygulanan gerilim büyüklüğü ile doğru orantılıdır.



Şekil 9.3 Kristalin Sembolü ve Eşdeğer Devresi

Kristalin (xtall) sembolü ve eşdeğer devresi şekil 9.3'te gösterilmiştir. Eşdeğer devredeki her bir eleman, kristalin mekanik bir özelliğinin karşılığıdır. C_m , kristalin mekanik montajından kaynaklanan kristalin elektrotları arasında var olan kapasitansı gösterir. Eşdeğer devredeki C , kristalin mekanik yumuşaklığına (esneklik-elastisite) eşdeğeridir. Eşdeğer devredeki L , titreşim yapan kristalin kütlesini, R ise kristal yapısının iç sürtünmesinin elektriksel eşdeğerini gösterir. R ile gösterilen kristal kayıpları çok küçük olduğundan, kristallerin Q kalite faktörü 20.000 gibi çok büyük bir değerdedir. L-C tank devrelerinde elde edilemeyen yüksek kalite faktörü kristal kontrollü osilatörlerde elde edilir. Bu da kristalli osilatörlerin yüksek kararlılığını ve kesinliğini gösterir.

Bir kristalin, seri ve paralel eşdeğer devresi olduğu için seri ve paralel olmak üzere iki rezonans frekansı vardır. Seri rezonans devresi R , L ve C 'den paralel rezonans ise L ve C_m 'den oluşur.

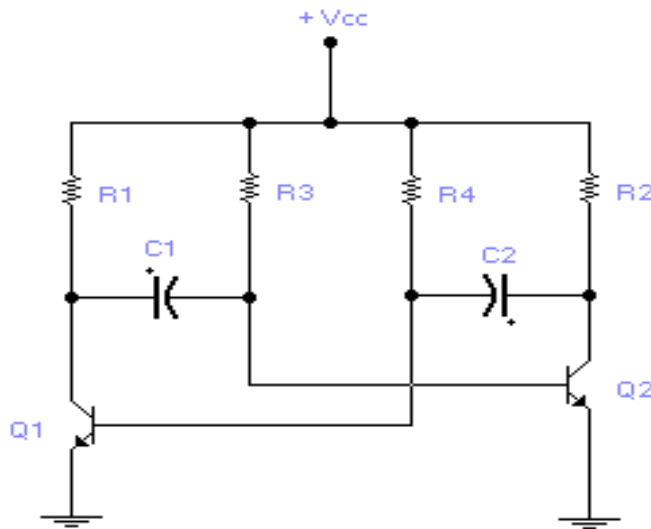
9.6 KARE DALGA ÜRETEÇLERİ VE DEVRE ÇEŞİTLERİ

Kare dalga üreten devrelere MULTIVIBRATOR denir. Bir multivibratör, temel olarak pozitif geri beslemeli iki yükselteç devresinden oluşur. Genellikle bir yükselteç iletimde iken diğeri yalıttımdadır.

3 tip multivibratör vardır:

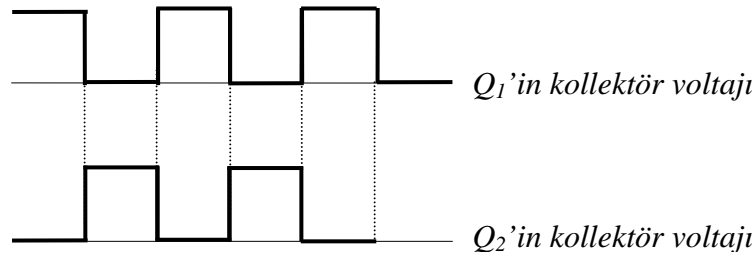
- Kararsız (astable) multivibratör
- Tek kararlı (monostable) multivibratör
- Çift kararlı (bistable) multivibratör

9.6.1 KARARSIZ (ASTABLE) MULTİVİBRATOR



Şekil 9.4 Astable Multivibratör

Bu multivibratör devresi sabit bir konumda değildir. Dışarıdan bir tetikleme palsi uygulanmadığından, transistörler sıra ile yalıttımdan ilettime geçer. Şekil 9.4'teki astable multivibratör devresinde $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $C_1 = C_2$, $Q_1 = Q_2$ olduğundan iki transistörün aynı anda iletimde yada kesimde olduğu düşünülebilir. Fakat devredeki elemanların az da olsa birbirinden ayıran toleransları vardır. Örneğin, $100K\Omega$ 'luk direncin toleransı %5 ise bu direncin değeri $95K\Omega$ ile $105K\Omega$ arasındadır. O halde devredeki elemanların toleransları olduğu için başlangıçta bir transistör iletimde, diğeri ise kesimdedir. Başlangıçta; Q_1 yalıttımda, Q_2 iletimde olsun. Bu durumda C_2 kondansatörü Q_2 ve R_4 üzerinden V_0 gibi bir voltaja şarj olur. Bu esnada C_1 kondansatörü de Q_2 , R_1 ve $+V_{cc}$ üzerinden dolmaya başlar. C_1 'in sol ucu (+), sağ ucu (-); C_2 'nin sol ucu (+), sağ ucu ise (-) olarak kutuplanır. C_2 kapasitesi üzerindeki gerilim Q_1 transistörünü ilettime geçirebilecek seviyeye ulaştığında Q_1 ilettime geçer. Bu anda, C_1 'in (+) ucu şaseye, (-) ucu ise Q_2 'nin beyzine bağlanmış olacağından Q_2 kesime girer. C_1 kapasitesi R_3 ve Q_1 üzerinden deşarj olmaya başlar. C_1 'in üzerindeki gerilim miktarı 0Volt'a iner ve ilk durumuna göre ters yönde yükselmeye başlar. Bu esnada C_2 kapasitesi, Q_1 ve R_2 üzerinden kaynak voltajı olan V_{cc} 'ye şarj olmaktadır. C_1 üzerindeki gerilim V_0 gibi yeterli seviyeye ulaştığında Q_2 ilettime girer. Bu anda C_2 kondansatörünün (+) ucu şaseye, (-) ucu ise Q_1 transistörünün beyzine irtibatlı olduğundan Q_1 yalıttıma girer. Bu olay böyle devam eder.



Şekil 9.5 Astable Multivibratörün Dalga Şekilleri

Şekil 9.5'te transistörlerin çıkışlarından alınan sinyaller gösterilmiştir. Q_1 veya Q_2 transistörlerinin kollektöründen kare dalga elde edilir. Bu kare dalganın frekansı R_3 , R_4 , C_1 ve C_2 değerlerine bağlıdır.

Elde edilen kare dalganın periyodu:

$$T = 0,7.(R_3.C_1 + R_4.C_2) \text{ formülüyle bulunur.}$$

Düzgün bir kare dalga için $R_3 = R_4$, $C_1 = C_2$, olacak şekilde seçilmelidir.

ÖRNEK:

Şekil 9.4’ deki devrede $R_1 = R_2 = 270\Omega$, $C_1 = C_2 = 0,1\mu F$ ise oluşacak kare dalganın frekansını bulunuz.

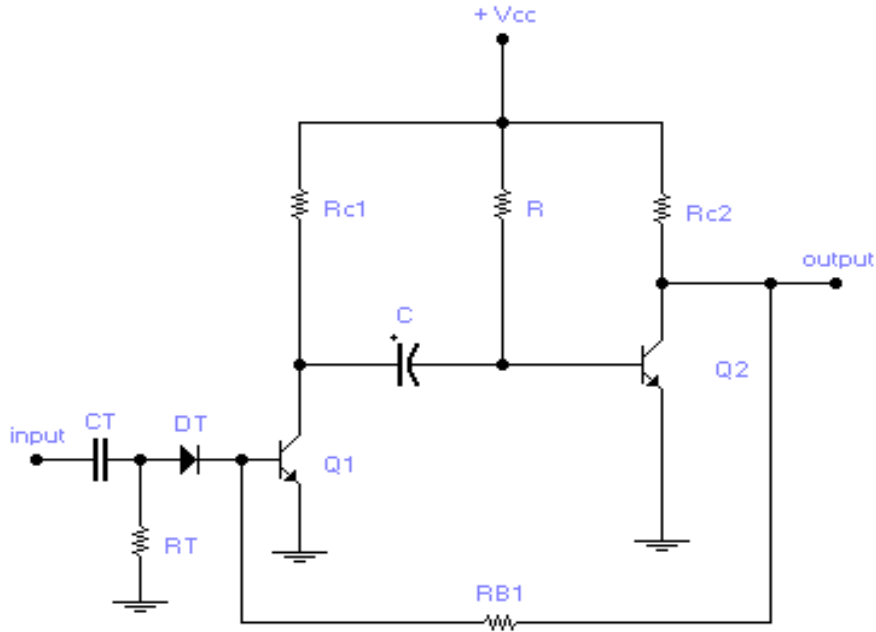
$$T = 0,7.(10.10^3.0,1.10^{-6} + 10.10^3.0,1.10^{-6})$$

$$T = 0,7.(1.10^{-3} + 1.10^{-3}) = 0,7.2.10^{-3} = 1,4 \text{ ms}$$

$$f = 1/T = 1/1,4.10^{-3} = 714,28 \text{ Hz.}$$

9.6.2 TEK KARARLI (MONOSTABLE) MULTİVİBRATÖR

Monostable multivibratör, bir transistör iletimde ve diğeri yalıtımda olduğundan tek bir sabit konuma sahip olan bir devredir. Devrenin konum değiştirebilmesi için yani kesimde olan transistörün iletime geçebilmesi için bir tetikleme palsinin devreye tatbiki şarttır.

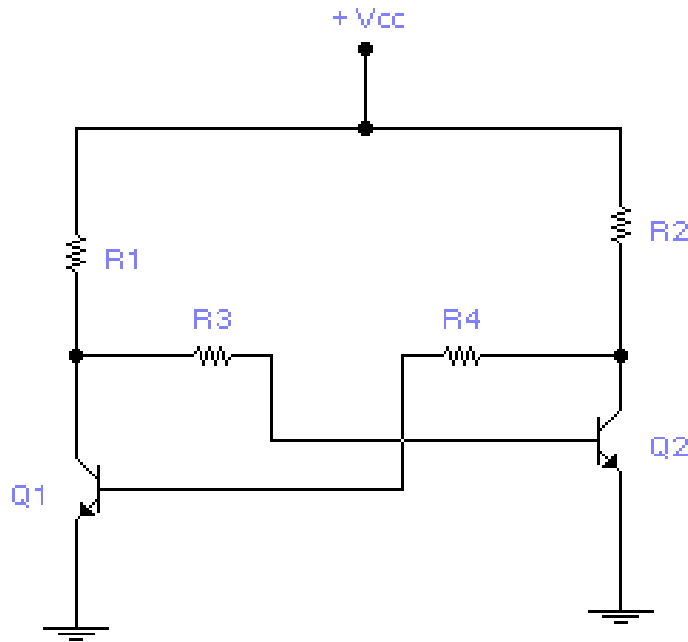


Şekil 9.6 Monostable Multivibratör

Şekil 9.6’deki devreye tetikleme palsi C_T , R_T ve D_T elemanları ile Q_1 ’in beyzine tatbik edilir. C_T , R_T ve D_T ’den oluşan devre bir türevleyici devredir. Girişten kare dalga uygulanır. R_T üzerinden pozitif ve negatif olmak üzere darbeler alınır. Bu darbelerin negatif alternanslarının yok edilmesi için diyod kullanılmıştır.

Şekil 9.6'daki devreye dışarıdan herhangi bir etkide bulunulmadığı sürece, yani girişten kare dalga verilmediği sürece Q_1 transistörü yalıtımda, Q_2 ise iletimdedir. Çünkü Q_2 beyz polarmasını almıştır. Q_1 transistörünü kesimden kurtarmak için beyzine yeterli genlikte bir pozitif darbenin uygulanması gerekir. Bunun için girişten kare dalga uygulanır. Q_1 transistörü iletime geçtiği anda C kapasitesinin (+) kutbu Q_1 vasıtasıyla (C-E eklemi kısa devre) toprağa, (-) kutbu ise Q_2 'nin beyzine bağlı durumdadır. Böylece, Q_2 'nin beyzine (-) sinyal geldiği için Q_2 transistörü kesime girecektir. Yani girişe kare dalga uygulandığında, Q_1 kesimde iken iletime, Q_2 iletimde iken kesime girecektir. C kondansatörü R üzerinden deşarj olmaya başlar. Daha sonra, Q_2 'nin beyzine bağlı olan ucu (+) olacak şekilde tekrar şarj olmaya başlar. C'nin üzerindeki gerilim, uygun bir değere ulaştığında Q_2 iletime, Q_1 yalıtıma girer. C kondansatörü, kaynak gerilimine kadar dolar. Yeni bir tetikleme palsine kadar, devre konumunu koruyacaktır.

9.6.3 ÇİFT KARARLI (BISTABLE) MULTİVİBRATÖR



Şekil 9.7 Bistable Multivibratör

İki istikrarlı duruma sahiptir. Devreye tetikleme pulsı tatbik edilmeye kadar, devre sabit konumunu korur. Tetikleme pulsı uygulandıktan sonra devre diğer sabit duruma girer ve önceki sabit duruma dönebilmesi için tekrar tetikleme pulsine ihtiyaç vardır.

Bu multivibratörde bir transistör iletimde iken diğeri yalıtımdadır. Örneğin, Q_1 'in iletimde Q_2 'nin yalıtımda olduğunu düşünelim. Devreye dışarıdan herhangi bir etkide bulunulmadığı sürece transistörler bu konumunu korurlar. Dışarıdan uygulanacak bir tetikleme ile yalıtımda olan Q_2 iletime,

iletimde olan Q_1 yalıtıma girecektir. Uygulanacak bir tetikleme palsi ile devre konum değiştirecektir. Dışarıdan tetikleme yapabilmek için, Q_1 ve Q_2 transistörlerinin beyzlerine birer diyod bağlanarak diyotların katotlarından giriş sinyalleri uygulanmalıdır.

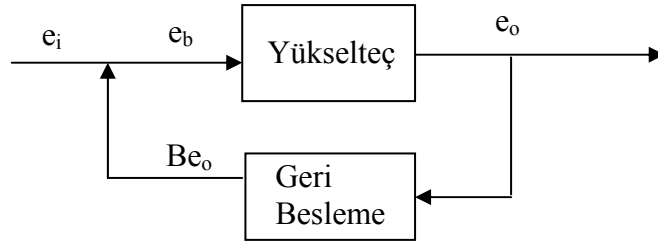
BÖLÜM X

OSİLATÖRLER

10.1 OSİLATÖRE GİRİŞ

Kendi kendine sinyal üreten devrelere **osilatör** denir. Böyle devrelere dışarıdan herhangi bir sinyal uygulanmaz. Çıkışlarında sinüsoidal, kare, dikdörtgen ve testere dişi gibi sinyaller meydana getirirler. Osilatörler; muharebe sistemlerinde, radar ve test cihazlarında kullanılırlar.

Aslında bir osilatör, kendi giriş sinyalini kendi temin eden bir yükselteç devresidir.



Şekil 10.1 Yükselteçlerde geri besleme

Yükselteçlerde geri besleme, bir sistemde enerjinin yüksek seviyeli bir noktadan, alçak seviyeli bir noktaya geçişi olarak tanımlanır. Başka bir ifadeyle, emiteri ortak bir yükseltecin kollektöründeki sinyalin, geri çevrilip beyzine uygulanması işlemine “geri besleme” denir. Pozitif ve negatif olmak üzere iki çeşit geri besleme vardır.

Bir yükseltece, e_i gibi giriş sinyali uygulandığında çıkışından e_o gibi bir sinyal alınır. Çıkış voltajının bir kısmı geri besleme devresi vasıtasıyla girişe geri verilir. Transistöre uygulanan gerçek giriş voltajı (e_b); (e_i) giriş voltajı ve (e_o) geri besleme voltajlarının toplamıdır.

Geri besleme varken kullanılan formül;

$$A_{FB} = \frac{A}{1 \pm AB} \text{ , dir. Bu formülde;}$$

A_{FB} = Geri besleme varken yükseltecin kazancı

A = Geri besleme yokken yükseltecin kazancı

B = Geri beslemenin % ile ifadesi

$+$ = Negatif geri besleme durumu

$-$ = Pozitif geri besleme durumunu gösterir.

Pozitif geri besleme durumunda;

$$e_b = e_i + B.e_0$$

$$\downarrow$$
$$A.e_b$$

$$e_0 = A(e_i + B.e_0)$$

$$e_0 = A.e_i + A.B.e_0$$

$$A.e_i = e_0 - A.B.e_0$$

$$A.e_i = e_0 (1 - AB)$$

$$A.e_i = \frac{e_0(1-AB)}{A}$$

$$A_v = \frac{e_0}{e_i} = \frac{e_0}{\frac{e_0(1-AB)}{A}} = \frac{e_0}{1} \cdot \frac{A}{e_0(1-AB)}$$

$$A_v = \frac{A}{1-AB} \text{ bulunur.}$$

Daha fazla kazanç istendiğinde kullanılan geri besleme, pozitif geri beslemedir. Pozitif geri besleme;

1. Band genişliğini azaltır.
2. Distorsiyonu azaltır.
3. Geri besleme miktarı paydayı sıfır yapacak şekilde büyüdüğünde devre kararsız hale gelerek **osilasyon** yaparak kendi sinyalini üretir. Yükselteç, osilatör gibi çalışmaya başlar.

ÖRNEK:

Bir yükseltecin geri besleme kazancı 10, geri besleme miktarı %5 ise pozitif geri beslemede yükseltecin geri besleme kazancını bulunuz.

$$A = 10$$

$$B = \%5$$

$$A_{FB} = \frac{A}{1-AB} = \frac{10}{1-(\frac{5}{100}10)}$$

$$A_{FB} = ?$$

$$A_{FB} = 20$$

ÖRNEK2:

Aynı soruyu negatif geri besleme için çözünüz.

$$A_{FB} = \frac{10}{1 + \left(\frac{5}{100} 10 \right)} = 6,66$$

ÖRNEK3:

Bir yükseltecin geri beslemesiz kazancı 50, pozitif geri besleme kullanılarak çıkışın %2'si girişe geri verilmektedir. Yükseltecin geri beslemeli kazancını bulunuz ve sonucu yorumlayınız.

$$A = 50 \qquad A_{FB} = \frac{50}{1 - \left(50 \frac{2}{100} \right)} = \frac{50}{1 - 1} = \frac{50}{0} = \infty$$

$$B = \%2$$

$$A_{FB} = ?$$

Bu işlemde payda sıfıra gittiği için geri beslemeli kazanç sonsuz olarak bulunmuştur. Dolayısıyla yükselteç kararsız hale gelerek bir osilatör gibi çalışmaya başlar.

Osilasyon, osilatör devresinde yükselteç çıkışından girişe uygulanan pozitif geri besleme sonucu oluşan sinüs dalgasıdır. Bir osilatörün meydana getirdiği sinyallerin veya osilasyonların devam edebilmesi için **YÜKSELTME, GERİ BESLEME, FREKANS TESPİT EDİCİ**'ye ihtiyaç vardır.

Osilatörler 3 ana başlık altında incelenebilir:

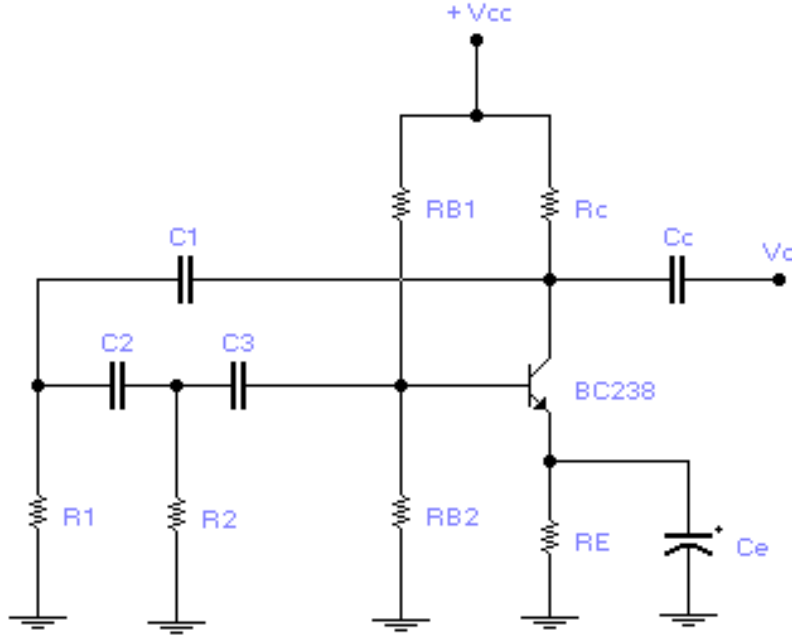
1. **RC osilatörler**
2. **LC osilatörler**
2. **Kristal osilatörler**

Osilatörlerde, devre kayıplarının önüne geçebilmek için kullanılması gereken geri besleme **POZİTİF GERİ BESLEME**' dir. Osilatörlerde, frekans tespit edici olarak direnç ve kondansatör kullanılmışsa RC osc, bobin ve kondansatör kullanılmışsa LC osilatör, kristal kullanılmışsa kristal kontrollü osilatörler adını alır. Genelde osilatörlerde kullanılan yükselteç tertibi emiteri ortaktır.

10.2 OSİLATÖR ÇEŞİTLERİ

10.2.1 TRANSİSTÖRLÜ FAZ KAYMALI R-C OSİLATÖRÜ

Faz kaymalı R-C osilatörü aynı zamanda bir sinüs dalga osilatörüdür.



Şekil 10.2 Transistörlü R-C osilatörü

Şekil 10.2’ de görülen transistörlü R-C osilatör devresinde yükselteç NPN tipi bir transistörle, emiteri ortak bağlantılı olarak tertiplenmiştir. Emiteri ortak yükselteç devresinin beyzi ile kollektörü arasında 180^0 faz farkı vardır. Bu devrenin osilasyon yapabilmesi için çıkış V_o geriliminin 180^0 faz kaydırılarak girişe (beyz) pozitif geri beslemesi gerekir. Şekil 10.2’deki devrede

C_1 - R_1 , C_2 - R_2 , C_3 - R_{B2} : Faz çevirici devre ve frekans tespit edici tertip,

R_{B1} ve R_{B2} : Beyz polarmasını sağlayan voltaj bölücü dirençler,

R_E ve C_E : Emiter direnci ve by-pass kondansatörü,

R_C :Geri besleme genlik kontrolü sağlayan kollektör yük direnci,

BC 238 : NPN tipi, yükselteç transistörüdür.

C_1 - R_1 ; birinci R-C devresini, C_2 - R_2 ; ikinci R-C devresini ve C_3 - R_{B2} üçüncü R-C devresini oluşturur. NPN tipi transistörün kollektöründen alınan geri besleme sinyali 180^0 faz kaydırılarak tekrar transistörün beyzine tatbik edilmektedir. Burada her bir R-C devresi 60^0 ’lık faz kaydırmaya neden olmaktadır. Her bir R-C osilatör devresinde 3 adet R-C devresine ihtiyaç yoktur. Toplam faz kaydırmanın 180^0 ’ye ulaşması

yeterlidir. Emiteri ortak yükselteç devresinin beyzi ile kollektörü arasında 180° faz farkı olduğuna göre kollektör sinyali 180° çevrilerek ve pozitif geri besleme olarak transistörün beyzine verilir.

Transistörlü RC osilatör devresinin V_0 çıkış sinyalinin frekansı ve genliği geri besleme hattındaki direnç ve kondansatörlerin değerlerine bağlıdır. Her bir R-C devresinin 60° faz kaydırması istenirse;

$R_1=R_2=R_{B2}=R_{gr}$ olmalıdır. Burada R_{gr} , emiteri ortak yükseltecin giriş empedansıdır. Transistörlü R-C devresinin osilatör frekansı; $f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + 4\left(\frac{R_c}{R}\right)}}$ formülüyle bulunur. Burada R ve C değeri, frekans

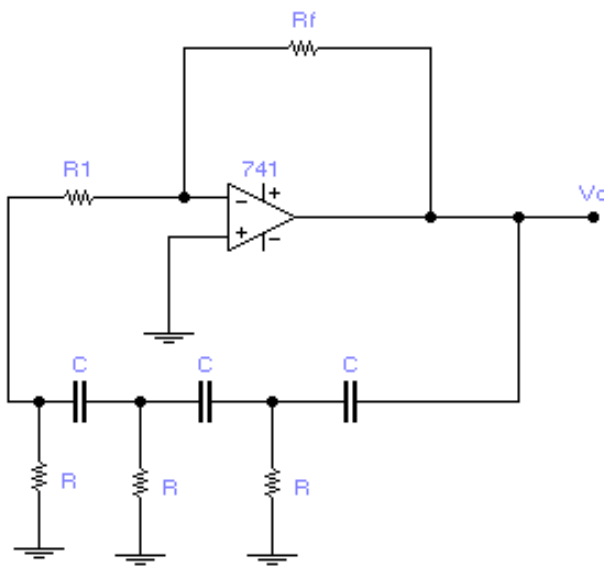
tespit edici tertipteki direnç ve kondansatör değeri, R_c ise kollektör yük direncidir. Osilasyon genliği ise RC osilatörde kullanılan yükselteç devresinin kazancına bağlıdır.

ÖRNEK:

Frekans tespit edici tertipte $R = 10 \text{ K}$, $C = 10 \text{ nf}$ olarak seçilirse, devrenin çıkışından alınan sinyalin frekansını bulunuz.

$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + 4\left(\frac{R_c}{R}\right)}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \sqrt{6 + 4\left(\frac{5500}{10000}\right)}} = \frac{1}{1,8 \cdot 10^{-3}} = 555,55 \text{ Hz}$$

10.2.2 OP-AMP'LI FAZ KAYMALI R-C OSİLATÖRÜ

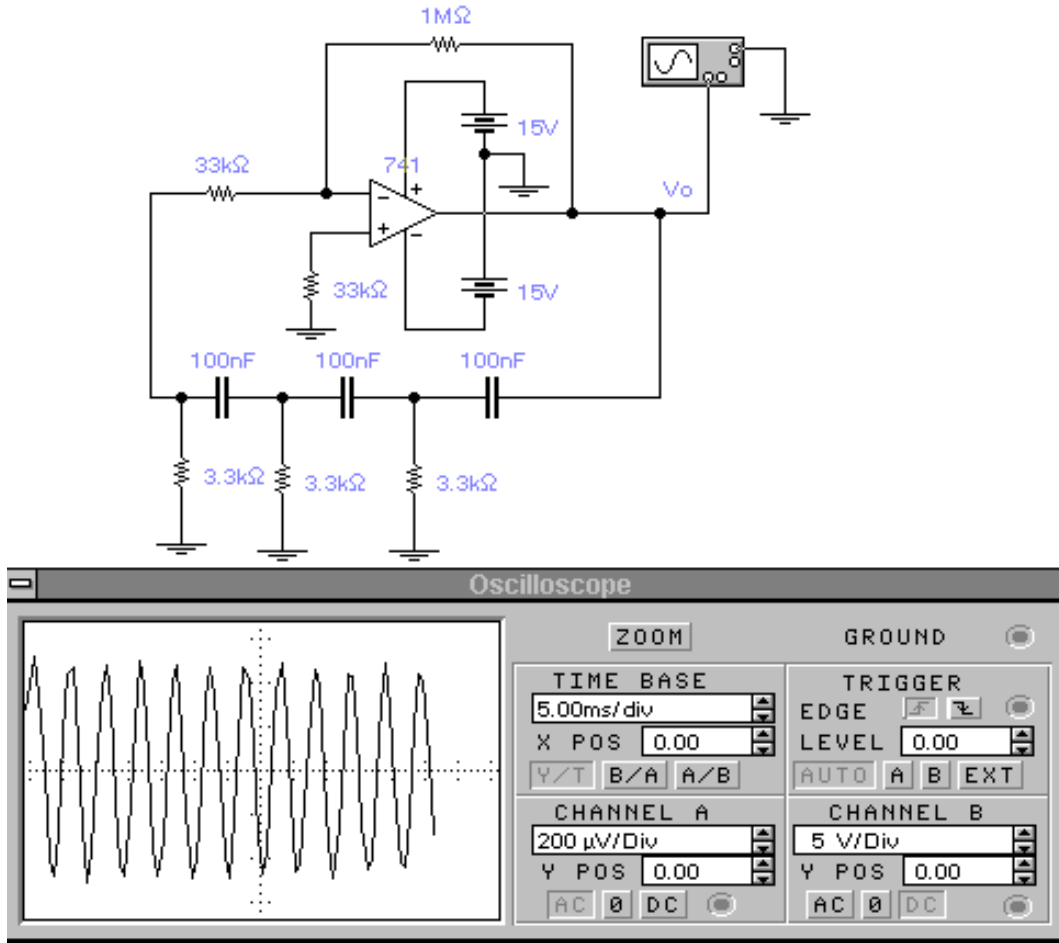


Şekil 10.3 OP-AMP'lı faz kaymalı R-C osilatör

Şekil 10.3'te gösterilen OP-AMP devresi inverting modda olup, 3 adet R-C frekans tespit ediciden oluşmuştur. R_f OP-AMP'ın kapalı çevrim kazancını belirleyen geri besleme direnci, R_1 ise giriş direncidir. Her bir R-C'den oluşan frekans tespit edici tertip 60° faz kaymasına neden olur. Toplam 180° 'lik faz kayması meydana gelir. Çıkıştan alınan sinüsoidal sinyalin frekansı;

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad \text{formülüyle bulunur.}$$

Devrenin osilasyon yapabilmesi için devre kazancının 29'dan büyük olması gerekir. Bundan dolayıdır ki $R_f \geq 29R_1$ olacak şekilde seçilmelidir.



Şekil 10.4 OP-AMP'lı faz kaymalı osilatörün EWB programında uygulanması

ÖRNEK:

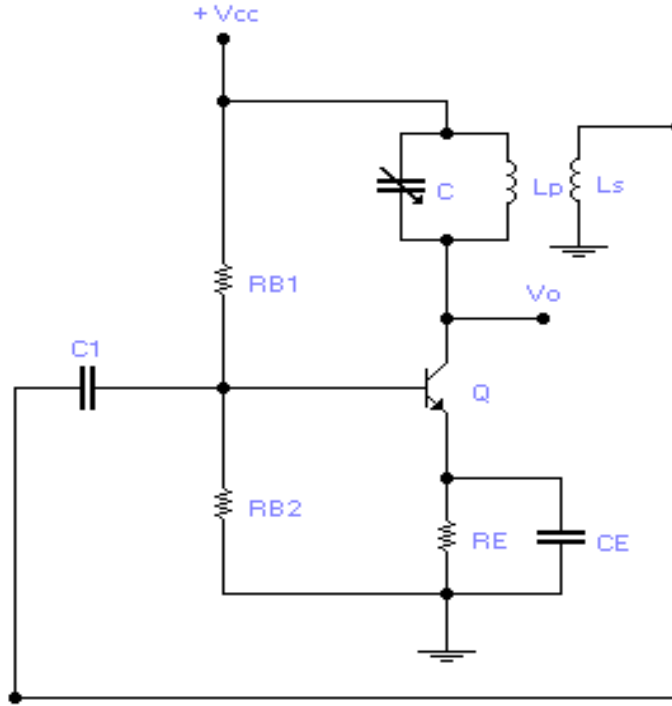
OP-AMP'lı faz kaydırmalı R-C osilatör devresinde, $R_f = 1010 \text{ K}$, $R_1 = 33 \text{ K}$, $R = 3,3 \text{ K}$ ve $C = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$ ise devrenin osilasyon yapıp yapmadığını tespit ediniz. Osilasyon yapıyorsa hangi frekansta sinyal ürettiğini bulunuz.

$$A_v = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{1010}{33} = -30,6$$

$A_v > 29$ olduğundan devre osilasyon yapar.

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = \frac{1}{6,28.3,3.10^3.0,1.10^{-6}.\sqrt{6}} = 197Hz$$

10.2.3 ARMSTRONG OSİLATÖR

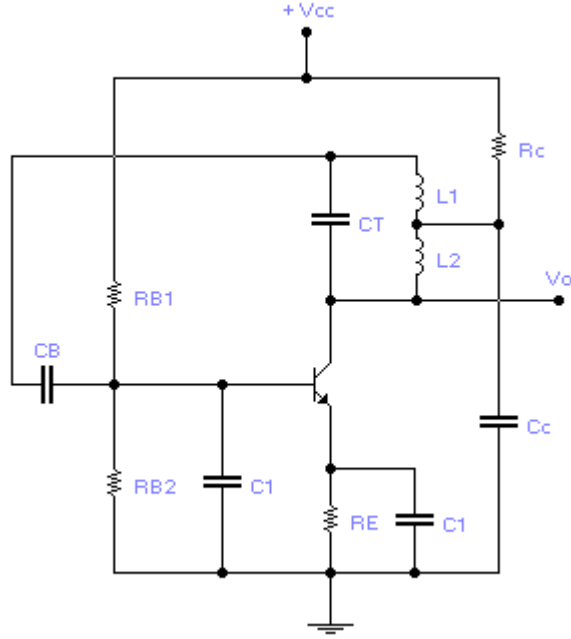


Şekil 10.5 Armstrong osilatör

Bu osilatör devresi emiteri ortak bağlı yükselteç ile bu yükseltecin çıkışına bağlanan tank devresinden oluşur. Frekans tespit edici tertip L_p ve C 'den oluştuğu için L-C osilatör tipine bir örnektir. Tank devresindeki transformatorün sekonderinden (L_s) yükselteç girişine $C1$ vasıtasıyla geri besleme yapılmıştır. Burada geri besleme oranı, transformatorün dönüştürme oranına bağlıdır. Osilatörün ürettiği sinüsoidal sinyalin frekansı;

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p.C}} \quad \text{formülüyle bulunur.}$$

10.2.4 SERİ BESLEMELİ HARTLEY OSİLATÖRÜ



Şekil 10.6 Seri beslemeli hartley osilatörü

Diğer osilatörlerde olduğu gibi bir yükselteç ve L_1 , L_2 , C_T 'den oluşan tank devresinden oluşmuştur. L_1 , L_2 ve C_T 'den oluşan tank devresi yükselteç ile $+V_{CC}$ güç kaynağı arasında seri bağlanmıştır. Bu nedenle bu devreye “seri hartley osilatörü” denir. Devreye dikkat edilirse; doğru akım, topraktan itibaren R_E direnci, NPN tipi transistör, L_1 ve R_C üzerinden $+V_{CC}$ tatbik voltajına ulaşır. Tank devresinin bir kısmı $+V_{CC}$ güç kaynağı ile seri olduğundan devre seri beslemelidir. Tank devresinde $L_1+L_2=L_T$ ise çıkış sinyal frekansı;

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_T \cdot L_T}} \quad \text{formülü ile bulunur.}$$

Geri besleme L_1 ve L_2 bobinlerinin orta ucundan, yükseltecin girişine yapılmıştır. Bu devrede ;

$R_{B1}-R_{B2}$: Transistörün beyz polarmasını sağlayan voltaj bölücü dirençler

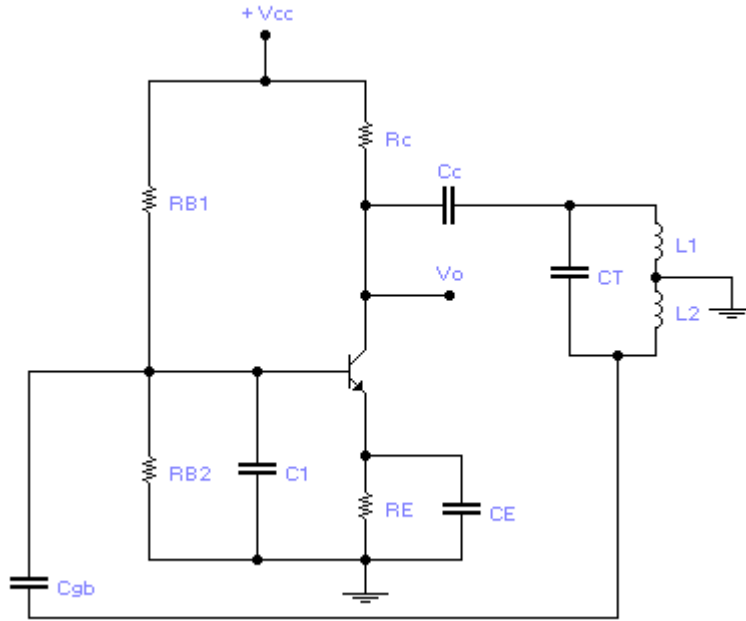
R_E-R_{C1} : Emiter direnci ve by-pass kondansatörü

C_1 : Beyz ile toprak arasında oluşan yüksek frekanslı osilasyonları söndüren, devrenin kararlı çalışmasını sağlayan kondansatör.

$L_1-L_2-C_T$: Frekans tespit edici tertip

C_B : Geri besleme kuplaj kondansatörüdür.

10.2.5 PARALEL BESLEMELİ HARTLEY OSİLATÖRÜ



Şekil 10.7 Paralel beslemeli hartley osilatörü

Hartley osilatörlerin diğer tipi paralel hartley osilatörüdür. Seri ve paralel hartley osilatörlerin en belirgin özelliği orta uçlu bobinin kullanılmasıdır. Burada tank devresi, besleme gerilimine paraleldir. DC akım yolu; toprak, R_E , NPN tipi transistör, R_C ve $+V_{CC}$ besleme kaynağıdır. L_1 - L_2 ve C_T 'den oluşan frekans tespit edici tank devresi, yükselteç üzerinden geçen DC akım yoluna paraleldir. Bundan dolayı, paralel beslemeli hartley osilatörü olarak ta bilinir.

Devrede C_C ve C_{gb} kondansatörleri, transistörün kollektör ve beyzini L_1 ve L_2 bobininden DC bakımından ayırır. L_1 ve L_2 bobinleri orta uca sahip tek bir bobindir. Tank devresinin frekansı bobin ve kondansatörün değerine bağlıdır. Devrenin çalışma frekansı seri hartley osilatörde verilen formül ile bulunur.

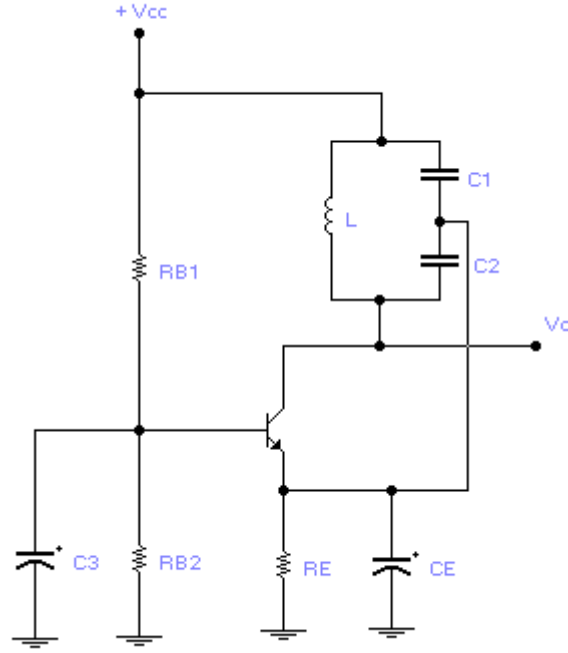
ÖRNEK:

Paralel hartley osilatörde, $L_T = 400\mu H$, $C_T = 100nF$ ise çıkıştan alınan sinüsoidal sinyalin frekansını bulunuz.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}} = \frac{1}{6,28\sqrt{400 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-9}}}$$

$$f = 25,18KHz$$

10.2.6 TRANSİSTÖRLÜ COLPITS OSİLATÖRÜ



Şekil 10.8 Transistörlü colpits osilatörü

Colpits osilatörlerde, C_1 ve C_2 gibi split kondansatörler, colpits osilatörlerin en belirgin özelliğidir. Bu osilatörün tank devresini L - C_1 ve C_2 elemanları oluşturur. Burada, C_1 ve C_2 seri bağlı olduğundan, tank devresinin eşdeğer kapasite değeri;

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \text{ dir}$$

Osilatörün çıkışından alınan sinüsoidal sinyalin frekansı;

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C_T}} \text{ ile bulunur.}$$

Colpits osilatör devresinde;

R_E - C_E : Emiter direnci ve by-pass kondansatörü

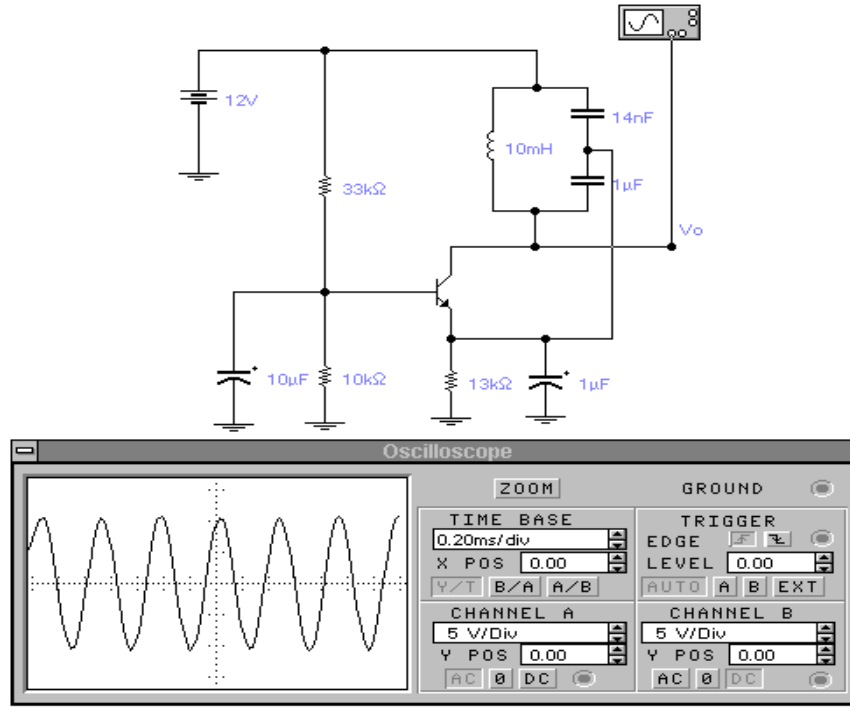
R_{B1} - R_{B2} : Beyz polarlamasını sağlayan voltaj bölücü dirençler

C_3 : Beyzi AC sinyalde topraklayan by-pass kondansatörü

L - C_1 - C_2 : Frekans tespit edici tertip

Transistör: Yükseltme elemanıdır.

C_1 ve C_2 'nin birleştiği noktadan, transistörün emiterine geri besleme yapılmıştır. Osilatörün çalışma frekansını, kondansatör ve bobin değerleri belirler.



Şekil 10.9 Transistörlü colpits osilatörünün EWB programında uygulanması

Şekil 10.9’da görüldüğü gibi devrenin çıkışından düzgün bir sinüsoidal sinyal alınır. Pratik uygulamalarda ise $C_1 < C_2$ olarak seçilir.

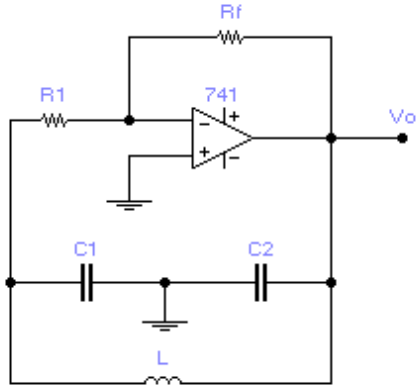
ÖRNEK:

Transistörlü colpits osilatör devresinde frekans tespit edici tertipteki $L = 100\text{mH}$, $C_1 = 5\text{nF}$, $C_2 = 10\text{nF}$ ise çıkıştan alınacak sinüsoidal sinyalin frekansını bulunuz.

$$C_T = \frac{5 \cdot 10}{5 + 10} = 3,33\text{nF}$$

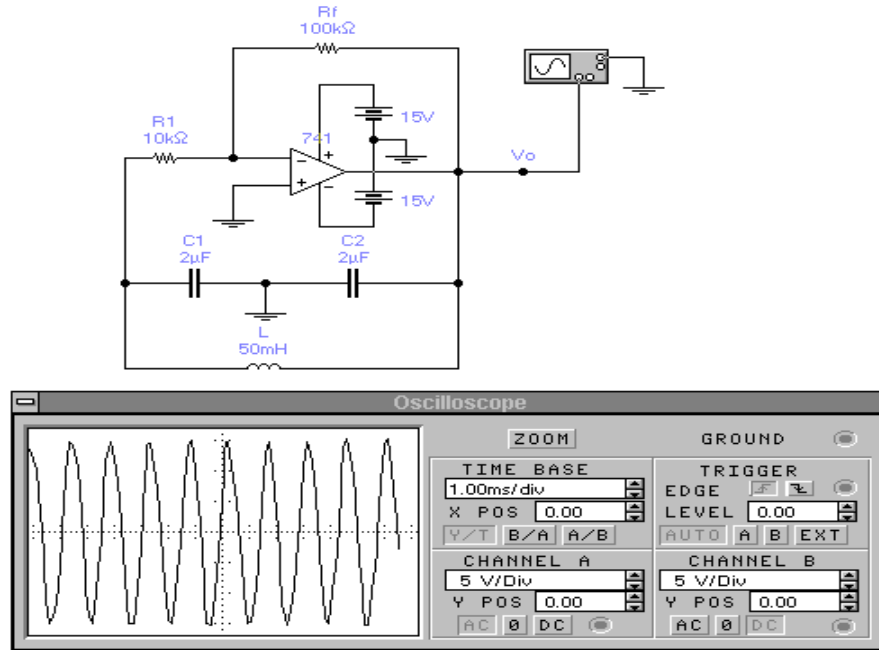
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_T}} = \frac{1}{6,28 \cdot \sqrt{100 \cdot 10^{-3} \cdot 3,33 \cdot 10^{-9}}} = 8,73\text{KHz}$$

10.2.7 OP-AMP'LI COLPITS OSİLATÖRÜ



Şekil 10.10 OP-AMP'lı colpits osilatörü

OP-AMP ile gerçekleştirilen colpits osilatörü Şekil 10.10'da gösterilmiştir. Osilatörün çalışma frekansı Colpits devresinin LC geri besleme devresiyle ayarlanır.



Şekil 10.11 OP-AMP'lı colpits osilatörünün EWB programında uygulanması

Osilatörün çalışma frekansı;

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C_T}}, \quad C_T = \frac{C_1.C_2}{C_1 + C_2} \quad \text{formülleriyle hesaplanır.}$$

ÖRNEK:

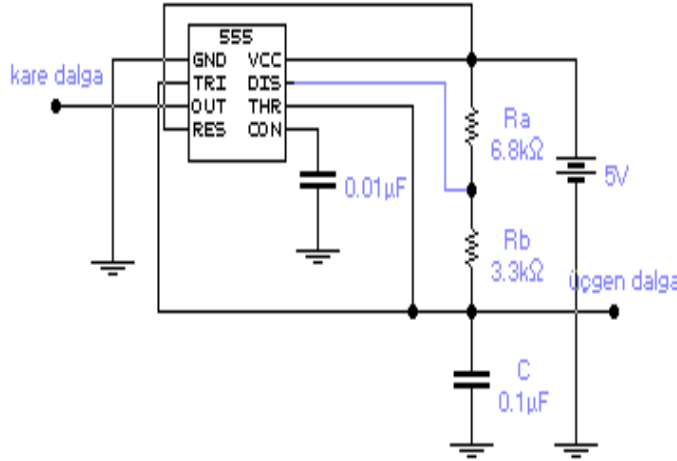
OP-AMP ile gerçekleştirilen colpits osilatör devresinde, frekans tespit edici elemanlar $C_1 = C_2 = 2\mu\text{F}$, $L = 50\text{mH}$ olduğuna göre devrenin çıkışından alınacak sinüsoidal sinyalin frekansını bulunuz.

$$C_T = \frac{2.2}{2+2} = 1\mu\text{F}$$

$$f = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{L.C_T}} = \frac{1}{6,28.\sqrt{50.10^{-3}.1.10^{-6}}} = 712,14\text{Hz}$$

10.2.8 VOLTAJ KONTROLLÜ OSİLATÖR

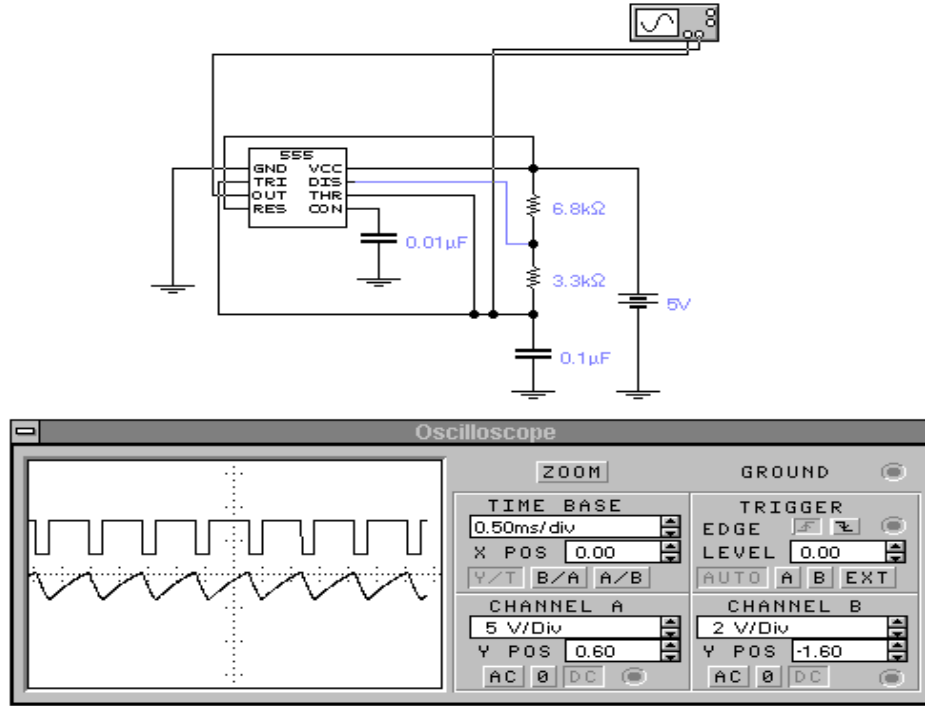
Voltaj kontrollü bir osilatör (VCO), frekansı, DC gerilim ile belirli sınırlar içinde ayarlanabilen, kare veya üçgen dalga üreten bir devredir.



Şekil 10.12 555 entegresiyle yapılan voltaj kontrollü osilatör devresi

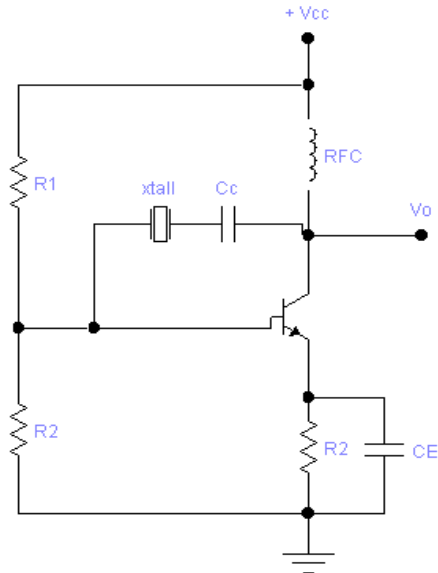
Her bir voltaj kontrollü osilatörde çıkıştan alınan sinyalin frekansı DC tatbik voltajı ile değişmez. Şekil 10.12'deki devrede çıkıştan alınan kare ve üçgen dalganın frekansı, R veya C elemanlarının değiştirilmesiyle mümkündür. Devrenin çalışma frekansı;

$$f = \frac{1,44}{(R_A + 2.R_B).C} \quad \text{formülü ile bulunur.}$$



Şekil 10.13 VCO ' nun EWB programında uygulanması

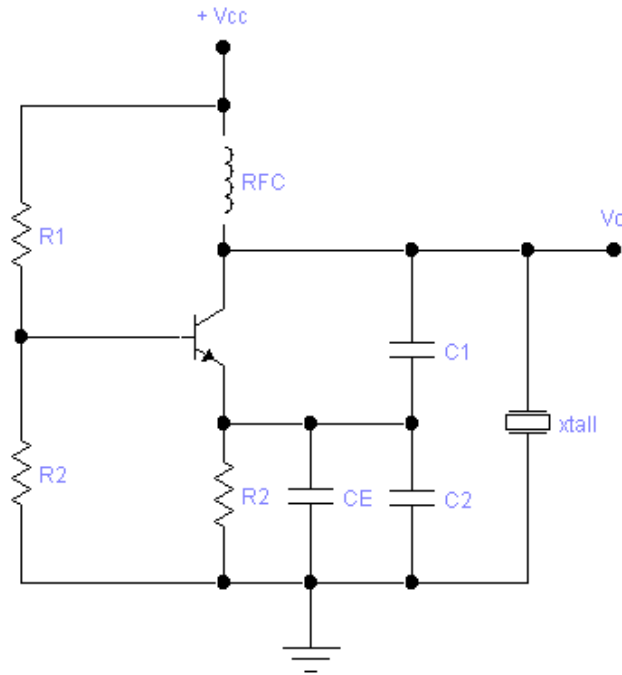
10.2.9 KRİSTAL KONTROLLÜ OSİLATÖRLER



Şekil 10.14 Transistörlü kristal kontrollü osilatör

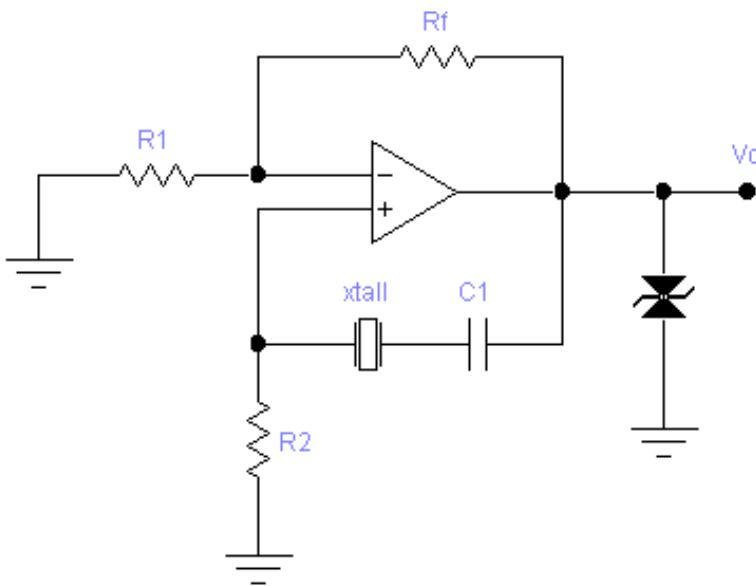
Şekil 10.14'te, kristalin seri rezonans frekansında çalışabilmesi için geri besleme yoluna seri olarak bağlanmıştır. Burada geri besleme miktarı en büyük düzeydedir. NPN tipi transistör, yükselteç devresini oluştururken R_1 , R_2 gerilim bölücü devresini oluşturur. RFC (Radyo Frekans Şok) bobini ise kollektöre

DC ön gerilimi sağlar ve yüksek frekanslı sinyalleri güç kaynağından izole eder. C_C ise, kollektör ile beyz arasında DC bloklamayı sağlar. Devrenin osilasyon frekansı, kristalin seri rezonans frekansı ile belirlenir.



Şekil 10.15 Paralel rezonans frekansında çalışan kristal kontrollü osilatör

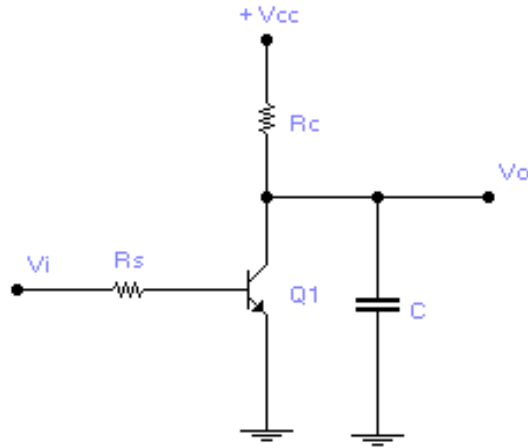
Bir kristalin, paralel rezonanstaki empedansı maksimum olduğu için Şekil 10.15'te görüldüğü gibi devreye paralel bağlanır. Paralel rezonans frekansında kristalin empedansı yüksek olduğu için üzerindeki gerilim düşümü de maksimum olur.



Şekil 10.16 OP-AMP'lı kristal kontrollü osilatör devresi

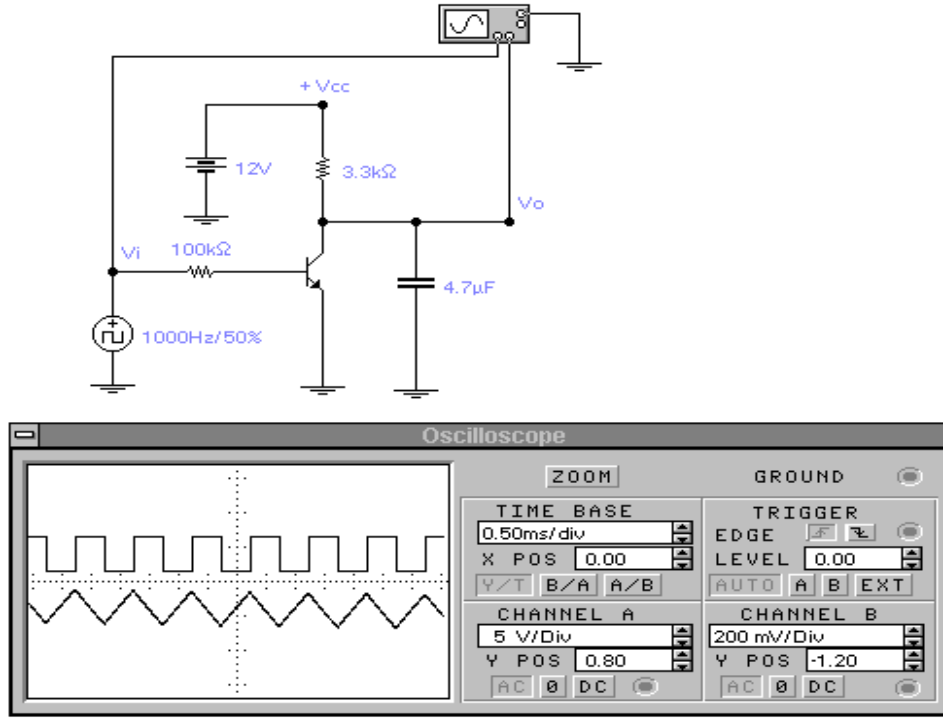
Şekil 10.16’da görüldüğü gibi kristal kontrollü osilatör devresinde OP-AMP kullanılabilir. Bu devrede kristal, geri besleme yoluna seri bağlanmıştır. Dolayısıyla kristal, seri rezonans frekansında çalışır. Bu devrenin çıkışından kare dalga alınır. Tam olarak zener geriliminde çıkış genliğini sağlamak için çıkışa bir çift zener bağlanmıştır.

10.2.10 TRANSİSTÖRLÜ TESTERE DİŞİ JENERATÖRÜ



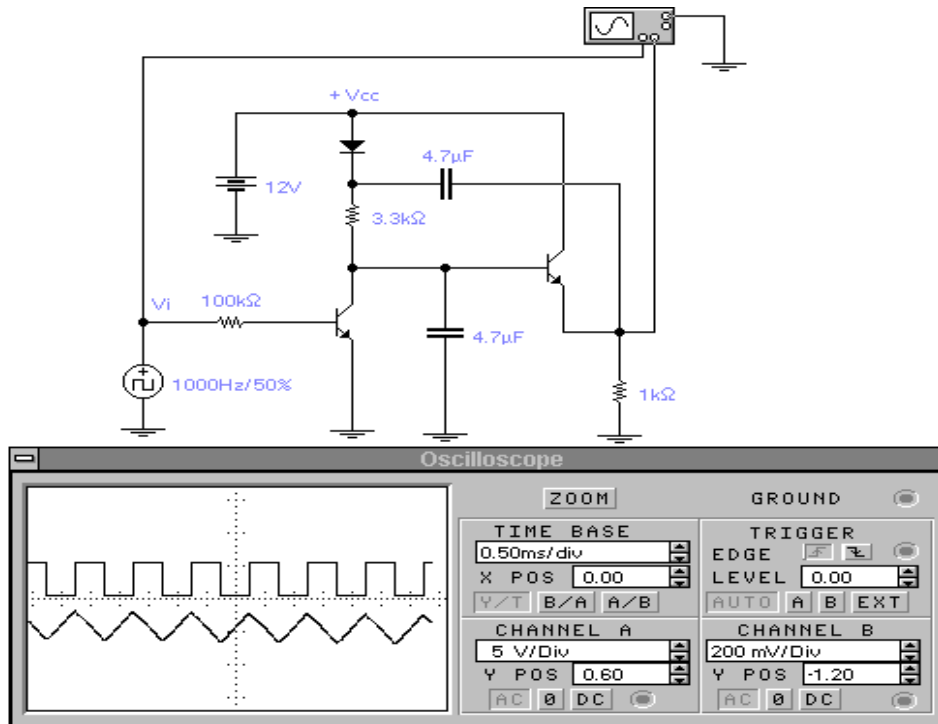
Şekil 10.17 Basit Testere Dişi Jeneratörü

Şekil 10.17’deki transistör anahtar gibi çalışmaktadır. Girişe uygulanan V_i sinyali kare dalga olup genliği, transistörü kesim ve doyumda çalıştırabilecek seviyededir. Girişe uygulanan kare dalganın (-) alternansında transistör kesimde olup C kondansatörü, R_c üzerinden şarj olur. Girişe uygulanan kare dalganın (+) alternansında transistör doyuma gider ve C kondansatörü, Q_1 transistörü üzerinden deşarj olur. Kondansatörün şarj ve deşarjı ile çıkıştan testere dişi dalga elde edilir.



Şekil 10.18 Basit testere dişi jeneratörünün EWB programında uygulanması

Şekil 10.19’da iki transistör ile yapılan testere dişi jeneratör devresinde, tek transistör ile gerçekleştirilen jeneratör devresinde olduğu gibi çıkıştan testere dişi sinyal elde edilir.



Şekil 10.19 İki transistör ile yapılan testere dişi jeneratör devresi