

T. C.
İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANESİ
Sayı : 1253

ELEKTRONİK DEVRELERİ

(Cilt — I)

Prof. Dr. Duran LEBLEBİCİ
(İ.T.Ü. Elektrik - Elektronik Fakültesi)

İSTANBUL
Teknik Üniversite Matbaası
Gümüşsuyu — 1983

ÖNSÖZ

Bu kitap, şimdiye kadar yenilenecek ve genişletilerek birçok kez basılmış olan «Elektronik Devreleri I», «Elektronik Devreleri ve Sentezi I» ve «Elektronik Devreleri ve Sentezi II» ders notlarının bir araya getirilmesi ile oluştu. Öğrencilere elektronik devrelerinin davranışlarını mümkün olduğu kadar açık - seçik bir biçimde anlatma ve böylece edinilen bilgileri devre tasarımına uygulama yeteneği kazandırma amacı ön plânda tutularak hazırlanan kitapta örneklerin ve problemlerin de «mühendislik» formasyonunun oluşmasına yardımcı olacak şekilde düzenlenmesine özen gösterildi. Kitap, adından da anlaşılacağı gibi «devre» ağırlıklıdır. Elektronik devrelerinde kullanılan «elemanlar» ile ilgili bilgilerin, kitaptaki konuların izlenebilmesi için gerekli bir minimum seviyede özetlenmesi ile yetinilmiştir. Elektronik devrelerinin bu birinci cildin kapsamı dışında kalan bölümü de geribesleme, osilatörler, analog işlem blokları, dijital işlem blokları ve besleme devrelerini içine alacak olan 2. ciltte verilmeye çalışılacaktır.

Kitabın bugünkü şekline ulaşmasında pekçok kimsenin değerli katkıları oldu. İlk ders notumu hazırlama teşvikini ve cesaretini hocam Prof. Dr. Mustafa Santur'dan aldım. İlk «Elektronik Devreleri ve Sentezi» ders notu onun eleştirileri, tavsiyeleri ve düzeltmeleri ile gelişerek 1969'da basıldı ve bu kitabın nüvesini teşkil etti. Gerek bu not gerekse onun yenilenmiş şekilleri ve diğerleri, ders aracı olarak kullanıldığı sınıflarda öğrencilerimin tepkileri —veya tepkisizlikleri— yahut eleştirileri ile olgunlaşarak son şeklini aldı. Birçok konu da meslekdaşlarımla yaptığım konuşmalar - tartışmalarla olgunlaştı. Bunlardan, çok erken kaybettiğim kıymetli oda arkadaşım Y. Müh. Aldo D'Orfani'yi anmak ve meslekdaşım —ve eşim— Y. Müh. Yıldız Leblebici'yi özellikle belirtmek isterim.

Kitabın oluşması sırasında el yazmalarını sabırla daktilo eden Nadiye Kalkan ve Aknur Kalenderli'ye, şekilleri özenle çizen Aylâ Gültekin'e, klise, dizgi ve basım işlerini titizlikle yürüten Yıldırım Yürek'e ve ekibine de içten teşekkürlerimi sunarım.

Mayıs, 1983

Duran **LEBLEBİCİ**

Hocam
MUSTAFA SANTUR'un
ansma



İ Ç İ N D E K İ L E R

1. GİRİŞ

Sayfa

1.1. Elektronik Devre Elemanlarına Genel Bir Bakış	1
1.2. Ana Elektronik Devre Elemanı Grupları	3

2. VAKUMLU ELEKTRONİK DEVRE ELEMANLARI (ELEKTRON TÜPLERİ)

2.2. Vakumlu Diyot	11
2.1. Isı İle Elektron Salma Olayı	10
2.3. Triyot	12
2.4. Pentot	17
2.5. Tüplerin Yüksek Frekans Eşdeğer Devreleri	18
2.6. Tüplerin Beslenmeleri	19

3. YARIİLETKEN ELEKTRONİK DEVRE ELEMANLARI

3.1. Yarıiletkenler	22
3.2. p-n Jonksiyonu	24
3.3. Yarıiletken Diyot	29
3.4. Tranzistor	33
3.4.1. Giriş	33
3.4.2. Tranzistor Özeğrileri	38
3.4.3. Tranzistorun Kuvvetlendirici Olarak Kullanılması	42
3.4.4. Tranzistorların Beslenmesi	48
3.4.4.1. Tranzistorlarda Çalışma Noktasının Ka- rarlılığı	52
3.4.4.2. Geribeslemeli Kutuplama Devreleri	57
3.4.4.3. Kompanzasyonlu Kutuplama Devreleri	66
3.4.4.4. Isıl Sürüklenme	69
3.4.5. Tranzistorların Küçük İşaret Eşdeğer Devreleri ve Parametreleri	71

3.4.5.1.	Ortak Emetörlü Devrede h Parametreleri .	72
3.4.5.2.	Ortak Emetörlü Devrede y Parametreleri .	79
3.4.5.2.	Tranzistorun Fiziksel Parametreleri	84
3.4.5.4.	Tranzistorların Yüksek Frekanslar İçin Eşdeğer Devreleri	89
3.4.5.5.	Tranzistorların Sınır Frekansları	97
3.4.5.6.	Tranzistorların Büyük İşaret Modelleri (Ebers - Moll Modelleri)	100
3.5.	Alan Etkili Tranzistor (FET)	105
3.5.1.	Jonksiyonlu FET	106
3.5.2.	Yalıtlmış Geçitli FET (MOS-FET, MOS Tranzistor)	111
	Problemler	115
4.	KUVVETLENDİRİCİLER. GENEL KAVRAMLAR VE TEMEL KUVVETLENDİRİCİ DEVRELERİ	
4.1.	Giriş	123
4.1.1.	Frekans Eğrileri	126
4.1.2.	Kuvvetlendiricilerin Art-arda (Kaskad) Bağlanma- ları	128
4.1.3.	Bağül Kazanç ve «Desibel» Tanımı	129
4.2.	Temel Kuvvetlendirici Devreleri	134
4.2.1.	Ortak Emetörlü Devre	134
4.2.2.	Emetör Direnci Köprülenmemiş Ortak Emetörlü Devre	138
4.2.2.1.	Emetördeki Değişken Gerilimden Yararlanma : Simetrik Çıkışlı Kuvvetlendirici	144
4.2.3.	Emetör Çıkışlı Devre	146
4.2.4.	Darlington Çifti	148
4.2.4.1.	Sürüklemeli (Bootstrap) Kutuplama Devresi	150
4.2.5.	Ortak Bazlı Devre	152
4.3.	Kuvvetlendiricilerin Büyük Genlikli İşaretler İçin Davranış- ları	154
4.3.1.	Giriş	154

4.3.2. Direnç Yüklü Ortak Emetörlü Devre	156
Problemler	162
5. KONDANSATÖR BAĞLAMALI ÇOK KATLI KUVVETLENDİRİCİLER	
5.1. Giriş	166
5.2. Direnç Yüklü, Kondansatörle Bağlanmış (R-C bağlamalı) Kuvvetlendiriciler	166
5.2.1. Alçak ve Orta Frekanslarda Durum. Bağlama Kondansatörlerinin Etkisi	168
5.2.2. Emetör Köprüleme Kondansatörünün Etkisi	176
5.2.3. Kazancın Yüksek Frekanslarda Değişimi	179
5.2.3.1. İç Geribeslemenin Küçük Olması Durumu	181
5.2.3.2. İç Geribeslemenin İhmal Edilememesi Durumu : Miller Teoreminin Uygulanması	183
5.2.4. Çok Katlı Kuvvetlendiricilerde Toplam Band Geniği İle Katların Band Genişlikleri Arasındaki İlişki	189
5.2.5. R-C Bağlamalı Kuvvetlendiricilerin Kare Dalgaya Cevabı	194
5.2.5.1. Yükselme Süresi	194
5.2.5.2. Eğilme	198
Problemler	204
6. KATLARI DOĞRUDAN DOĞRUYA BAĞLANMIŞ KUVVETLENDİRİCİLER	
6.1. Doğrudan Doğruya Bağlamanın Değişken İşaret Kuvvetlendiricilerinde Kullanılması	210
6.2. Doğru Gerilim Kuvvetlendiricileri	213
6.2.1. Giriş	213
6.2.2. Emetör Bağlamalı Kuvvetlendirici (Uzun Kuyruklu Devre)	216
6.2.2.1. Akım Kaynağı Kullanılarak Gerçekleştirilen Devreler	224

6.2.2.2. Emetör Bağlamalı Kuvvetlendiricilerde Kazanç Ayarı	231
6.2.3. Çok Katlı Doğru Gerilim Kuvvetlendiricileri	236
Problemler	241
7. AKORDLU KUVVETLENDİRİCİLER	
7.1. Giriş	248
7.2. Akordlu Kuvvetlendiricilerin Art-arda Bağlanmaları	256
7.3. Çok Katlı Akordlu Kuvvetlendiricilerde Toplam Frekans Eğrisi	258
7.4. Bağlaşmalı Rezonans Devreleri Kullanılarak Gerçekleştirilen Kuvvetlendiriciler (Çift Akordlu Kuvvetlendiriciler)	265
7.5. Akordlu Kuvvetlendiricilerde Kararsızlık Sorunu : İç Geribesleme Kapasitesinin Etkisi	273
7.6. Nötürleştirme	285
7.7. Tümdevreli Akordlu Kuvvetlendiriciler	286
7.8. Akordlu Kuvvetlendiricilerde Kullanılan Piezoelektrik Rezonatörler	289
Problemler	292
8. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ	
8.1. Giriş	299
8.2. Tranzistorlu A Sınıfı Güç Kuvvetlendiricileri	302
8.3. Tüplü A Sınıfı Güç Kuvvetlendiricileri	312
8.4. Puşpul (Simetrik) Kuvvetlendiriciler	313
8.5. Transformatörsüz Puşpul Kuvvetlendiriciler	323
8.6. Tranzistorlu Güç Kuvvetlendiricilerinde Isıl Kararlılık	333
8.7. C Sınıfı Kuvvetlendiriciler	337
8.7.1. Tüplü C Sınıfı Kuvvetlendiriciler	338
8.7.2. Tranzistorlu C Sınıfı Kuvvetlendiriciler	350
8.7.3. Frekans Çoğaltıcı Devreler	356
Problemler	360
EK I (Tipik Tranzistor Özeğrileri)	363
EK II (Yarıiletken Devre Elemanları İle İlgili Harf Semboller)	366

1. GİRİŞ

1.1. Elektronik Devre Elemanlarına Genel Bir Bakış.

Elektronik devrelerinde bilinen elektriksel devre elemanları olan direnç, kondansatör, bobin ve transformatörlerin yanısıra *elektronik devre elemanları* denilen başka türlü elemanlar da kullanılır. Temel çalışma ilkeleri, çeşitleri ve yapıları ilerde ana hatları ile incelenecek olan bu elemanlar üç grupta toplanabilirler :

1. Vakumlu elektronik devre elemanları.

Elektronların vakumda (boşlukta) hareketlerine ilişkin fiziksel özelliklere dayanan bu elemanların ilki *diyot* adı verilen iki elektrotlu düzendir (Fleming - 1904). Bundan sonra ortaya çıkmış olan *triyot* (Lee de Forest - 1907) ve *tetrot*, *pentot* tüpleri ile öteki çok elektrotlu tüpler yakın zamana kadar elektronik devrelerinin temel elemanları olarak hizmet görmüşlerdir. Genel olarak *elektron tüpleri* adı ile andığımız bu elemanların kullanılma alanları, yeni devre elemanlarının ortaya çıkması ile gitgide daralmış bulunmaktadır.

2. Gazlı elektronik devre elemanları.

Elektrik akımının düşük basınçlı gazlar içinden elektronların yanısıra gaz iyonlarının da katkısı ile akmasına dayanılarak gerçekleştirilen elemanlara genel olarak *gazlı tüpler* denir. Kullanılma alanları elektron tüplerininkine göre çok daha dar olan gazlı tüpler de yeni tip ve daha üstün nitelikte elemanların ortaya çıkması ile hemen hemen terkedilmiş durumdadır.

3. Yarıiletken devre elemanları.

Elektrik akımının *yarıiletkenler* adını verdiğimiz bazı katı malzemedan akışına ilişkin fiziksel özelliklere dayanılarak gerçekleştirilen elemanlara *yarıiletken devre elemanları* denir. 1945 de *tranzistor*'un bulunmasından (W. Brattain, J. Bardeen, W. Shockley) sonra hızla gelişen ve birçok çeşitleri ortaya çıkmış olan yarıiletken devre elemanlarından *yarıiletken diyotlar* vakumlu diyotların ve gazlı diyotların, çeşitli tipten

tranzistorlar (tranzistorlar, FET'ler ve MOS-FET'ler) triyotların ve çok elektrotlu tüplerin, tiristor ve triyaklar ise gazlı triyot tipi tüplerin yerini almış bulunmaktadır.

Yarıiletken devre elemanlarının, daha önceki devre elemanı tipleri olan elektron tüplerini ve gazlı tüpleri kullanma alanlarından silmelerinin, hepsi de önemli birkaç sebebi vardır: Daha dayanıklı ve uzun ömürlü olmaları, daha hafif ve küçük boyutlu olmaları, daha az güç harcamaları, seri yapıma daha elverişli, dolayısı ile daha ucuz olmaları. Bugün elektron tüplerinin hâlâ yarıiletken elemanlardan daha elverişli olduğu pek az alan vardır (örneğin elektronik devre elemanının yüksek frekanslarda ve birkaç yüz kW mertebesinde büyük güçlerde çalışmasını gerektiren radyoyayın vericileri).

Yarıiletken devre elemanlarının çok önemli bir tarafları da bunların yapım tekniklerindeki gelişmelerin, *tümdevreler*'in (entegre devrelerin) doğmasına yol açmalarıdır. Çok sayıda tranzistor, diyot ve dirençten oluşan ve çok küçük bir yarıiletken parçacığı içinde, bir bütün olarak gerçekleştirilen *yarıiletken tümdevreler*'in kullanılma alanları gün geçtikçe genişlemekte ve çeşitli elektronik devreler —hattâ sistemler— artık tümdevre olarak gerçekleştirilmektedir. Yarıiletken tümdevreler içinde ilke olarak kapasiteler de gerçekleştirilebilir. Ancak kapasitelerin önceki elemanlara oranla çok fazla yer tutması yüzünden tümdevrelerde kapasite bulunmamasına, zorunlu hallerde ise kapasite sayısının az ve değerlerinin küçük olmasına gayret edilir. Bugün yarıiletken tümdevreler iki ana grupta toplanabilir.

1. Dijital tümdevreler:

Çeşitli mantık devreleri (lojik devreleri) ile sayıcılar ve bellek devreleri bu gruptandır. Dijital tümdevreler hem bipolar tranzistorlar (kısaca tranzistorlar) hem de metal-oksit-yarıiletken tranzistorlar (kısaca MOS tranzistorlar) ile gerçekleştirilebilir. Özellikle MOS'lu devrelerde birkaç mm² lik bir yarıiletken yüzeyine onbinlerce elemanın sığdırılabilmesi, çok karmaşık dijital devrelerin (hattâ sistemlerin) tek bir tümdevre halinde gerçekleştirilebilmesine yol açmıştır (geniş çapta tümleştirme - LSI).

2. Lineer tümdevreler (Analog tümdevreler).

Terim pek açıklayıcı ve doğru olmamakla beraber dijital olmayan devrelere lineer tümdevreler denilegelmektedir. Çeşitli kuvvetlendirici (yükselteç, amplifikatör) devreleri ile salınım üretici (osilatör) devre-

leri ve bu tiplerden çeşitli devrelerin bir araya gelmesi ile oluşan sistemler günümüzde lineer tümdevre tekniği ile gerçekleştirilebilmektedir.

1.2. Ana Elektronik Devre Elemanı Grupları.

Çeşitli fiziksel temellere dayanılarak gerçekleştirilen pek çok elektronik devre elemanı türü bulunmakla beraber bunlar temel davranışları bakımından üç ana gruba ayrılabilirler :

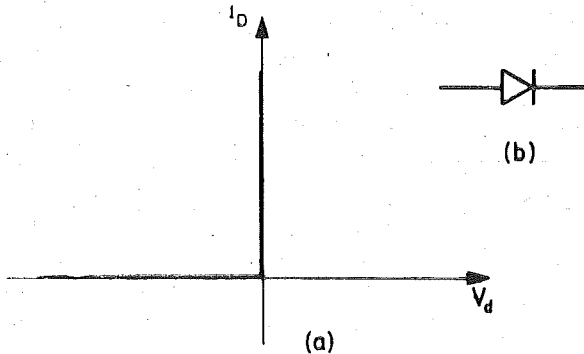
1. **Diyotlar**; yani akımı bir yönde geçiren, öteki yönde geçirmeyen elemanlar.

2. **Akım kontrol elemanları**; yani bir devreden akan elektrik akımının değerini sürekli olarak kontrol etmede kullanılan elemanlar (triyot tüpü, tranzistor v.d.).

3. **Anahtar devre elemanları**; yani bir devreden akan akımı açıp-kapatmakta kullanılan elemanlar. Akım kontrol elemanlarının da bu amaç için kullanılacakları açıktır. Bu gruba giren elemanların berikilerden farkı kontrolün sürekli olmaması, sadece iki konumlu olmasıdır (örneğin tiristor v.d.).

1.2.1. Diyotlar.

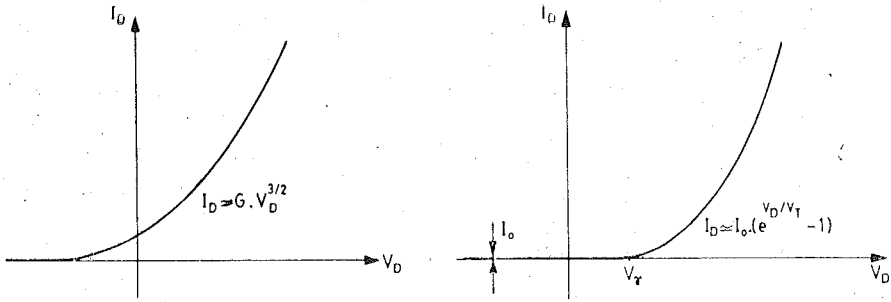
Elektrik akımını bir yöne doğru geçirip öteki yöne doğru geçirmeyen ideal bir iki uçlu elemanın akım - gerilim eğrisi (özeğrisi, karakteristik eğrisi) Şekil 1.1. (a) daki gibi olacaktır. Buna göre elemana *geçirme yönünde* bir gerilim uygulandığında uçlarında bir gerilim düşümü meydana



Şekil 1.1. (a) İdeal diyot özeğrisi. (b) Diyot sembolü.

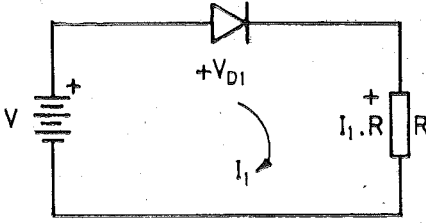
gelmemektedir. Yani elemanın geçirme yönündeki direnci sıfırdır. Zat yönde yani *tıkama yönünde* kutuplama halinde ise uygulanan gerilimin değerinden bağımsız olarak akım sıfırdır. Yani diyodun tıkama yönündeki direnci sonsuzdur.

Pratikte kullanılmakta olan diyotların özdeşleri bu ideal diyot özdeşlerinden biraz farklıdır. Şekil 1.2. (a) ve (b) de vakumlu bir diyodun ve bir yarıiletken diyodun özdeşleri verilmiştir. Görüldüğü gibi her ikisinde de geçirme yönündeki gerilim düşümü sıfır değildir ve akımın gerilime bağımlılığı eğriseldir (nonlineerdir). Ayrıca yarıiletken diyotta akımın artmaya başlayabilmesi için geçirme yönü geriliminin belirli bir V_T değerini (*eşik gerilimini*) aşması gerekir. Her iki diyot tipinde de tıkama yönü akımı —çok küçük olmakla beraber— sıfır değildir.

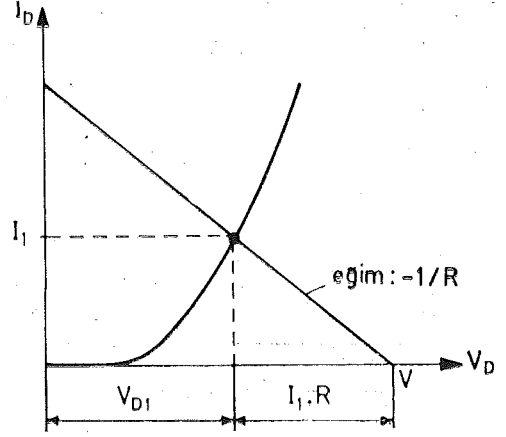


Şekil 1.2. (a) Bir vakumlu diyodun, (b) bir yarıiletken diyodun özdeşleri.

Şekil 1.3. de bir diyot, bir direnç ve bir doğru gerilim kaynağından oluşan basit bir devre verilmiştir. Kaynak, diyodu geçirme yönünde kutuplayacak şekilde bağlanmıştır. Diyodun ideal bir diyot olması halinde devreden akacak olan akımın değerinin $I = V/R$ olacağı açıktır. Diyot ideal olmayan bir diyot ise, içinden bir I_1 akımı akarken uçlarında buna bağlı —ama lineer olarak bağlı olmayan— bir V_{D1} gerilim düşümü meydana gelecektir. I_1 akımının direncin uçlarında meydana getireceği $I_1 \cdot R$ gerilim düşümü ile V_{D1} in toplamı V ye eşit olmak zorundadır. Bu söylenenler Şekil 1.4 de gösterilen çizim yolu ile, herhangi bir V gerilimi için Şekil 1.3. deki devreden akacak olan akımın bulunması için gerekli ipuçlarını verir. Bu çizim yolu kullanılarak V nin çeşitli değerleri için akacak olan I akımı değerleri bulunup V lerin hizasına işaretlenirse bunlar R direnci ile birlikte diyodun akım - gerilim bağıntısını belirleyen yeni bir eğri oluştururlar (Şekil 1.5.). Buna R ile diyodun *çalışma eğrisi* denir.

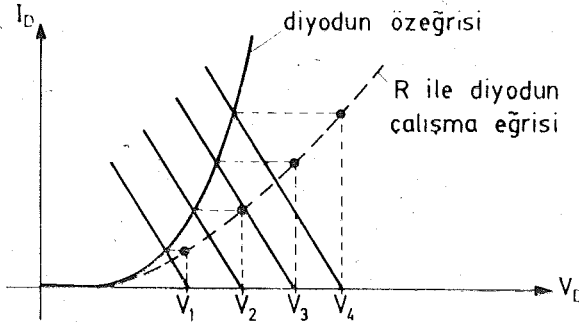


Şekil 1.3. Basit bir kaynak, diyot, direnç devresi.



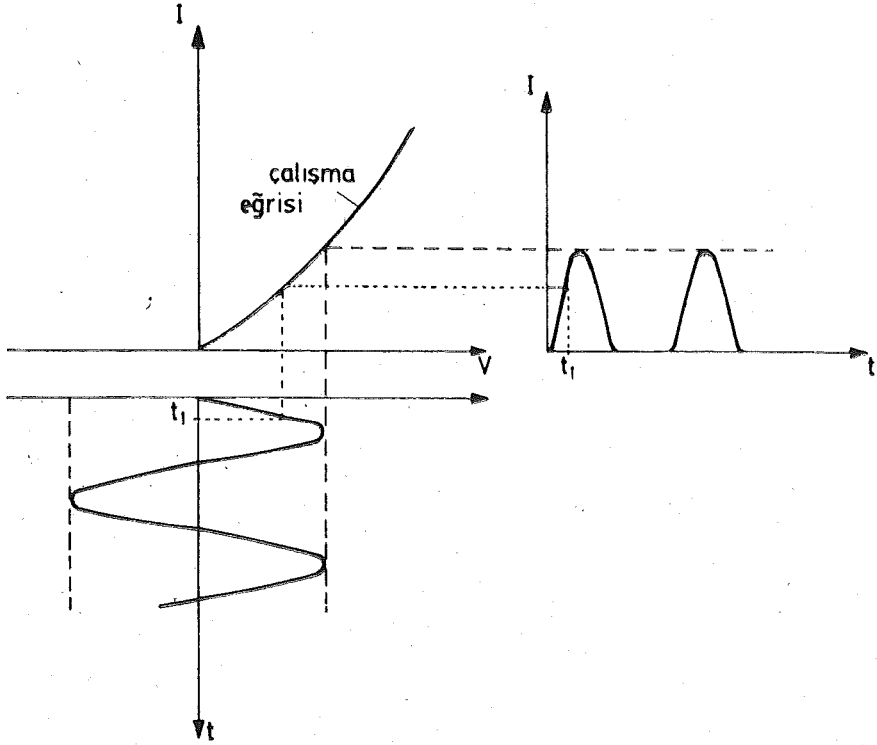
Şekil 1.4. Şekil 1.3.deki devrede I_1 akımının çizim yolu ile bulunması.

Şekil 1.3.deki gibi bir devrenin çalışma eğrisi bir defa çıkartıldıktan sonra V nin herhangi bir değeri için devreden akacak olan akım —ve bununla orantılı olan— R nin uçları arasındaki gerilim kolayca bulunabilir. Bu yolla, V nin sinus biçimli bir gerilim olması halinde akımın nasıl değişeceği Şekil 1.6. da çıkartılmıştır. Sonuç, ortalama değeri sıfır



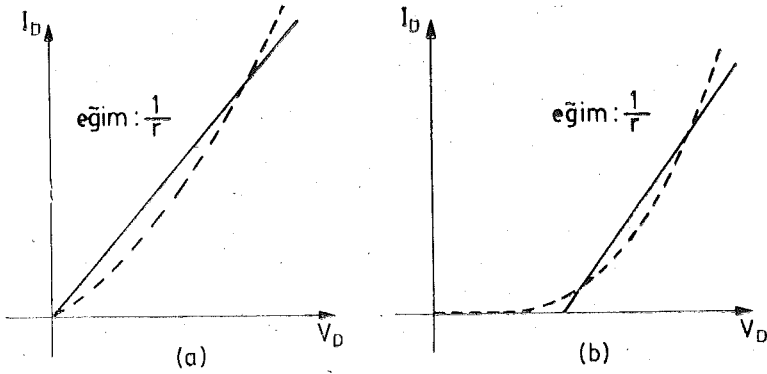
Şekil 1.5. R ile diyodun çalışma eğrisinin çizim yolu ile nokta nokta çıkartılması.

olmayan (yani bir doğru bileşeni bulunan) periyodik bir akımdır. O halde Şekil 1.3.deki basit devre, diyot olmasa idi akacak olan alternatif akımı, doğru akıma çeviren bir devre, bir *doğrultucu* olarak iş görmektedir.

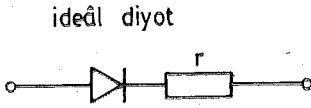


Şekil 1.6. Sinüs biçimli bir V gerilimi için diyotlu devreden akacak olan akımın çalışma eğrisi yardımı ile bulunması.

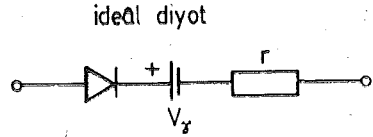
Diyotlu bir devrede akım - gerilim ilişkilerini yukarıda yapıldığı gibi çizim yolu ile çıkarmak oldukça sıkıcı bir iştir. Bunun yerine —yapılan yaklaşıklıkta doğacak hataya razı olunarak— özgeçirileri *doğrusallaştırmak* yoluna gidilebilir. Şekil 1.2. deki vakumlu diyot özgeçirisinin ve yarıiletken diyot özgeçirisinin doğrusallaştırılmış şekilleri Şekil 1.7. (a) ve (b) de verilmiştir. Buna göre vakumlu bir diyot geçirme yönünde kutuplandığında değeri r olan bir dirence eşdeğer sayılmakta, tıkama yönünde kutuplandığında ise açık devre kabul edilmektedir. Bu davranış ideal bir diyotla buna seri bağlı bir r direncinin davranışına eşdeğerdir (Şekil 1.8.). Şekil 1.7. (b) deki doğrusallaştırılmış özgeçiri akımın akmaya başlaması için geçirme yönü geriliminin V_{γ} eşik geriliminden büyük olması gerektiğini belirtmekte, bundan sonra akımın $(V_D - V_{\gamma})$ gerilimi ile orantılı olarak artacağını göstermektedir. O halde bu diyot da Şekil 1.9. daki eşdeğer devre ile temsil edilebilir.



Şekil 1.7. (a) Doğrusallaştırılmış vakumlu diyot özegrisi, (b) doğrusallaştırılmış yarıiletken diyot özegrisi.



Şekil 1.8. Vakumlu bir diyodun yaklaşık eşdeğeri.

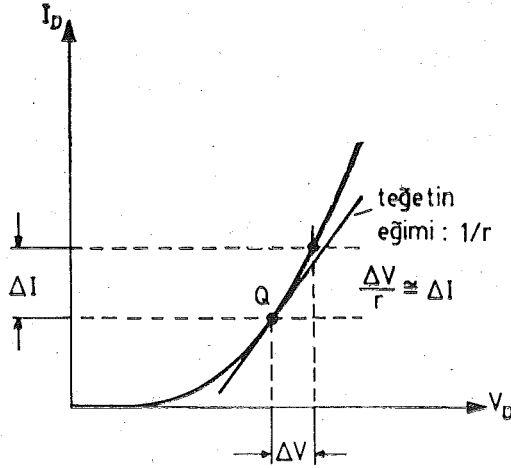


Şekil 1.9. Bir yarıiletken diyodun yaklaşık eşdeğeri.

Bazı uygulamalarda diyot belirli bir doğru gerilimle kutuplanmışken, bu doğru gerilime ilâve olarak bir de küçük genlikli değişken gerilim uygulanır. Kutuplama geriliminde meydana gelecek ΔV genlikli bir değişimin doğuracağı ΔI akım değişimi özegrî yardımı ile, Şekil 1.10. daki gibi bulunabilir. ΔV nin çok küçük olması halinde ΔI , eğri yerine bunun Q noktasındaki teğeti kullanılarak bulunursa önemli bir hata yapılmış olmaz. Özegrînin Q noktasındaki teğetinin belirlediği r direncine diyodun bu çalışma noktasındaki *değişken akım direnci* yahut *küçük işaret direnci* denir. r 'nin değerinin çalışma noktasına bağlı olarak değişeceği, belirli bir Q çalışma noktası için r biliniyorsa ΔI nin

$$\Delta I \approx \Delta V / r$$

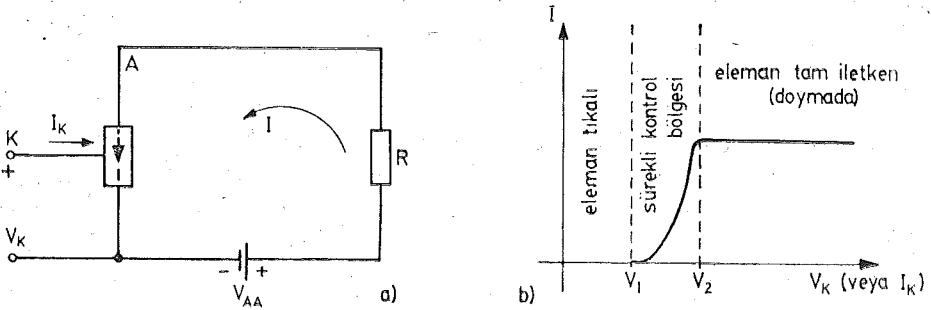
bağıntısı yardımıyla bulunabileceği kolayca görülebilir.



Şekil 1.10. Değişken akım direnci (r) yardımı ile ΔI 'nin bulunması.

1.2.2. Akım Kontrol Elemanları.

Bir V_{AA} doğru gerilim kaynağının, bir R direnci üzerinden akıtacağı akımı sürekli olarak ayarlayabilen bir eleman olarak tanımladığımız genel akım kontrol elemanı Şekil 1.11. de gösterilmiştir. Elemanda akım yolunun tamamlandığı iki elektroda (A ve O) ek olarak bir de *kontrol elektrodu* bulunur. Akım kontrolü ya bu elektrodun akımı ile yahut da bu elektrodun, girişle çıkış arasındaki ortak O elektroduna göre gerilimi ile sağlanır. İdeal bir akım kontrol elemanında: (a) devre akımının yalnızca kontrol büyüklüğüne (I_K veya V_K ya) bağlı olması, elemanın uçları



Şekil 1.11. (a) Genel akım kontrol elemanı ve devresi (b) Kontrol büyüklüğüne (V_K veya I_K) bağlı olarak akımın değişimi.

arasındaki V_{AO} geriliminden bağımsız olması, (b) akımın sıfır ile alabileceği en büyük değer arasında sürekli olarak değiştirilebilmesi, (c) akım maksimum değerinde iken elemanın uçları arasındaki V_{AO} gerilim düşümünün sıfıra düşmesi istenir. Pratikte kullanılan akım kontrol elemanları bu ideal şartları tamı tamına sağlayamamakla beraber ideale oldukça yakın elemanlar vardır (örneğin tranzistorlar, FET'ler, pentot tüpleri).

Bir akım kontrol elemanının akımı sürekli olarak kontrol edebildiği bölgeye sürekli kontrol bölgesi (yahut terim pek doğru olmamakla beraber *lineer çalışma bölgesi*) denir. Bu bölgenin bir yanında akım sıfır yani eleman *tıkalı*, öbür yanında ise eleman tam iletken (ideal olarak kısık devre) dir. Bu bölgeye de genel olarak *doyma* bölgesi denir. (Şekil 1.11.b)

1.2.3. Anahtar Devre Elemanları.

Şekil 1.11. b den bir akım kontrol elemanının kontrol geriliminin V_1 den küçük olması halinde devrenin tıkalı olacağı (akımın akmayacağı), V_2 den büyük olması halinde ise devreden maksimum akımın akacağı görülmektedir. O halde bir akım kontrol elemanı, giriş gerilimi uygun iki değer arasında değiştirilerek I akımının *açılıp kapanmasında* bir *anahtar* devre elemanı olarak kullanılabilir. Gerçekten günümüzde mantık devrelerinde (lojik devrelerinde) anahtar eleman olarak genellikle tranzistorlardan ve MOS'lardan yararlanılmaktadır. Büyük akımların açılıp kapanmasında kullanılan *tiristorlar* ve *triyaklar* ise sürekli kontrol bölgeleri olmayan anahtar devre elemanlarıdır. Aslında bir akım kontrol elemanı niteliğinde olan tranzistor, FET, MOS tranzistor gibi anahtar devre elemanlarında kontrol işareti (V_k veya I_k) I çıkış akımını sürekli olarak kontrol edebilir. Ayrıca kontrol karakteristiği her iki değişim yönü için (kontrol büyüklüğünün artma veya azalma yönünde değişmesi) tamamen aynıdır. Tiristorlarda ise kontrol elektrodu (geçit) akımı yalnızca bir yön için etkiler. Geçit akımı sıfırdan başlanarak arttırıldığında akımın belirli bir değerinde eleman iletim durumuna geçer. Bundan sonra yükten akan akım (anot akımı) geçit akımı ile kontrol edilemez. Eleman ancak anot geriliminin —kısa bir süre için de olsa— kesilmesi ile tekrar tıkalı duruma sokulabilir. Tiristorlar ve bunların alternatif akımın iki yarıperiyodu için de geçiş sağlayabilen bir türevi olan triyaklar günümüzde kuvvetli akım tekniğinde çok büyük akımların açılıp - kapanmasında geniş ölçüde kullanılmaktadır.

2. VAKUMLU ELEKTRONİK DEVRE ELEMANLARI (ELEKTRON TÜPLERİ)

2.1. Isı İle Elektron Salma Olayı.

Elektronik devre elemanları ailesinin ilk üyeleri, elektronların vakumda (boşlukta) hareketlerinin kontrolü ilkesine dayanan vakumlu diyotlar ve bundan türetilen öteki elemanlardır. Bunların hepsinde kontrol edilecek olan elektrik akımını oluşturacak olan elektronların salınması (emisyonu) için *ısı ile elektron salma* (termoelektronik emisyon) olayından yararlanılır.

Bir iletkeni meydana getiren atomların elektronlarının bir bölümü metal içinde *serbest elektron* olarak dolaşırlar. Bu elektronların enerjileri de rastgele olmakla beraber belirli bir istatistiksel dağılım gösterirler. Metalin sıcaklığı yükseltildiğinde daha çok sayıda elektron daha yüksek enerjilere sahip olur. Enerjileri metalin *çıkış işi* (E_w) adı verilen belirli bir değeri aşan elektronlar metali terkedip dışarıya *çıkabilirler*. Bu şekilde ortaya çıkan ısı ile elektron salma olayında salınan elektronların sayısı sıcaklığa ve metalin çıkış işi'nin değerine bağlıdır.

$$I_{th} = A \cdot T^2 \cdot e^{-E_w/kT} \quad (2.1)$$

Burada A, katodun yapısına bağlı bir katsayı T, °K olarak sıcaklık E_w , eV olarak katot malzemesinin çıkış işi ve k, Boltzmann katsayısı ($8,62 \cdot 10^{-5}$ eV/°K) dır.

Elektron tüplerinde, elektron salma işinde kullanılan elektroda *katot* denir. İçinden akım geçirilerek ısıtılan ve elektron salan katotlara «*direkt ısıtılmalı katotlar*» adı verilir. Elektron salma işinde kullanılan yüzey, içinden elektrik akımı geçen bir *fitil* (filâman) ile dolaylı olarak ısıtılıyorsa buna da «*endirekt ısıtılmalı katot*» denir. Direkt ısıtılmalı katot olarak en çok tungsten kullanılır. Ergime derecesi yüksek olduğu için tungsten çok yüksek sıcaklıkta (2500°K) çalıştırılabilir. Buna karşılık çıkış işi yüksek olduğundan ($E_w = 4,52$ eV) elektron salma verimi düşüktür. Verimi yükseltmek için tungsten fitilin yüzeyi çok ince bir toryum tabakası ile kap-

lanır. Toryum'un çıkış işi daha düşük olduğundan ($E_w = 2,63 \text{ eV}$), bu şekilde gerçekleştirilen toryumlu tungsten fitillerle elde edilen elektron salma verimi, saf tungsten fitille elde edilene göre daha yüksektir. Toryumlu tungsten fitillerin uygun çalışma sıcaklığı 1500°K mertebesindedir. Bazı toprak alkali metal oksitlerinin çıkış işleri çok düşüktür ($E_w \approx 1 \text{ eV}$). Bu oksitler endirekt ısıtılmış katotlarda çok yüksek elektron salma verimleri elde etmede kullanılırlar. Oksit kaplı katotların normal çalışma sıcaklıkları 1000°K mertebesindedir.

2.2. Vakumlu Diyot.

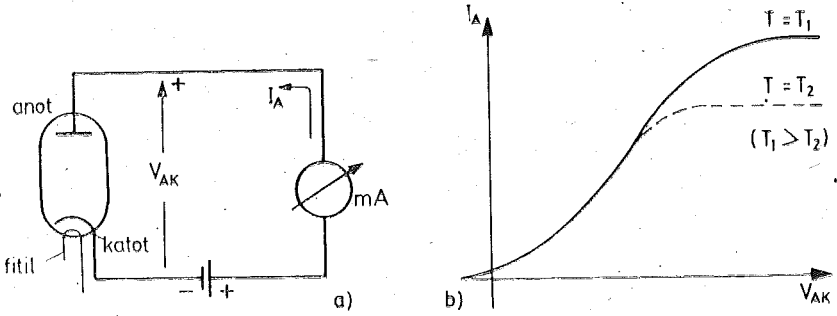
Havası boşaltılmış bir cam tüp içine elektrik akımı ile ısıtılan bir katot ve bunun karşısına bir iletken levha (anot) yerleştirilerek oluşturulan elektronik düzene vakumlu diyot denir. Anot genellikle katodu çevreleyen bir silindir şeklinde yapılıdır. Katot ısıtıldığında salınan elektronlar katot etrafında bir elektron bulutu oluştururlar. Anodun katoda göre gerilimi (V_{AK}) sıfır iken, katottan salınan elektronlardan bazılarının ilk hızlarının yeteri kadar büyük olması sonucunda anoda ulaşmaları ile çok küçük bir akım akar. Anot katoda göre pozitif yapılırsa, anot-katot arasında oluşan elektriksel alanın etkisi ile elektronlar anoda doğru hareket ederek bir akım oluştururlar. Akımın değerinin V_{AK} ya bağlı olacağı açıktır. Katodun bol elektron saldığı ve elektronların ilk hızlarının ihmal edilebilecek kadar küçük olduğu kabulü ile

$$I_A \approx G \cdot V_{AK}^{3/2} \quad (2.2)$$

olduğu gösterilebilir. Anot katoda göre negatif yapılırsa alanın etkilediği kuvvet elektronları anottan uzaklaştıracak yönde olduğu için diyottan bir akım akmaz (tıkama durumu).

Diyottan akacak akımı, katodun saldığı elektronların sayısının sınırlayacağı açıktır. Gerçekten, V_{AK} değeri çok artırılırsa akımın (2.2) bağıntısını izleyemediği, katot sıcaklığına bağlı bir değerde sınırlandığı görülür. Şekil 2.1.'de geçirme yönünde kutuplanmış bir vakumlu diyot ile bunun anot akımının anot-katot gerilimine bağımlılığını belirleyen $I_A = f(V_{AK})$ eğrisi (diyodun öz eğrisi) gösterilmiştir.

Bir vakumlu diyodun kullanılabileceği akım ve gerilimleri sınırlayan bazı etkenler vardır. Fital akımının, katot malzemesinin cinsine göre en uygun sıcaklığı sağlayacak değerde tutulması gerekir. Anot akımı bu sıcaklığın belirlediği sınırı aşamaz. Anot geriliminin etkisi ile hızlanarak anoda ulaşan elektronların çarpmaları ile açığa çıkan ısı, anot



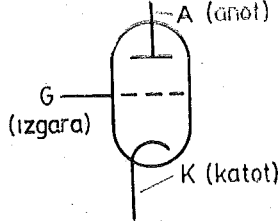
Şekil 2.1. (a) Geçirme yönünde kutuplanmış endirekt ısıtılmalı bir vakumlu diyot. (b) Diyot özegrisi ve akımın sınırlanmasının katot sıcaklığına bağlılığı.

levhasının sıcaklığının yükselmesine yol açar. Sıcaklığın, tübün çalışmasını bozacak bir seviyeye yükselmemesi için anot levhasında açığa çıkan gücün, levhanın radyasyonla etrafa yayabileceği gücü aşmaması gerekir. Anot levhasının ısı yayma yeteneğini arttırmak için büyük güçlerde kullanılacak tüplerde su ile yahut hava üfleyerek soğutma yoluna gidilebilir. Vakumlu diyotlar için önemli bir sınır değer de tıkama yönünde kutuplanmışken anoda uygulanabilecek en büyük negatif gerilim (ters tepe gerilimi)dir.

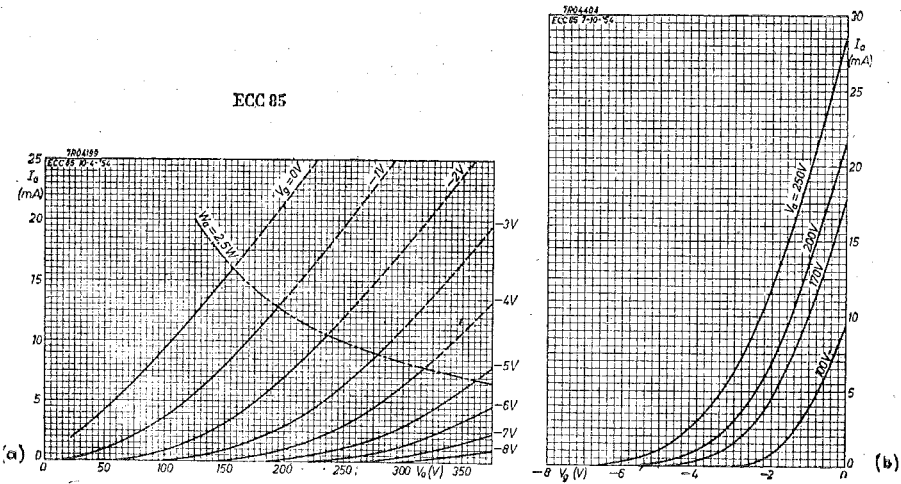
2.3. Triyot.

Bir vakumlu diyotta katotla anot arasına ızgara şeklinde bir elektrot yerleştirilirse bu elektrodun katoda göre gerilimi, tübün anot akımını kontrol etmede kullanılabilir. Bu üçüncü elektroda ızgara denir (Şekil 2.2.). Izgara - katot gerilimi sıfırken tübün anot akımı, bir diyodun anot akımına benzer şekilde V_{AK} ya bağlıdır. Belirli bir V_{AK} değeri için ızgara - katot gerilimi (V_{GK}) negatif yapılırsa anodun, katot yakınında meydana getirdiği alana ilâve olarak zıt yönde bir alan oluşacağından elektronların anoda doğru çekilmeleri zayıflar. O halde birim zamanda katot civarından anoda doğru gidecek olan elektron sayısı (anot akımı) V_{GK} gerilimi ile kontrol edilebilir. Negatif V_{GK} gerilimi yeteri kadar büyük yapılırsa akım sıfır olur (kesim durumu). Izgara katoda göre pozitif yapılırsa kumanda özelliği devam etmekle beraber bir de ızgara akımı akmaya başlar. Triyot tüpleri —özel bazı durumlar dışında— genellikle ızgara katoda göre daima negatif tutularak kullanılır.

Şekil 2.3. (a) da bir triyot tübünde çeşitli V_{GK} değerleri için I_A nın V_{AK} ya göre değişimini gösteren eğri ailesi (anot özegrileri) verilmiştir. Şekil 2.3. (b) de ise belirli V_{AK} değerleri için I_A nın V_{GK} ya bağlılığını gösteren eğri ailesi (ızgara özegrileri) görülmektedir. Bu iki eğri ailesinden biri bilindiğinde ötekinin nokta-nokta elde edilebileceği kolayca görülebilir.



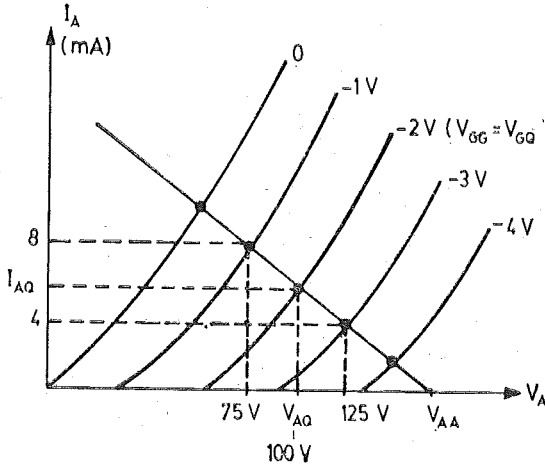
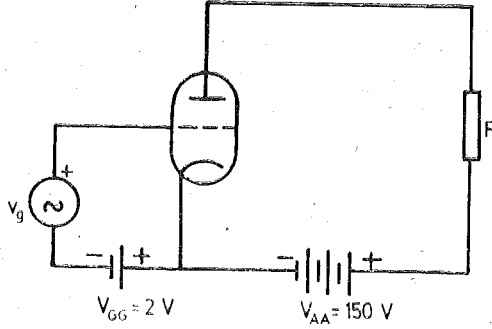
Şekil 2.2. Triyot sembolü.



Şekil 2.3. ECC 85 tipi bir çift triyodun bir elemanın (a) anot özegrileri, (b) ızgara özegrileri.

Anot akımı, ızgara gerilimi ile kontrol edilebilen bir eleman olan triyot tübünün bu özeliğinden en basit şekilde nasıl yararlanılabileceği Şekil 2.4. (a) daki devre yardımı ile görülebilir. Tübün anod akımı yolu üzerine bir R direnci konulmuş ve V_{GG} ızgara kutuplama (öngerilim) kaynağına seri olarak bir küçük genlikli değişken gerilim kaynağı (ışa-

ret kaynağı) bağlanmıştır. $v_g=0$ iken tüp üzerinden akacak olan $I_A=I_{A0}$ akımı ile $V_A=V_{A0}$ gerilimi değerleri, anot özgerileri ve R yük direncinin kesim noktasından (Q) okunabilir (Şekil 2.4. (b)). Q noktasına tübün —bu devredeki— *çalışma noktası* denir. Devremizde $V_{G0}=-2V$, $V_{A0}=100 V$ ve $I_{A0}=6 mA$ dir.



Şekil 2.4. (a) Basit triyotlu kuvvetlendirici devresi.
(b) Yük doğrusu ve çalışma noktası.

Girişe seri olarak bağladığımız işaret kaynağının verdiği gerilim tepe değerinin $V_g=1 V$ olduğunu kabul edelim. İşaret geriliminin pozitif tepesi için ızgara - katot geriliminin toplam ani değeri $V_{gk}'=-1 V$ ve buna karşı düşen anot akımı $I_{A'}=8 mA$, anot - katot gerilimi ise $V_{A'}=75 V$ dur. İşaret geriliminin negatif tepesi için de $V_{gk}''=-3 V$,

$I_A''=4 \text{ mA}$, $V_A''=125 \text{ V}$ bulunur. Bu duruma göre giriş geriliminin tepeden tepeye 2 V luk bir değişimi çıkış geriliminde tepeden tepeye $125-75=50 \text{ V}$ luk bir değişime yol açmaktadır. Yani devrenin *gerilim kazancı* 25 dir:

Bir tütün devre içindeki davranışı yukardaki örnekte görüldüğü gibi çizim yolu ile bulunabilirse de bu, işaret genliklerinin çok küçük olduğu hallerde, —çizim hataları çok artacağından— elverişli değildir. Ayrıca yükün saf direnç olmaması halinde çizim yolu ile çözüm —imkânsız olmamakla beraber— çok güçtür. Böyle durumlarda tüplerin devre elemanı olarak davranışlarını belirlemek üzere *eşdeğer devre*'lerinden yararlanır.

Bir tütün anot akımı, ızgara - katot gerilimi (V_g) ile anot - katot geriliminin (V_a) fonksiyonudur.

$$I_a = f(V_a, V_g) \quad (2.3)$$

gekinde ifade edilebilen bu bağımlılık genel olarak lineer değildir. Belirli bir Q çalışma noktasında kutuplanmış bir tübe değişken bir giriş gerilimi uygulandığında akacak olan akım sükûnet noktasındaki akım ve gerilim değerleri cinsinden bir Taylor serisi ile ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} I_a(V_a, V_g) = & I_{AQ} + \frac{1}{1!} \left[\frac{\partial I_a}{\partial V_a} \right]_{V_g=V_{GQ}=st} (V_a - V_{AQ}) + \\ & + \frac{1}{2!} \left[\frac{\partial^2 I_a}{\partial V_a^2} \right]_{V_g=V_{GQ}} (V_a - V_{AQ})^2 + \dots + \frac{1}{1!} \left[\frac{\partial I_a}{\partial V_g} \right]_{V_a=V_{AQ}} (V_g - V_{GQ}) + \\ & + \frac{1}{2!} \left[\frac{\partial^2 I_a}{\partial V_g^2} \right]_{V_a=V_{AQ}} (V_g - V_{GQ})^2 + \dots \end{aligned} \quad (2-4)$$

Q noktasının yakın civarı için yani *küçük genlikli değişimler* söz konusu olduğunda bağıntıdaki yüksek mertebeden terimler ihmal edilebilir ve bağıntı lineer bir görünüm alır:

$$I_a(V_a, V_g) = I_{AQ} + \left[\frac{\partial I_a}{\partial V_g} \right]_{V_a=V_{AQ}} \cdot \Delta V_g + \left[\frac{\partial I_a}{\partial V_a} \right]_{V_g=V_{GQ}} \cdot \Delta V_a \quad (2-5)$$

Bu bağıntıdaki birinci katsayı tütün geçiş özgeğrisinin çalışma noktasındaki eğiminden başka birşey değildir. Tütün *geçiş iletkenliği* yahut *eğimi* adı verilen ve g_m ile gösterilen bu katsayı, temel parametrelerden biridir.

$$g_m = \left[\frac{\partial I_a}{\partial V_g} \right]_{V_a=V_{AQ}} \quad (2-6)$$

(2.5) bağıntısındaki ikinci katsayı ise çıkış özgeçiriminin Q çalışma noktasındaki eğimidir. Buna tübün iç iletkenliği ve tersine tübün iç direnci denir :

$$g_p = \frac{1}{r_p} = \left[\frac{\partial I_a}{\partial V_a} \right]_{V_g = V_{A0}} \quad (2-7)$$

Böylece (2.5) bağıntısı

$$\Delta I_a = g_m \cdot \Delta V_g + \frac{1}{r_p} \Delta V_a$$

yahut küçük değişimler yerine değişken bileşenlerin ani değerleri konularak

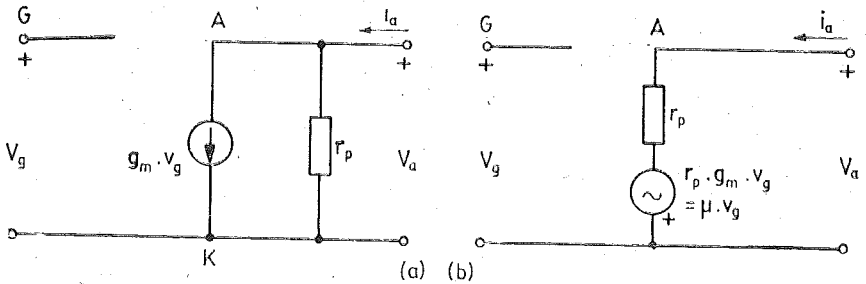
$$i_a = g_m \cdot v_g + \frac{1}{r_p} v_a \quad (2-8)$$

şeklinde yazılabilir.

(2.8) bağıntısı, Şekil 2.5. (a) daki eşdeğer devre ile gösterilebilir. Bu devrede akım kaynağı —paralel direnç yerine gerilim kaynağı— seri direnç eşdeğeri konulursa Şekil 2.5. (b) deki eşdeğer devreye ulaşılır. İkinci eşdeğer devredeki bağımlı kaynağın katsayısı olan ve

$$\mu = g_m \cdot r_p \quad (2.9)$$

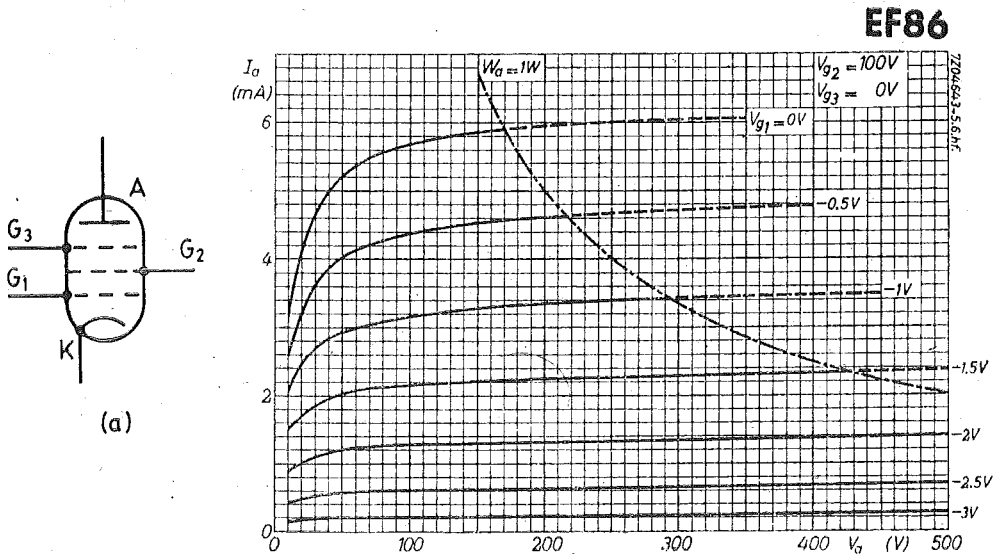
bağıntısı ile hesaplanabilen büyüklüğe tübün kuvvetlendirme katsayısı denir. Triyotlarda g_m nin mertebesi 1 ... 10 mA/V, r_p nin mertebesi 10 ... 100 kohm ve μ nün mertebesi 10 ... 100 dür.



Şekil 2.5. Belirli bir Q çalışma noktası civarında küçük genlikli değişmeler için triyot tübünün eşdeğer devreleri.

2.4. Pentot.

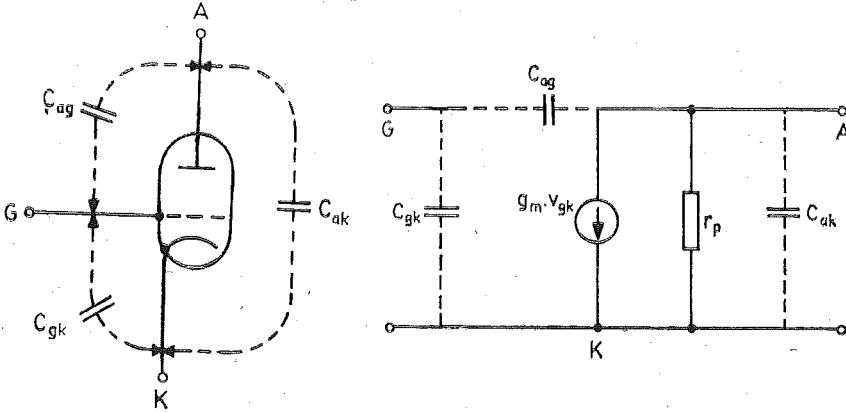
Triyot tübünde anotla ızgara arasındaki kapasite —ilerde değinilebileceği gibi— yüksek frekanslarda çalışıldığında bazı sakıncalar doğurur. Bu kapasitenin değerinin küçültülmesi amacıyla triyot tübünde anotla ızgara arasına iki ızgara daha yerleştirilerek elde edilmiş olan tüpe *pentot* denir (Şekil 2.6. (a)), Pentotlarda üçüncü ızgara katot potansiyelinde, ikinci ızgara (G_2) ise katoda göre pozitif sabit bir potansiyelde tutulur. Bu tüplerde anot akımı —pek küçük anot gerilimleri dışında— anot geriliminden hemen hemen bağımsızdır. Bu sebepten çıkış özgeçirileri Şekil 2.6. (b) deki gibi olur. Buradan görüleceği gibi —tanım olarak çıkış özgeçirilerinin çalışma noktasındaki eğiminin tersine eşit olan— iç direnç (r_p) triyotlardakine göre çok yüksektir (100 k ohm ... 1 M ohm). Eğimin büyüklüğü triyotlardaki gibi 1 ... 10 mA/V mertebesinde olur. Küçük genlikli değişken işaretler için eşdeğer devre, bir triyodunkinin aynıdır.



Şekil 2.6. (a) Pentot tübü sembolü. (b) EF86 tipi bir pentodun çıkış özgeçirileri.

2.5. Tüplerin Yüksek Frekans Eşdeğer Devreleri.

Şekil 2.5. de verilmiş olan eşdeğer devreler tübün *elektrotlar arası kapasiteleri* nin etkilerinin ortaya çıkmaya başlamadığı alçak frekanslar için geçerlidir. Bir tübün elektrotlar arası kapasiteleri küçük güçlü triyot tüplerinde herbiri birkaç pF mertebesinde olan ızgara - katot kapasitesi (C_{gk}), anot - katot kapasitesi (C_{ak}) ve anot - ızgara kapasitesi (C_{ag}) dir. Pentot tüplerinde anot - ızgara kapasitesi, ekran ızgaranın ekranlama etkisi sebebi ile triyotlardakine göre çok daha küçüktür. Elektrotlar arası kapasitelerle beraber eşdeğer devre Şekil 2.7. deki şekle dönüşür. Burada gösterilmiş olan elektrotlar arası kapasitelerin etkili ol-

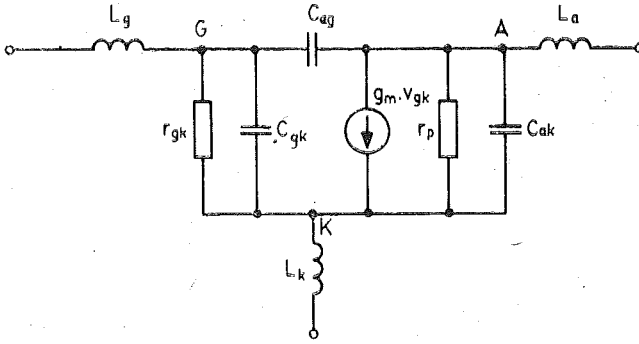


Şekil 2.7. Triyot tübünde elektrotlar arası kapasiteler ve eşdeğer devre.

maya başladığı frekans kapasite değerlerine, tübün iç direncine ve devredeki diğer dirençlere bağlıdır. Büyük dirençli devrelerde bu etki ses frekansları bandının üst ucundan itibaren, yani oldukça alçak frekanslarda başlayabilir. Bu konu direnç yüklü kuvvetlendiricilerin kesim frekansları hesaplanırken ayrıca incelenecektir.

30 - 40 MHz'den daha yüksek frekanslarda tüplerin giriş devrelerinden giriş gerilimi ile aynı fazda bir giriş akımı akmaya başlar. Iızgara katoda göre negatif tutulduğu halde akan bu akımın sebebi, tüp ayaklarının geçtiği camdaki dielektrik kayıpları, cam üzerindeki yüzey akımları ve elektronların katottan ızgaraya geçiş sürelerinin işaret periyodu yanında çok küçük olmaması yüzünden ortaya çıkan enerji kaybıdır. Tüplerde giriş direnci (r_{gk}) frekans arttıkça hızla azalarak 100 MHz'de birkaç k ohm mertebesine düşer.

Daha yüksek frekanslarda tüp ayaklarının, herbiri birkaç nH mertebesinde olan self endüktanslarının da hesaba katılması gerekebilir (Şekil 2.8.).



Şekil 2.8. Bir triyodun bacak bağlantılarının self endüktansları ile birlikte yüksek frekans eşdeğer devresi.

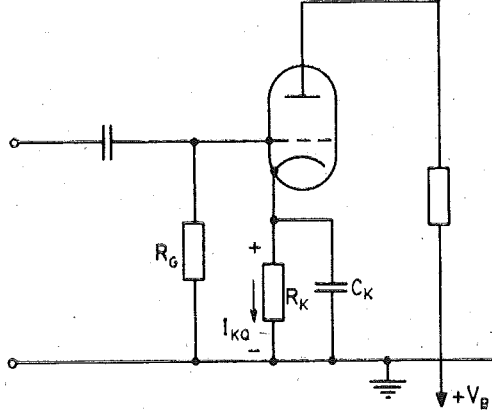
2.6. Tüplerin Beslenmeleri.

Bir tübün çalışabilmesi için gerekli besleme kaynaklarından birincisi filaman besleme kaynağıdır. Filaman, doğru yahut alternatif akımla beslenebilir. Devredeki diğer tüplerle filamanları paralel bağlanarak beslenen tüplerde filaman besleme kaynağı, filaman gerilimi (V_f) ile ve diğer tüplerle seri beslenen tüplerde ise filaman akımı (I_f) ile belirlenir.

Tüplerde anot besleme kaynağı, değeri tübün ve devrenin özelliklerine bağlı olarak seçilen bir doğru gerilim kaynağıdır (V_B). Bu değer küçük güçlü tüplerde genellikle birkaç yüz V mertebesinde dir. Büyük güçlü verici tüplerinde birkaç bin V hattâ daha yüksek gerilimler kullanılır.

Izgarayı katoda göre negatif tutmak için kullanılan V_C öngerilimi genellikle katot akımının doğru bileşeninden yararlanılarak elde edilir (otomatik öngerilim). Bu amaçla tübün katoduna seri olarak bir R_K direnci bağlanır. Tübün sükûnetteki katot akımı (triyotlarda anot akımı, pentotlarda anot ve ekran ızgara akımlarının toplamı) I_{KQ} ise R_K nın uçlarında meydana gelen gerilim düşümünün değeri $R_K \cdot I_{KQ}$ dur. Bu doğru gerilimin değeri R_K ile, tüp için gerekli V_C öngerilimine eşit olacak şekilde ayarlanıp öngerilim olarak kullanılabilir (Şekil 2.9.). Devredeki büyük değerli R_G ızgara direnci, R_K üzerinde meydana gelen $V_C = R_K \cdot I_{KQ}$ gerilim düşümünün negatif ucunun ızgaraya bağlanmasını sağlar. R_K ya

paralel bağlanmış olan C_K kondansatörünün ödevi devre değişken işaretlerle çalışırken katot akımında meydana gelen değişken bileşenleri kısa devre ederek öngerilimin sükûnet halindeki değerinde sabit kalmasını sağlamaktır. Bu sebeple, işaret geriliminin en alçak frekanslı bileşenleri için dahi R_K ya göre çok küçük bir reaktans gösterecek şekilde seçilir.

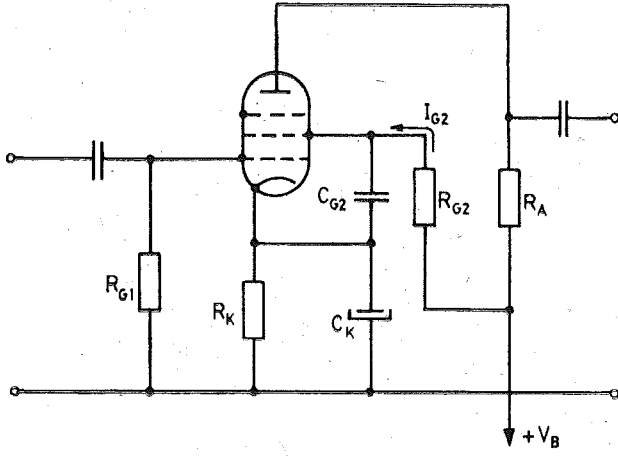


Şekil 2.9. Triyot tübü kutuplama şeması.

Pentot tüplerinde ekran ızgaranın katoda göre pozitif, sabit bir doğru gerilimle beslenmesi gerekir. Bu gerilim genellikle anot gerilimine eşit yahut ondan daha küçük bir gerilimdir. Ekran ızgara ile V_B anot besleme kaynağı arasına bir R_{G2} direnci bağlanırsa, ekran akımının ortalama değeri (doğru bileşeni) I_{G2} olmak üzere

$$V_{G2} = V_B - I_{G2} \cdot R_{G2}$$

olur. Böylece R_{G2} nin değeri uygun seçilerek V_{G2} istenen değere getirilebilir. Girişe değişken bir işaret uygulanması halinde ekran ızgara akımında da —sükûnet değeri üzerinde— değişken bir bileşen meydana gelir. Bu bileşenin R_{G2} üzerinde meydana getireceği gerilim düşümü sebebi ile V_{G2} nin sabit kalmayıp işarete bağlı olarak değişmesini önlemek üzere R_{G2} nin değişken işaretler bakımından bir C_{G2} kondansatörü ile katoda kısa devre edilmesi gerekir (Şekil 2.10.).



Şekil 2.10. Bir pentot túbünün kutuplama şeması.

3. YARIİLETKEN ELEKTRONİK DEVRE ELEMANLARI

3.1. Yarıiletkenler.

Yarıiletken devre elemanlarının yapımında kullanılan silisyum (Si) ve germanyum (Ge), atomlarının dış kabuklarında dörder valans elektronları bulunan elemanlardır. Bu tipten bir malzeme, içindeki yabancı atomlardan arıtıldıktan sonra gerektiği şekilde kristalleştirilirse düzgün bir kristal yapı meydana getirir (has yarıiletken). Bu kristal yapıda atomların dörder tane olduğunu söylediğimiz valans elektronlarından herbiri iki Si (veya Ge) atomu tarafından ortaklaşa kullanılır. Isıl uyarma ile bu elektronlar yerlerinden koparak «serbest elektron» haline geçebilirler. Kristal yapı içinde rastgele dolaşan bu elektronlar bir elektriksel alan uygulandığında, bu alana zıt yönde yani negatif uçtan pozitif uca doğru sürüklenerek bir elektrik akımı akmasına sebep olurlar. Elektronların alanın etkisi altında ortalama sürüklenme hızları (v_e), alan şiddeti (E) ile orantılıdır: $v_e = -\mu_e \cdot E$. Buradaki μ_e orantı katsayısına «elektronların hareket yeteneği» denir. Akan akımın yönü olarak, elektronların hareket yönlerinin tersi kabul edilmiştir.

Isıl uyarma ile yerinden kopan bir elektronun bu yerden ayrılması ile meydana gelen elektron noksanlığını, o yerde bir pozitif yükün bulunması şeklinde yorumlamak bazı olayların açıklanmasını kolaylaştırdığı için faydalı görülmüştür. Bu —sözde— pozitif yüke «delik» denir. Delikler de —aslında bu boş elektron yerlerinin komşu atomlardan çalınan elektronlarla doldurulması ile— kristal yapı içinde rastgele hareket ederler. Bir elektriksel alan uygulandığında delikler de —elektronlar gibi— alanın belirlediği yönde yani pozitif uçtan negatif uca doğru sürüklenerek bir akım akmasına sebep olurlar. Deliklerin ortalama sürüklenme hızları için de $v_h = \mu_h \cdot E$ yazılabilir. Deliklerle elektronların alanın etkisi altında hareket yönleri zıt olduğu halde taşıdıkları yükler de zıt işaretli olduğundan, akıttıkları akım aynı yönde ve pozitiften negatife doğrudur. Demek oluyor ki ısı uyarma ile kristal yapıdan bir elektronun kopması yapı içinde iki tane akım taşıyıcısının (elektron - delik çiftinin) ortaya çıkmasına sebep olmaktadır. Bu şekilde «doğan» elektron-delik çiftlerinin sayısı sıcaklık arttıkça çoğalır. Yani bir has yarıiletkende elektriksel iletkenlik sıcaklığa bağlı olarak artar. $T=300^\circ\text{K}$ sıcaklıkta (oda sıcaklığında) has germanyum için serbest elektron yoğunluğu $n_i = 2,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ ve serbest delik yoğunluğu $p_i = 2,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$, has silisyum için ise $n_i = p_i = 1,6 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ dır.

Düzgün kristal yapıya sahip bir has yarıiletkene dış kabuklarında beşer valans elektronu bulunan yabancı atomlar (örneğin; P, As, ...) katılırsa bu «katkı atomları» kristal yapıya, sanki birer yarıiletken ato-

mu imiş gibi, dört dış yörünge elektronları ile komşu atomlara bağlanarak yerleşirler. Açıkta kalan beşinci elektronlar kolaylıkla ait oldukları atomun çevresinden ayrılarak yapı içinde rastgele dolaşabilen birer «serbest elektron» haline geçerler. Bu yolla ortaya çıkan serbest elektronların sayısı, yapıya katılan 5 valans elektronlu atomların sayısı kadardır. Birer elektronlarını serbest bırakarak kristal yapıya yerleşmiş olan bu atomlar yerleri belirli ve sabit olan +1 pozitif yüklü iyonlar olarak yapı içinde kalırlar. Kristal yapı içinde bu serbest elektronlarla hareketsiz pozitif iyonlardan başka, yarıiletken atomlarından ısıl uyarma sonucu kopan elektronlarla bunların kopması ile ortaya çıkan delikler de vardır. Demek oluyor ki içine 5 valans elektronlu yabancı atomlar katılmış bir yarıiletkende akım taşıyıcısı olarak çok sayıda elektron ve az sayıda da delik bulunacaktır. Çoğunlukta bulunan taşıyıcılara «çoğunluk taşıyıcıları» ve bu taşıyıcılar negatif yüklü olduğu için bu tip bir yarıiletkene «*n* tipi yarıiletken» denir. Kristal yapı içindeki «*azınlık taşıyıcıları*»nın (*n* tipi yarıiletken için, *deliklerin*) sayısı, aynı sıcaklıktaki bir has yarıiletkendeki delik sayısından daha küçüktür. Bunun sebebi yapı içinde çok sayıda bulunan elektronların, deliklerle birleşerek onları yok etmeleridir. Yarıiletkene ne kadar çok 5 valans elektronlu atom katılırsa serbest elektron sayısı okadar artacak, deliklerin sayısı da —birleşmeler sonucu— o oranda azalacaktır. Katkı atomları katılmış bir yarıiletkende, belirli bir sıcaklık için, pozitif ve negatif taşıyıcıların yoğunlukları çarpımının sabit ve has yarıiletken halindekiine eşit olduğu gösterilebilir :

$$p \cdot n = p_i \cdot n_i$$

p ve *n* yoğunlukları çarpımı, has yarıiletkenle katılanmış yarıiletkende aynı olduğu halde toplam taşıyıcı yoğunluğu katılanmış yarıiletkende has yarıiletkendekine göre çok daha yüksek, dolayısı ile iletkenlik çok daha büyük olabilir. (Örneğin oda sıcaklığında has silisyum için $n_i = p_i = 1,6 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ yani 1 cm^3 deki deliklerin ve elektronların toplam sayısı $2 \times 1,6 \cdot 10^{10}$ dur. $n_i p_i$ çarpımı ise $2,56 \cdot 10^{20}$ dir. $n = 10^{16}$ olacak şekilde katılanmış *n* tipi bir silisyumda, oda sıcaklığında,

$$n \cdot p = n_i \cdot p_i = 2,56 \cdot 10^{20}$$

olduğundan

$$p = 2,56 \cdot 10^4$$

dür. 1 cm^3 deki elektronların sayısı 10^{16} , deliklerin sayısı $2,56 \cdot 10^4$, elektronların ve deliklerin toplam sayısı

$$n + p = 10^{16} + 2,56 \cdot 10^4 \approx 10^{16}$$

yani has yarıiletkendekinin yaklaşık olarak 300.000 katıdır. Ayrıca bu sayı sıcaklığa, has yarıiletkendekine göre çok daha az bağlıdır.)

Has yarıiletken dış kabuklarında üçer valans elektronu bulunan yabancı atomlar (örneğin Al, B, ...) katılırsa bu atomların kristal yapıya yerleşebilmeleri için yakınlarındaki yarıiletken atomlarından birer elektron «çalmaları» gerekir. Böylece kendileri, yapı içinde yerleri belirli ve sabit olan birer negatif iyon haline geçerlerken, çaldıkları elektronlardan kalan *delikler* —sözde— pozitif yükler olarak kristal içinde rastgele dolaşmaya başlarlar. Böylece ortaya çıkan pozitif akım taşıyıcıları, ısı uyarma ile doğmuş olan serbest elektron ve deliklere eklenirler ve bu defa pozitif taşıyıcılar çoğunlukta olduğu için bu tip bir yarıiletken *p tipi yarıiletken* denir. p tipi bir yarıiletken de belirli bir sıcaklık için $p_n = p_i \cdot n_i$ bağıntısı geçerlidir.

3.2. p-n Jonksiyonu.

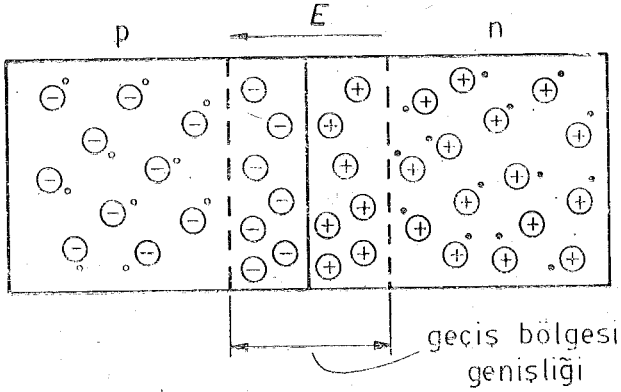
Bir yarıiletken parçasının bir bölgesi p tipi, bir bölgesi n tipi olacak şekilde katılınırsa p tipi bölgede çok sayıda bulunan delikler n tipi bölgeye doğru ve n tipi bölgede çok sayıda bulunan elektronlar p tipi bölgeye doğru yayılmaya başlarlar. Hareket edebilen taneciklerin yüksek yoğunlukta buldukları yerden alçak yoğunlukta buldukları yerlere doğru bu şekilde yayılmaları olayına *difüzyon* denir. Difüzyonla taşınan taneciklerin miktarının, taneciklerin yoğunluğunun hareket doğrultusunda uzaklık ile değişim hızına yani *yoğunluk gradyanına* bağlı olacağı açıktır. Örneğin, yarıiletken içinde delik yoğunluğunun x doğrultusunda uzaklık ile değişim hızı dp/dx ile gösterilirse, bu doğrultuda difüzyonla hareket eden deliklerin taşıdığı akımın yoğunluğu

$$J_p = -q \cdot D_p \cdot dp/dx$$

olur. Bağıntıdaki D_p katsayısına *delikler için difüzyon katsayısı* denir ve (m^2/s) boyutundadır.

p tipi bölgeye ait deliklerin n tipi bölgeye ve n tipi bölgeye ait elektronların p tipi bölgeye doğru difüzyonları sürüp gidemez. n tipi bölgeye geçen delikler bu bölgede çok sayıda bulunan elektronlarla birleşerek birbirlerini yok ederler. Benzer durum p tipi bölgeye geçen elektronlar için de söz konusudur. Bu birleşmeler sonucunda jonksiyonun iki yanındaki serbest taşıyıcılar süratle azalarak taşıyıcılar bakımından fakirleşmiş bir bölge meydana gelmesine yol açarlar. Bu *fakirleşmiş bölge* yahut *geçiş bölgesinin* n tipi yarıiletken içinde kalan kısmında, kristal yapıya yerleşebilmek için birer elektron kaybederek pozitif birer iyon haline gelmiş olan katkı atomları, pozitif bir yük birikiminin ortaya çıkmasına sebep olurlar. Benzer şekilde, geçiş bölgesinin p tipi yarıiletken içinde kalan kısmında da negatif bir yük birikimi meydana gelir (Şekil 3.1.).

Bu durumun doğal sonucu olarak elektronların sağdan sola doğru, deliklerin de soldan sağa doğru difüzyonları frenlenir ve sonunda durur. Bu denge konumunda hareketli yüklerin jonksiyonu geçerek karşı tarafa gitmeleri durmuş ve jonksiyonun iki yanındaki sabit yükler (iyonlar) sebebi ile bir E elektriksel alanı meydana gelmiştir. Geçiş bölgesinin

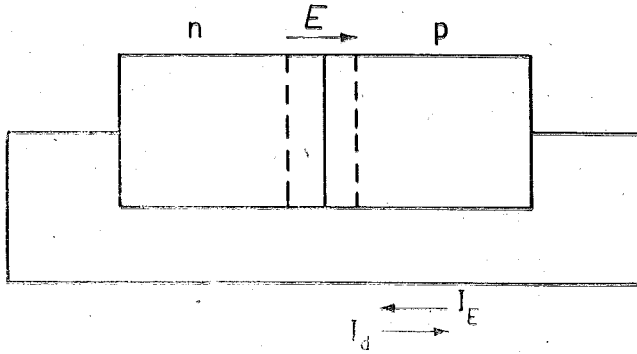


Şekil 3.1. p-n jonksiyonunda geçiş bölgesi (fakirleşmiş bölge).

dışında ise, n tipi bölgede çok sayıda serbest elektron ve az sayıda delik, p tipi bölgede de çok sayıda delik ve az sayıda serbest elektron mevcuttur. Bu durumda meselâ p tipi bölgedeki elektronlardan biri alanın etkisi ile n tipi bölgeye geçse, geçiş bölgesinin sağındaki pozitif iyonların birini nötürleştirir. Bu da E alanının, başka bir deyişle, soldaki deliklerin sağa geçmelerini engelleyen itme kuvvetinin biraz azalması sonucunu verir. Denge konumuna yeniden ulaşılması için soldan sağa bir deliğin (veya ters yönde bir elektronun) geçmesi gerekir. Demek oluyor ki aslında jonksiyonun bir yanından diğer yanına bir taşıyıcı geçişi mümkündür; fakat bu hemen, karşıt cinsten bir taşıyıcının da geçmesi sonucunu doğuracağından, jonksiyondan geçen net akım sıfır ortalama değerini muhafaza eder.

p ve n tipi bölgelerdeki katkı atomu yoğunlukları eşitse meydana gelen geçiş bölgesi genişliklerinin her iki taraf için aynı olacağı açıktır. Katkı atomu yoğunlukları eşit değilse, örneğin n tipi bölgede daha çok katkı atomu varsa, geçiş bölgesinin n tipi bölge içinde kalan kısmı —iki taraftaki zıt işaretli iyonların sayılarının eşit olmasını sağlayacak şekilde— p tipi bölge içinde kalan kısmından daha dar olur.

Jonksiyonun iki yanındaki p ve n tipi bölgeler dışardan bir iletkenle kısa devre edilirse durumda bir değişiklik olmaz. Alanın etkisi ile jonksiyonu aşan azınlık taşıyıcılarının meydana getirdiği küçük bir I_E akımı, bu akımı meydana getiren taşıyıcıların bir yandan öteki yana geçmeleri yüzünden, difüzyonu önleyen E alanının değerinde azalmalara ve bu da I_E ile zıt yönde ve ona eşit bir I_d difüzyon akımının doğmasına sebep olur. Jonksiyon ve dış devre üzerinden akan net akımın ortalama değeri sıfır kalır (Şekil 3.2.).



Şekil 3.2. Kısa devre edilmiş p-n jonksiyonu.

Jonksiyona dışardan, E alanını kuvvetlendirecek yönde bir gerilim uygulanırsa şu değişiklikler ortaya çıkar:

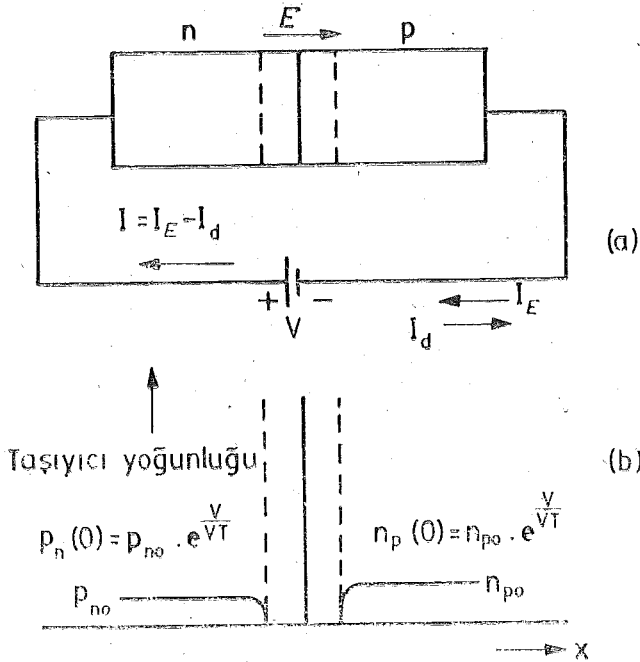
(a) Çoğunluk taşıyıcıları alanın büyümesi sebebi ile jonksiyondan daha uzaklara itilir ve bunun sonucunda geçiş bölgesi iki tarafa doğru genişler.

(b) Alanın büyümesi, azınlık taşıyıcılarının alanın etkisi altında akıttıkları I_E akımının artmasına sebep olur. Jonksiyona gerilim uygulanmamışken I_E akımını dengeleyerek net akımın sıfır olmasını sağlayan I_d difüzyon akımı, difüzyonu engelleyen alanın büyümesi sebebi ile azalır. Sonuç olarak devreden, I_E 'nin yönünde bir net akım akar (Şekil 3.3. a). Azınlık taşıyıcılarının meydana getirdiği bu akımın değeri küçüktür. Yarıiletken içindeki azınlık taşıyıcılarının sayısı küçük olduğu için uygulanan gerilim arttırılsa da bu akım pek artmaz; mevcut bütün azınlık taşıyıcılarının akıma katılmalarından sonra belirli bir doyma değerinde sabit kalır. Ancak, azınlık taşıyıcılarının sayıları sıcaklığa çok bağlı olduğundan bu doyma akımının değeri, sıcaklıkla artar.

(c) Azınlık taşıyıcılarının alan tarafından karşı tarafa sürüklenmesinin sonucu olarak, azınlık taşıyıcıları yoğunluğu geçiş bölgesi sınırında düşer. Şekil 3.3. b de, azınlık taşıyıcıları yoğunluğunun jonksiyon civarında uzaklıkla nasıl değiştiği gösterilmiştir. Geçiş bölgesi sınırındaki azınlık taşıyıcıları yoğunluklarının, uygulanmış olan gerilime (V) bağlı olarak

$$p_n(0) = p_{no} \cdot e^{V/V_T} \quad , \quad n_p(0) = n_{po} \cdot e^{V/V_T}$$

bağıntıları ile ifade edilebileceği gösterilebilir ($p_n(0) < p_{no}$ ve $n_p(0) < n_{po}$ olması için V nin negatif olması gerekir). Bağıntılardaki V_T büyüklüğü, $-k$ Boltzmann katsayısı, T mutlak sıcaklık ve q elektronun yükü olmak üzere $V_T = kT/q$ bağıntısı ile belirlidir ve oda sıcaklığında değeri yaklaşık olarak 25 mV dur.



Şekil 3.3. Tıkama yönünde kutuplanmış p-n jonksiyonu.

(a) akımın bileşenleri, (b) taşıyıcı yoğunluklarının uzaklıkla değişimi.

Bu şekilde, bir p-n jonksiyonunu, p tipi bölgeyi bir gerilim kaynağının negatif ucuna, n tipi bölgeyi ise pozitif uca bağlayarak küçük bir akım akıtacak şekilde kutuplamaya *tıkama yönünde kutuplama* denir.

Jonksiyona uygulanan gerilimin yönü değiştirilirse bu sefer gerilim, mevcut alanı zayıflatacak yönde etki yapar ve şu durum ortaya çıkar :

(a) Alanın küçülmesi sebebi ile çoğunluk taşıyıcısı olan elektron ve delikleri jonksiyondan uzak tutan etki zayıflar ve bunun sonucunda geçiş bölgesi genişliği azalır.

(b) Çoğunluk taşıyıcılarının karşı tarafa difüzyonunu frenleyen etken zayıfladığı için I_d difüzyon akımı artar. Alanın akıttığı I_E azınlık taşıyıcıları akımı ise azalır. Bu durumda devreden, I_d nin yönünde bir akım akar (Şekil 3.4. a). I_d , yapı içinde bol sayıda bulunan çoğunluk taşıyıcıları tarafından sağlandığı için —uygulanan gerilime bağlı olarak— büyük değerler alabilir.

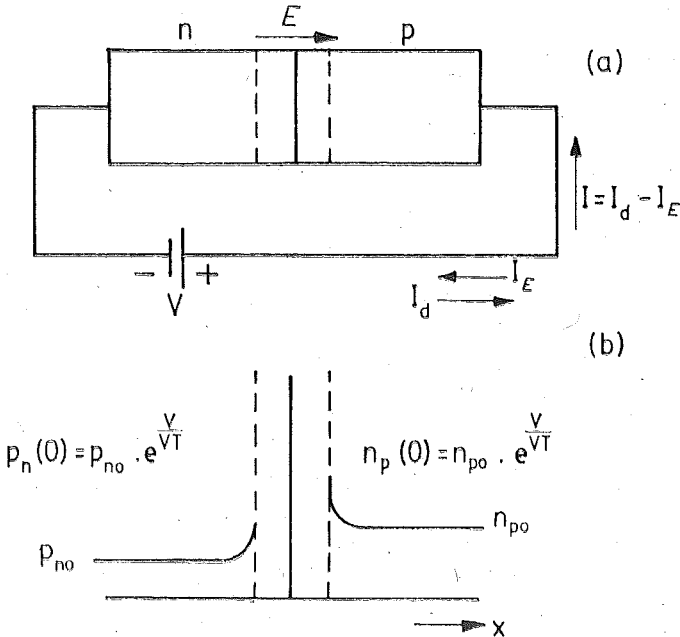
(c) Difüzyonla karşı tarafa geçen çoğunluk taşıyıcıları, geçtikleri taraftaki azınlık taşıyıcıları yoğunluğunun geçiş bölgesi sınırında artmasına sebep olurlar (Şekil 3.4. b). Geçiş bölgesi sınırındaki yoğunlukların uygulanan gerilime (V) bağlı olarak yine

$$p_n(0) = p_{no} \cdot e^{V/V_T}$$

$$n_p(0) = n_{po} \cdot e^{V/V_T}$$

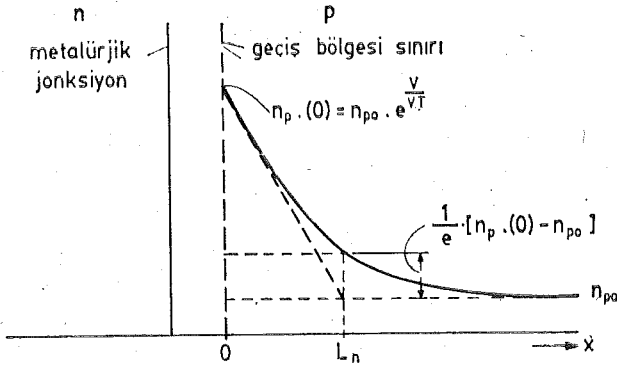
bağıntıları ile ifade edilebilecekleri gösterilebilir ($p_n(0) > p_{no}$ ve $n_p(0) > n_{po}$ olması için bu defa V nin pozitif olması gereklidir).

Bu şekilde, jonksiyonu, p tipi bölgeyi gerilim kaynağının pozitif ucuna ve n tipi bölgeyi gerilim kaynağının negatif ucuna bağlayarak, büyük bir akım akıtacak şekilde kutuplamaya *geçirme yönünde kutuplama* denir (Şekil 3.4.).



Şekil 3.4. Geçirme yönünde kutuplanmış p-n jonksiyonu.

Geçirme yönünde kutuplanmış bir p-n jonksiyonunda geçiş bölgesi sınırlarındaki azımlık taşıyıcıları yoğunluğu yükselmesinin, karşı taraftaki çoğunluk taşıyıcılarının difüzyonu sonucunda ortaya çıktığı belirtilmişti. Bu taşıyıcıların yoğunluğu, geçiş bölgesi sınırından uzaklaşılınca, bu bölgede çoğunlukta olan karşıt cinsten taşıyıcılarla birleşmeler sonucunda sürekli olarak azalır ve alabileceği en küçük değer olan denge yoğunluğuna doğru (p tipi yarıiletken için n_{p0} ve n tipi yarıiletken için p_{n0}) düşer. Bu değişimin üstel olduğu gösterilebilir. Yoğunluk artımının, geçiş bölgesi sınırındaki değerinin e'de birine düştüğü uzaklığa *difüzyon uzaklığı* denir ve elektronlar için L_n , delikler için L_p sembolü ile gösterilir (Şekil 3.5.). Difüzyon uzaklığı, ortamdaki çoğunluk taşıyıcıları yoğunluğuna bağlı olarak 10 μm ile birkaç mm arasında değerler alabilir.



Şekil 3.5. Geçirme yönünde kutuplanmış p-n jonksiyonunda p bölgesine giren elektronların yoğunluğunun uzaklıkla değişimi.

3.3. Yarıiletken Diyot.

Bir p-n jonksiyonu p tipi bölge n tipi bölgeye göre negatif olacak şekilde kutuplandığında küçük bir akım ve p tipi bölge n tipi bölgeye göre pozitif olarak kutuplandığında kutuplama gerilimi ile artan büyük bir akım akıttığına göre, bir *diyot* olarak kullanılabilir. Bir yarıiletken diyodun akım-gerilim bağıntısı elektron ve delik akımlarının geçiş bölgesi sınırlarındaki değerlerinden hareket edilerek çıkartılabilir. Şekil 3.4. deki gibi geçirme yönünde kutuplanmış bir diyotta *jonksiyondan* geçen net akım soldan sağa doğru geçen elektronların doğurduğu akımla sağdan sola doğru geçen deliklerin doğurduğu akımın toplamıdır. Geçiş bölgesi içindeki üreme ve birleşmeler ihmal edilirse bu elektron ve delik akımları geçiş bölgesi sınırlarındaki değerlerine eşit alınabilir. Geçiş

bölgesinin p tipi bölge içindeki sınırı üzerindeki elektron akımı bu noktadaki elektron yoğunluğu gradyanı cinsinden :

$$I_n(0) = A \cdot q \cdot D_n \cdot \left[\frac{dn_p}{dx} \right]_{x=0}$$

dir (Şekil 3.5.).

Burada A jonksiyon alanını, D_n p bölgesi içinde, azınlık taşıyıcıları için difüzyon katsayısını ve son çarpan da elektron yoğunluğu gradyanının geçiş bölgesi sınırındaki değerini göstermektedir. Elektron yoğunluğunun uzaklıkla değişim kuralı ile başlangıç değeri $n_p(0)$ ve $x \gg L_n$ için ulaşacağı değer olan n_{p0} bilindiğine göre (dn_p/dx) hesaplanabilir :

$$n_p = [n_p(0) - n_{p0}] \cdot e^{-x/L_n} + n_{p0}$$

$$\frac{dn_p}{dx} = -\frac{1}{L_n} \cdot [n_p(0) - n_{p0}] \cdot e^{-x/L_n}$$

$$\left[\frac{dn_p}{dx} \right]_{x=0} = -\frac{1}{L_n} [n_p(0) - n_{p0}]$$

Bu değer kullanılarak

$$I_n(0) = -A \cdot q \cdot D_n \cdot \frac{1}{L_n} \cdot [n_p(0) - n_{p0}]$$

ve

$$n_p(0) = n_{p0} \cdot e^{V/V_T}$$

olduğundan

$$I_n(0) = -A \cdot q \cdot \frac{D_n}{L_n} \cdot n_{p0} \cdot (e^{V/V_T} - 1)$$

bulunur. Benzer işlemler Şekil 3.4. de sağdan sola doğru geçen delikler için yapılırsa geçiş bölgesinin n tipi bölge içindeki sınırındaki delik akımı için de

$$I_p(0) = -A \cdot q \cdot \frac{D_p}{L_p} \cdot p_{n0} \cdot (e^{V/V_T} - 1)$$

bağıntısı elde edilir. Ohalde toplam akım

$$I_D = I_n(0) + I_p(0) = -A \cdot q \cdot \left[\frac{D_n}{L_n} \cdot n_{p0} + \frac{D_p}{L_p} \cdot p_{n0} \right] \cdot (e^{V/V_T} - 1)$$

bağıntısı ile belirlidir. Bağintıdaki (-) işareti Şekil 3.4. de x 'in yönünün akım yönüne ters alınmış olmasının sonucudur. D_n , L_n , D_p ve L_p sebebi

ile malzemeye, A sebebi ile diyodun geometrisine, n_{po} ve p_{no} sebebi ile de katkı yoğunluklarına ve sıcaklığa bağlı olan katsayıya diyodun I_0 doyma akımı denir :

$$I_0 = -A \cdot q \cdot \left[\frac{D_n}{L_n} \cdot n_{po} + \frac{D_p}{L_p} \cdot p_{no} \right]$$

Böylece geçirme yönünde kutuplanmış bir yarıiletken diyodun akımı için

$$I_D = I_0 \cdot (e^{V/V_T} - 1)$$

bulunur. Bu bağıntı $V \gg V_T$ şartını gerçekleyen (yani birkaç yüz mV dan daha büyük) geçirme yönü gerilimleri için

$$I_D \approx I_0 \cdot e^{V/V_T}$$

şeklinde basitleştirilebilir. Bu bağıntıdan, geçirme yönünde kutuplanmış bir yarıiletken diyodun *küçük işaret direnci* için

$$r_d = \frac{dV}{dI_D} = \frac{V_T}{I_D}$$

elde edilir. Buna göre, küçük işaret direnci diyodun I_D kutuplama akımı ile ters orantılıdır ve değeri, oda sıcaklıklarında $V_T \approx 25 \text{ mV} = 0,025 \text{ V}$ olduğundan

$$r_d = \frac{0,025}{I_D (\text{A})} = \frac{25}{I_D (\text{mA})}$$

bağıntısı ile hesaplanabilir.

Yukarda geçirme yönünde kutuplanma durumu için çıkartılmış olan akım bağıntısının, tıkama yönünde kutuplama hali için de geçerli olduğu gösterilebilir. Bu durumda V tıkama geriliminin *negatif* alınması gerekir. $|V| \gg V_T$ (yani birkaç yüz milivolttan daha büyük tıkama gerilimleri) için $I_D \approx -I_0$ olacağı, yani tıkama yönü akımının uygulanan gerilimden bağımsız olarak sabit kalacağı kolayca görülebilir.

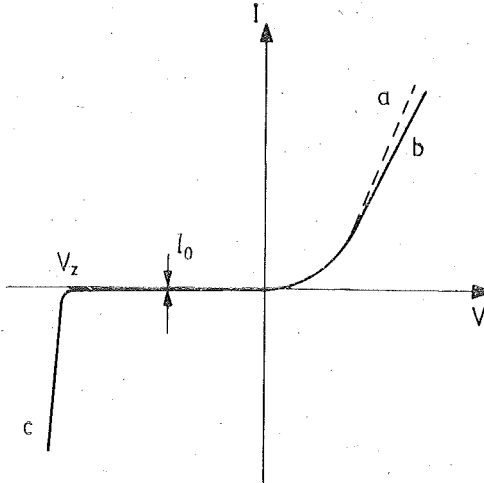
Gerçek bir yarıiletken diyodun elektriksel davranışı, elde edilmiş olan bağıntının belirlediği eğriye tamı tamına uymaz (Şekil 3.6.) :

(a) Yarıiletken gövdenin direnci sıfır olmadığından gerçekte yarıiletken diyoda seri olarak bir R_s gövde direnci vardır. Bu dirençteki gerilim düşümü özellikle büyük akımlarda kendini belli eder.

(b) Gerilimden bağımsız olacağını gördüğümüz tıkama yönü akımı tıkama yönü geriliminin belirli bir değerinde birden bire artmaya

başlar. Fazla katkılanmış yarıiletkenlerle gerçekleştirilen yarıiletken diyotlarda geçiş bölgesi genişliği çok küçük olacağından tıkama yönü geriliminin bir değerinden sonra bu bölge içindeki alan şiddeti yarıiletken atomlarına ait elektronları kopartabilecek kadar yüksek bir değere (silisyum için 300 kV/cm) ulaşabilir. Bu durumda yapı içinde çok yüksek sayıda serbest elektron ortaya çıkacağından akım birden bire artar (Zener olayı). Yarıiletken katkılı oranları çok yüksek değilse Zener olayından önce bir başka olay meydana gelir. Geçiş bölgesi geniş olduğundan bu bölgeyi geçerken alanın etkisi ile hızlanan elektronlar çarpıştıkları yarıiletken atomlarından yeni elektronların kopmasına ve bu şekilde ortaya çıkan elektronların da olaya katılması ile taşıyıcı sayısının çığ gibi artmasına sebep olurlar (çığ olayı). Fiziksel mekanizma farklı olmakla beraber çığ olayına dayanan diyotlara da pratikte *Zener diyodu* denmekte ve akımın birdenbire artmaya başladığı gerilim (belverme gerilimi) genellikle *Zener gerilimi* adı ile anılmaktadır.

Zener olayında elektronların kopması sıcaklık arttıkça kolaylaşır. Dolayısı ile Zener olayının başladığı gerilimin sıcaklık katsayısı negatiftir. Öte yandan, sıcaklık arttıkça elektronların ortalama serbest yolları kılacağından çığ olayının başladığı gerilimin sıcaklık katsayısı pozitifdir. Bu nedenle her iki olayın da katkıda bulunduğu 5-6 V mertebesindeki zener gerilimleri için sıcaklık katsayısı sıfır civarında, Zener olayının baskın olduğu 5 V dan küçük zener gerilimli diyotlarda negatif, çığ olayının baskın olduğu 6 V dan büyük zener gerilimli diyotlarda ise pozitifdir.



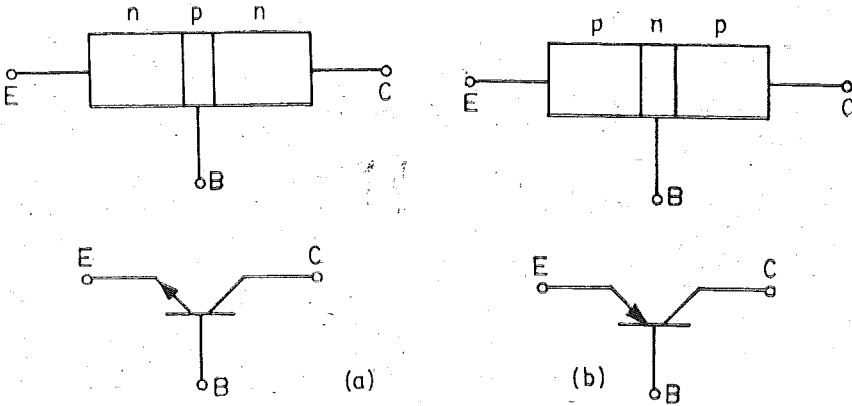
Şekil 3.6. Gerçek yarıiletken diyot öz eğrisi (a) teorik eğri, (b) gövde direncinin etkisi, (c) Zener bölgesi.

3.4. Tranzistor.

3.4.1. Giriş.

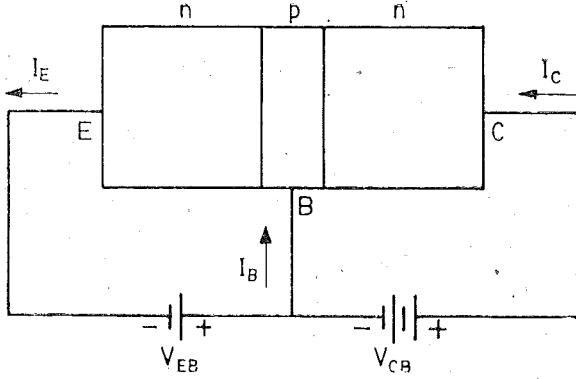
Günümüzde akım kontrol elemanı olarak en çok kullanılan yarıiletken düzenler *bipolar tranzistor*'lar —yahut kısaca *tranzistorlar*—dır. Tranzistorların alan etkili tranzistorlara göre en önemli üstünlükleri akım kontrol yeteneklerinin (yani *geçiş iletkenlikleri*'nin) daha yüksek olmasıdır. Aşağıda bipolar tranzistorların yapıları ve devre elemanı olarak davranışları ana hatları ile gözden geçirilecektir.

Bir tranzistor, iki n tipi yarıiletken bölgesi çok ince bir p tipi yarıiletken tabaka ile ayrılmış olan bir düzen olarak gerçekleştirilebilir. Böyle bir tranzistora *n-p-n tipi tranzistor* denir. Bunun tersi, yani iki p tipi bölge arasına ince bir n tipi tabaka yerleştirilerek gerçekleştirilen tranzistorlar ise *p-n-p tipi tranzistor*'lar olarak adlandırılır. Her iki tranzistor tipinde de aradaki ince yarıiletken tabakasına *baz*, bunun iki yanındaki —karşıt cinsten— yarıiletken bölgelerinden birine *emetör* öbürüne *kolektör* denir. Şekil 3.7. de n-p-n tipi ve p-n-p tipi tranzistorların şematik yapıları ile sembolleri verilmiştir.



Şekil 3.7. (a) n-p-n tipi bir tranzistorun, (b) p-n-p tipi bir tranzistorun şematik yapısı ve semböli.

Şimdi bir n-p-n tipi tranzistoru göz önüne alarak akım kontrol mekanizmasını anlamaya çalışalım. Tranzistorun emetör baz jonksiyonu geçirme yönünde, baz kolektör jonksiyonu da tıkama yönünde kutuplanmış olsun (Şekil 3.8.).



Şekil 3.8. Emetör-baz jonksiyonu V_{EB} gerilimi ile geçirme yönünde, kolektör-baz jonksiyonu V_{CB} gerilimi ile tıkama yönünde kutuplanmış n-p-n tipli bir tranzistor.

Bir an için tranzistorda baz bölgesinin çok dar olduğu gerçeğini bir tarafa bırakarak akımları inceleyelim :

1. Geçirme yönünde kutuplanmış olan E-B jonksiyonunda, emetör bölgesindeki çoğunluk taşıyıcısı olan elektronlar difüzyonla baz bölgesine geçerler. Benzer şekilde baz bölgesindeki çoğunluk taşıyıcıları da emetör bölgesine geçerler. Bu iki taşıyıcı akışının sebep olduğu *elektrik akımı* aynı yönde ve emetörden dışarıya doğrudur. Emetör bölgesinin katkı yoğunluğu baz bölgesininkine göre çok yüksek yapılırsa toplam akım üzerinde bazdan emetöre geçen deliklerin payı ihmal edilebilir. Akacak olan akım geçirme yönünde bir p-n jonksiyonunun akımıdır ve değeri $I_E \approx I_{EBS} \cdot (e^{-V_{EB}/V_T} - 1)$ bağıntısı ile belirlidir. Buradaki I_{EBS} kat sayısı kolektör jonksiyonundan da akım akması (yahut kolektörün baza kısa devre edilmesi) haline karşı düşen emetör-baz jonksiyonu doyma akımıdır.

$$\text{Emetör bölgesi } \gamma = \frac{I_{nE}}{I_{nE} + I_{pB}} \quad I_E = I_{pB} + I_{nE} \quad \rho = \frac{I_{nE}}{I_B} = 1 + \beta$$

2. Tıkama yönünde kutuplanmış olan B-C jonksiyonunda p bölgesindeki azınlık taşıyıcıları olan elektronlar kolektör bölgesine, kolektör bölgesindeki azınlık taşıyıcıları da baz bölgesine doğru, jonksiyondaki V_{CB} nin de desteklediği alanın etkisi ile akarlar. Bunların toplamı kolektör ucundan içeriye doğru bir elektrik akımı demektir. Akıma katkıda bulunan taşıyıcıların yoğunluğu her iki bölgede de çok az olduğundan akım değeri küçüktür ve taşıyıcı yoğunlukları ile sınırlıdır.

Şimdi tekrar başa, emetör bölgesinden baz bölgesine difüzyonla geçen elektronlara dönelim. Bu elektronların baz bölgesi içinde ilerledikçe burada çoğunlukta bulunan deliklerle birleşeceklerini ve yoğunluklarının

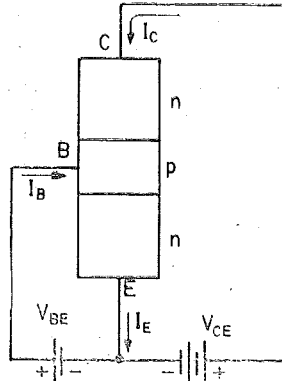
$$\text{Laz transport faktörü } \beta^* = \frac{I_{nC}}{I_{nB}}$$

$$\alpha = \frac{I_{nC}}{I_{nE}} = \frac{I_{nC}}{I_{nE}} = \beta^* \times \gamma$$

uzaklıkla üstel olarak azalacağını, elektronların difüzyon uzaklığı denilen uzaklıkta yoğunluk artımının, başlangıçtaki değerinin $1/e$ sine düşeceğini biliyoruz.

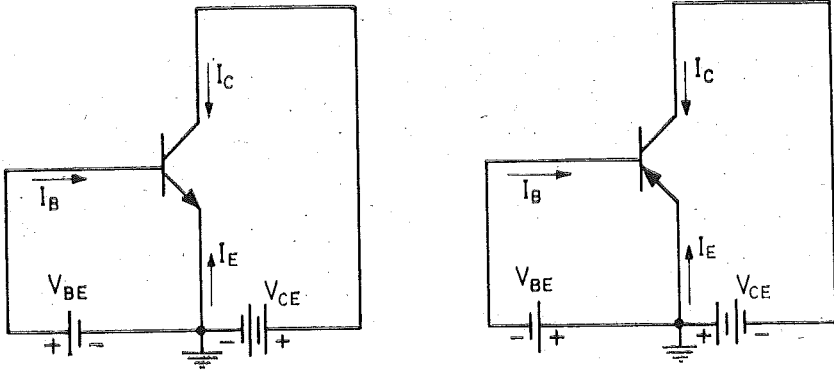
Şekil 3.8.deki yapıda p tipi baz bölgesinin genişliği elektronların L_n difüzyon uzaklığına göre küçük olacak şekilde, çok dar yapılırsa emetörden baz bölgesine geçen elektronların henüz pek azı deliklerle birleşmişken, büyük çoğunluğu kolektör jonksiyonuna ulaşır. Bu jonksiyondaki kutuplama gerilimi elektronları kolektör bölgesine doğru akıtacak yönde olduğundan kolektör jonksiyonuna ulaşmış olan elektronlar kolektör bölgesine geçerek kolektörden dışarıya doğru bir elektron akımı (kolektörden içeriye doğru bir elektrik akımı) oluştururlar. Bu akım emetörden baza geçen elektronların akıttığı akımdan biraz küçüktür. Aradaki fark baz bölgesinden geçerken deliklerle birleşen az sayıda elektrona karşı düşen akıma eşittir. Baz bölgesi yeteri kadar dar ise baz içinde meydana gelen birleşmeler az olacağından baz akımı çok küçük ve emetör akımı yaklaşık olarak kolektör akımına eşit olur.

Şekil 3.8. e dikkatle bakılırsa görülür ki elektron akımı yolu emetörden —baz üzerinden— kolektöre doğru, yani elektrik akımının yolu kolektörden —baz üzerinden— emetöre doğrudur ve bu akımı sağlayan toplam kaynak V_{CE} gerilimidir. Akımı kontrol eden büyüklük ise, baza geçen elektronların sayısını belirleyen V_{BE} gerilimidir. O halde tranzistörü Şekil 3.9. daki gibi de kutuplayabiliriz. Böylece kontrol edilen akımın, kontrolü sağlayan kaynak üzerinden akması önlenmiş olur. *Ortak bazlı devre* denilen Şekil 3.8. daki devrede kontrol kaynağından akan akım yaklaşık olarak kontrol edilen akıma eşit olduğu halde Şekil 3.9. daki *ortak emetörlü devre*'de kontrol kaynağından akan akım (baz akımı) kontrol edilen akıma göre çok küçüktür.



Şekil 3.9. n-p-n tipi bir tranzistörün ortak emetörlü devrede kutuplanması.

n-p-n tipi bir tranzistor için bu anlatılanlar p-n-p tipi bir tranzistor için de geçerlidir. Tek fark akım ve gerilimlerin yönlerinin yukardakinin tersi olmasıdır. Pratikte, her iki tranzistor tipi için de geçerli olmak üzere akımların *referans yönleri'nin* *tranzistora doğru* alınması kabul edilmiştir. Bu kabule göre —ve tranzistorlar için sembolleri kullanılarak— Şekil 3.10 (a) da verilmiş olan devrede I_C ve I_B —gerçek yönlerle referans yönleri uyduğu için— pozitif birer büyüklük, I_E ise —gerçek akım yönü referans yönüne zıt olduğu için— negatif bir büyüklüktür. Şekil 3.10. (b) deki p-n-p tranzistorlu devrede ise I_E pozitif, I_C ve I_B negatiftir. Gerilimler de giriş ve çıkış çevrimleri için *ortak* olan uç referans alınarak yönlendirilir. Örneğin Şekil 3.10. (a) daki ortak emetörlü devrede V_{BE} ve V_{CE} pozitifdir. Şekil 3.10.(b) deki devrede ise her ikisi de negatiftir.



Şekil 3.10 (a) n-p-n tipi, (b) p-n-p tipi tranzistor için ortak emetörlü devrede akımların referans yönleri.

Şekil 3.10.(a) ve (b) de verilmiş olan ortak emetörlü devrelerde kontrol edilen akım (yahut çıkış akımı) yani I_C nin, giriş akımına yani I_B ye oranına tranzistorun *kısa devre akım kazancı* denir ve h_{FE} ile gösterilir :

$$h_{FE} = I_C / I_B \quad (3.1)$$

Buradaki *kısa devre* terimi akım yolu üzerinde bir yük bulunmadığını yahut yükün «kısa devre» olduğunu belirler. Görüleceği gibi h_{FE} her iki tranzistor tipi için de *pozitif* bir büyüklüktür. Değeri tranzistorun yapısına (katkı yoğunluklarına ve baz bölgesinin genişliğine) bağlıdır ve merteye olarak genellikle 10 ile 1000 arasındadır.

Kolektör akımının emetör akımına oranı, ortak bazlı devrenin kısa devre akım kazancıdır (h_{FB}) ve değeri daima 1'den küçüktür. İşareti ise her iki tranzistor tipi için de *negatiftir*.

$$h_{FB} = I_C / I_E \quad (3.2)$$

Tranzistorun akımları arasında —elemanın içinde bir yük kaynağı yahut yük kapalı bulunmadığına göre—

$$-I_B + I_C + I_E = 0 \quad (3.3)$$

bağıntısı yazılabilir. (3.1), (3.2) ve (3.3) bağıntıları kullanılırsa h_{FE} ile h_{FB} arasında

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{-(I_C + I_E)} = \frac{1}{-\left(1 + \frac{I_E}{I_C}\right)}$$

$$h_{FE} = \frac{-\frac{I_C}{I_E}}{\left(\frac{I_C}{I_E} + 1\right)} = -\frac{h_{FB}}{h_{FB} + 1} \quad (3.4)$$

ve

$$h_{FB} = -\frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} \quad (3.5)$$

bağıntıları bulunur.

Tranzistorda gerçekte, emetör bölgesindeki çoğunluk taşıyıcılarının baza difüzyonundan kaynaklanan bu akımlardan başka —şimdiye kadar küçük olduğu için ihmal ettiğimiz— tıkama yönünde kutuplanmış olan kolektör jonksiyonunun tıkama akımı da vardır. Kolektör ve baz bölgelerinde, ısıl etkilerle ortaya çıkan elektron ve deliklerin oluşturduğu bu akıma *ısıl doyma akımı* da denir ve I_{CBO} ile gösterilir. Bu akım da hesaba katılırsa kolektör akımı

$$I_C = h_{FB} \cdot I_E + I_{CBO} \quad (3.5.b)$$

şeklinde yazılabilir. Buradan $h_{FB} = -h_{FE} / (h_{FE} + 1)$ ve $I_E = -(I_C + I_B)$ ko-nularak

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B + I_{CBO} \cdot (h_{FE} + 1) \quad (3.6)$$

bağıntısı elde edilir. Bu son iki bağıntı ortak bazlı ve ortak emetörlü devreler için sıcaklığa bağlı olan I_{CBO} akımının I_C üzerindeki etkisini belirler.

3.4.2. Tranzistor Özeğrileri.

Şekil 3.9. daki gibi kutuplanmış bir tranzistor için çeşitli akım gerilim ilişkilerini gösteren eğrilere yahut eğri ailelerine *tranzistorun öz-eğrileri* denir. Özeğriler arasında en önemli olanları *giriş özeğrisi* ($I_B=f(V_{BE})$), *geçiş özeğrisi* ($I_C=f(I_B)$) ve *çıkış özeğrileri* ($I_C=f(V_{CE})$, I_B parametre) dir. Aşağıda bu eğrilerin genel gidışlerinin nasıl olması gerektiği, tranzistorun çalışma ilkelerinden yararlanılarak çıkartılacaktır.

Giriş Özeğrisi :

Şekil 3.10. (a) daki devrede tranzistorun emetöründen bazına geçen elektronların miktarını (dolayısı ile I_E emetör akımını) belirleyen etken V_{BE} gerilimidir. I_E nin V_{BE} ye bağımlılığı, p-n jonksiyonunun akım-gerilim bağıntısı ile belirlidir :

$$I_E \approx -I_{EBS}(e^{V_{BE}/V_T} - 1)$$

Burada I_{EBS} , emetör baz jonksiyonunun ısıl doyma akımıdır. (3.1) ve (3.3) bağıntılarından

$$I_B = -I_E / (h_{FE} + 1) \quad (3.7)$$

olduğu kolayca görülebilir. Ohalde tranzistorun giriş özeğrisini belirleyen bağıntı

$$I_B \approx \frac{+I_{EBS}}{h_{FE} + 1} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) \quad (3.8)$$

dir (Şekil 3.11.).

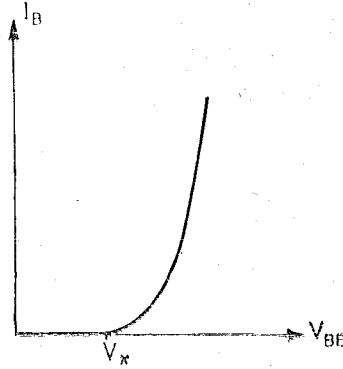
Çıkış Özeğrileri :

Bir tranzistorda kolektör akımını, emetörden baza difüzyonla geçen taşıyıcılardan, birleşmeyle baz içinde yok olmadan kolektör jonksiyonuna ulaşabilenler oluşturur. O halde bu akım emetör akımına ve tranzistorun h_{FE} sine, dolayısı ile I_B baz akımına bağlıdır, fakat kolektör emetör geriliminden bağımsızdır. Yani ideal olarak sabit bir I_B değeri için çizilecek $I_C=f(V_{CE})$ eğrisinin, yatay bir doğru olması gerekir (Şekil 3.13.). Ancak V_{CE} nin I_C üzerinde bazı etkileri olması gerektiği, biraz daha etraflı düşünülürse görülebilir :

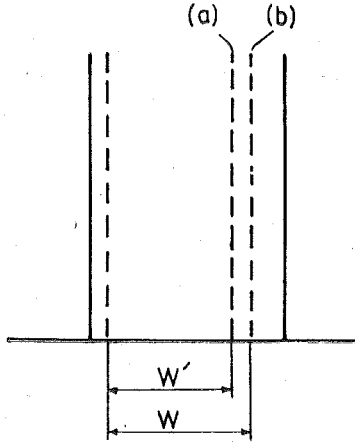
1. Kolektör-baz jonksiyonu $V_{CE} > V_{BE}$ kaldıkça tıkama yönünde kutuplanmış bir jonksiyondur. Bu jonksiyondaki geçiş bölgelerinin geniş-

liği, tıkama gerilimi yükseldikçe artar. O halde *baz bölgesinin etkin genişliği*, V_{CE} (dolayısı ile V_{CB}) arttıkça azalır (Şekil 3.12.). Baz genişliğinin azalması ise h_{FE} nin, dolayısı ile belli bir I_B değeri için akacak kolektör akımının artması sonucunu verir. O halde *Early olayı* adı verilen bu olayın etkisi ile $I_B = \text{sabit}$ için çizilen $I_C = f(V_{CE})$ eğrisi yatay olmayacak, V_{CE} büyüdükçe I_C de meydana gelen artmayı belirleyecek şekilde meyilli olacaktır (Şekil 3.13.).

2. V_{CE} nin değeri azalma yönünde değiştirilirse $V_{CE} = V_{BE}$ değerinde çıkış jonksiyonunu tıkama yönünde kutuplayan V_{CB} gerilimi sıfıra düşer.

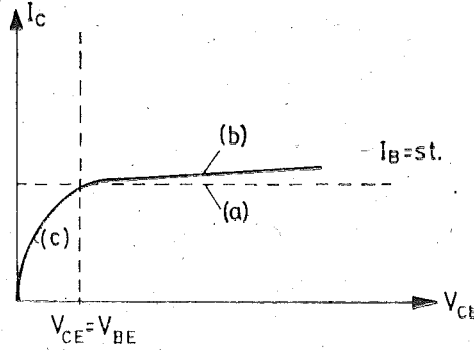


Şekil 3.11. Tranzistorun giriş özegrisi. Akımın belirgin bir şekilde artmaya başladığı gerilim (eşik gerilimi) V_γ ile gösterilmiştir.



Şekil 3.12. Early olayı. (a) V_{CE} tıkama geriliminin büyük bir değeri için kolektör-baz jonksiyonu geçiş bölgesinin baz içindeki bölümünün sınırı. Bu durumda bazın etkin genişliği W' dır. (b) Küçük bir V_{CE} için geçiş bölgesi sınırı. Bu durumda bazın etkin genişliği W ye yükselmektedir.

$V_{CE} < V_{BE}$ için ise kolektör-baz jonksiyonu tıkama yönünde değil, artık iletim yönünde kutuplanmıştır. Bu durumda akacak olan baz-kolektör akımını meydana getiren, kolektör ve baz bölgelerindeki çoğunluk taşıyıcılarıdır ve akımın yönü normal çalışma durumundaki akım yönünün tersidir. Baz akımına bu olaydan dolayı eklenen bileşenin yönü ise normal baz akımınınkinin aynıdır. O halde $V_{CE} < V_{BE}$ bölgesinde, belirli bir baz akımı için akacak olan kolektör akımı, $V_{CE} > V_{BE}$ bölgesindeki göre çok küçüktür ve V_{CE} küçüldükçe hızla azalır. Şekil 3.13. de gösterilmiş olan bu bölgeye tranzistorun *doyma (satürasyon) bölgesi* denir. Doyma bölgesinin başlangıcını belirleyen $V_{CE} = V_{BE}$ noktalarının I_B küçüldükçe sola doğru kayacağı kolayca görülebilir.

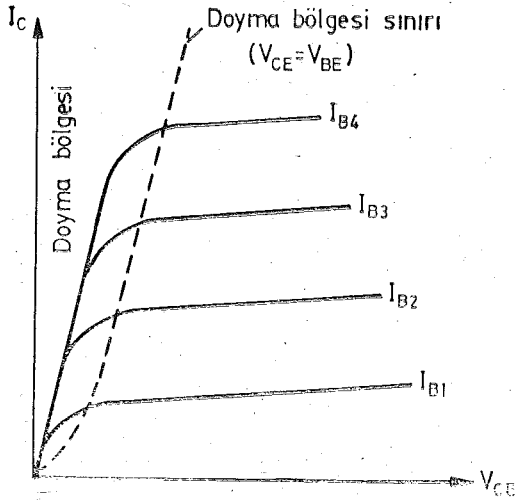


Şekil 3.13. Tranzistorun $I_C = f(V_{CE})$ eğrilerinden biri. (a) İdeal eğri, (b) Early olayının etkisi, (c) Doyma bölgesinde I_C nin değişimi.

Şekil 3.14. de I_B ye adım adım değerler verildiğinde elde edilecek olan eğri ailesi (çıkış özdeşleri) verilmiş ve bunlar üzerinde doyma bölgesi işaretlenmiştir.

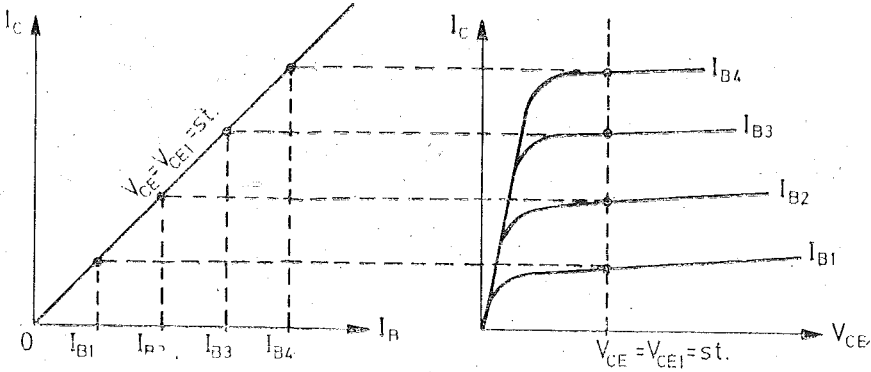
Akım Geçiş Özdeşisi :

Şekil 3.14.deki çıkış özdeşlerinden, V_{CE} nin belirli bir değeri için $I_C = f(I_B)$ akım geçiş özdeşini veren noktalar elde edilebilir. Bu özdeş —çıkış özdeşlerinin tam yatay olmaması sebebi ile— değişik $V_{CE} = st$ değerleri için başka başkadır. Ancak bunlar birbirlerine çok yakın çıkacağından, pratikte ortalama bir V_{CE} değeri için tek bir özdeş vermekle yetinilir (Şekil 3.15). Geçiş özdeşisi başlangıçtan geçen hemen hemen lineer bir eğridir. Bu, h_{FE} nin akımdan bağımsız sayılabileceğini ifade



Şekil 3.14. Tranzistorun çıkış özgeçirileri.

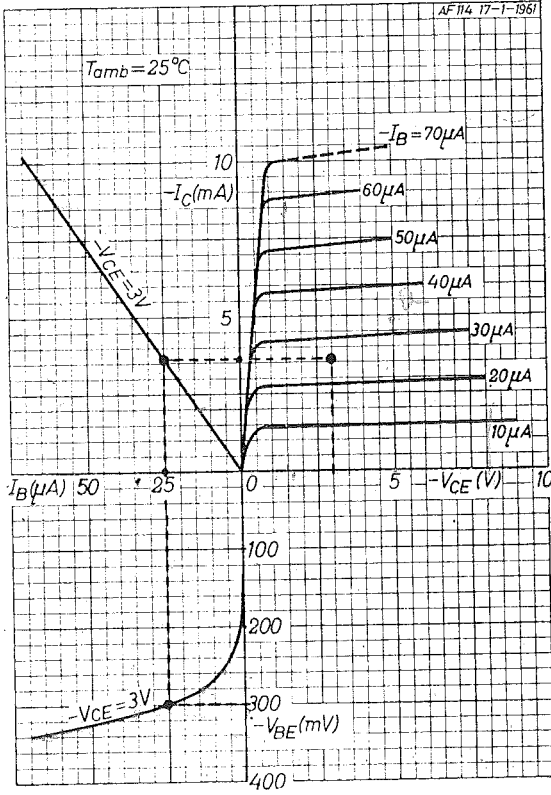
eder. Aslında çok küçük veya çok büyük I_C değerlerinde bazı ikincil olaylar sebebi ile h_{FE} nin değeri düşer, dolayısı ile geçiş özgeçirisinin lineerliği bozulur.



Şekil 3.15. $V_{CE} = V_{CEI} = st$ için $I_C = f(I_B)$ geçiş özgeçirisinin elde edilmesi.

Belirli bir tranzistor tipi için giriş, çıkış ve geçiş özgeçirileri genellikle yapımcı tarafından kataloglarda verilir. Özgeçiriler üzerinde çizim yolu ile çözüm yapılırken elde edilen büyüklükleri eksenden eksene taşıma işini azaltmak amacı ile bu üç özgeçiriyi eş eksenlerini çakıştırarak

bir arada vermek daha uygun olur. Şekil 3.16. daki özegriler bu şekilde verilmiştir. Eğriler üzerinde —bir örnek olmak üzere— $V_{BE} = -300$ mV ve $V_{CE} = -3$ V luk kutuplama gerilimleri için akacak olan I_B ve I_C akımları bulunarak işaretlenmiştir.



Şekil 3.16. p-n-p tipi bir germanyum tranzistorunun (AF 115 tranzistorunun) özegrileri.

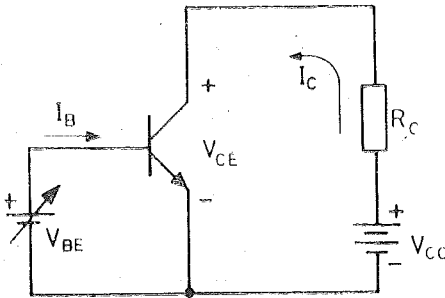
3.4.3. Tranzistorun Kuvvetlendirici Olarak Kullanılması.

Şekil 3.8. deki ortak bazlı devrede olsun, Şekil 3.9. daki ortak emetörlü devrede olsun tranzistorun kolektör akımının baz-emetör gerilimi ile kontrol edilebileceğini gördük. İki devre arasındaki önemli fark ortak bazlı devrede kontrol kaynağından çekilen akımın I_E olmasına karşılık ortak emetörlü devrede I_B olmasıdır. $I_B = -I_E / (h_{FE} + 1)$ bağıntısı ve h_{FE} nin 100 ler mertebesinde olduğu göz önüne alınırsa, kolektör akımının kontrolü için ortak emetörlü devrenin daha elverişli olduğu görülür.

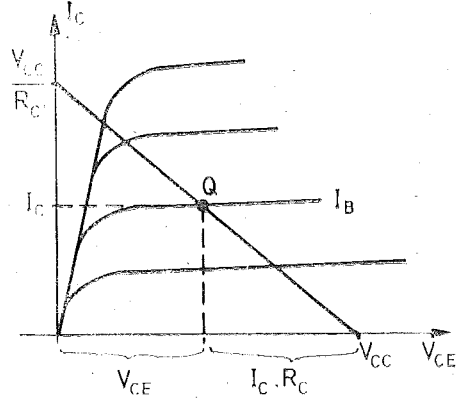
Şekil 3.17. de, kolektör akımı yolu üzerine bir R_C direnci bağlanmış olan bir tranzistor, kutuplama kaynakları ile birlikte gösterilmiştir. R_C ye tranzistorun *doğru akım yük direnci* denir. V_{CC} *kolektör besleme kaynağı* sabit gerilimli bir kaynaktır. V_{BE} kaynağının geriliminin değiştirilebildiğini kabul edelim. V_{BE} nin (dolayısı ile I_B nin) belirli bir değeri için akacak olan I_C kolektör akımının R_C direnci üzerinde meydana getirdiği gerilim düşümü ile tranzistorun çıkış uçları arasındaki gerilimin toplamı çevredeki kaynak gerilimine (V_{CC}) eşit olacağından

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C \cdot R_C \quad (3.9)$$

yazılabilir. Bu bağıntı (V_{CE} , I_C) düzleminde bir doğru belirler ve *yük doğrusu* adını alır. Girişteki I_B akımının akıtacağı I_C akımının V_{CE} ye bağlı olarak değişimi ise tranzistorun çıkış eğrilerinde, bu I_B değeri için çizilmiş olan eğri ile verilmiştir. O halde kolektör akımı, yük doğrusu ile, uygulanan I_B akımına karşı düşen çıkış özegrisinin kesim noktası (Q) tarafından belirlenir (Şekil 3.18.). I_B nin çeşitli değerleri için bulunacak olan I_C değerleri (I_C , I_B) düzleminde işaretlenirse tranzistorun V_{CC} *kaynağı ve R_C yükü ile birlikte akımlar için çalışma geçiş eğrisi* elde edilir (Şekil 3.19.).

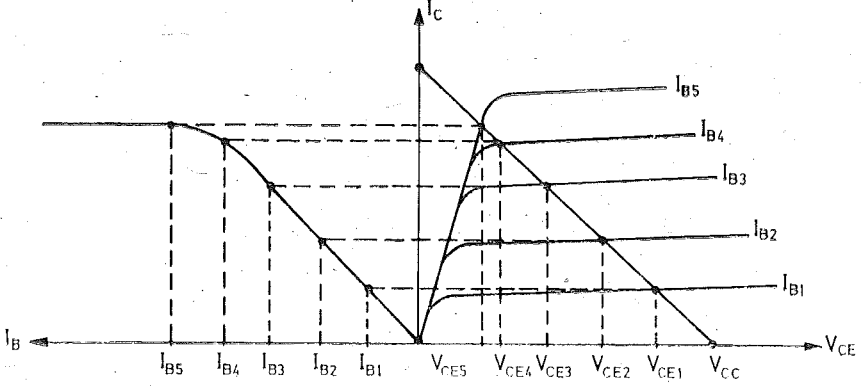


Şekil 3.17. Ortak emetörlü devrede doğru akım yük direnci.



Şekil 3.18. Yük doğrusunun çıkış özegrileri üzerinde gösterilmesi.

Bu eğri yardımı ile I_B nin herhangi bir değeri için *bu devrede* akacak olan kolektör akımı doğrudan doğruya bulunabilir. *Çalışma geçiş eğrisinin*, sabit bir V_{CE} değeri için verilmiş olan geçiş eğrisinden farklı olacağı ve farkın, özellikle tranzistorun *doyma*'ya girdiği bölgede belirginleştiği gözden kaçırılmamalıdır.

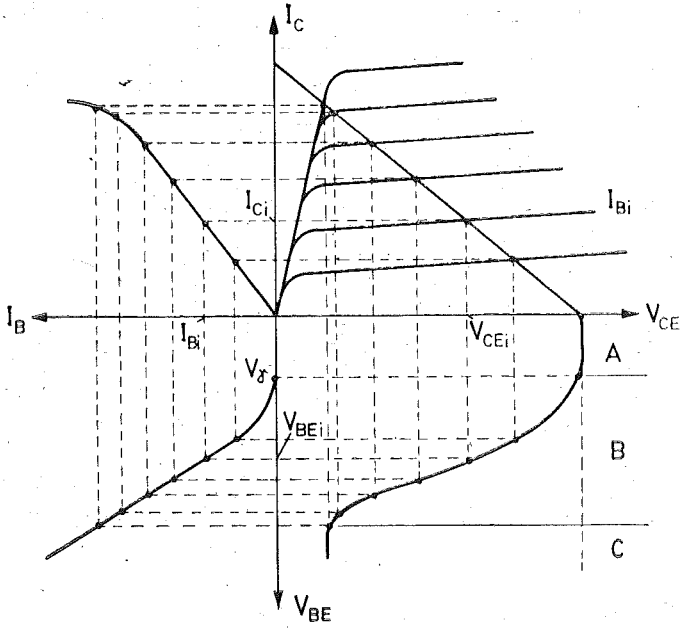


Şekil 3.19. Şekil 3.17.deki devre için çalışma geçiş eğrisinin elde edilmesi.

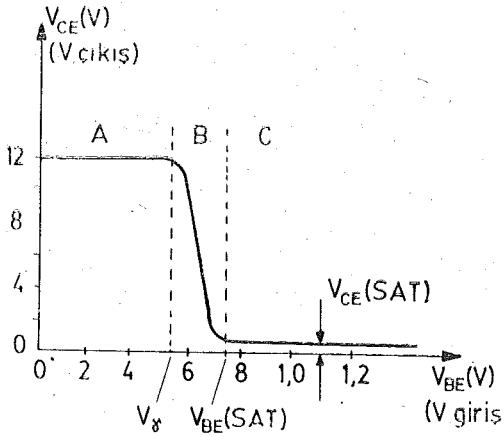
Devrede V_{BE} nin değiştirilmesi I_C nin değerinin değişmesine, o da $-R_C$ direncindeki gerilim düşümü sebebi ile V_{CE} nin değişmesine yol açar. V_{BE} nin sıfırdan başlanarak arttırılması halinde V_{CE} nin buna bağlı olarak nasıl değişeceği tranzistörün giriş özgeğrisi ($I_B=f(V_{BE})$ eğrisi) ile Şekil 3.19. daki eğriler kullanılarak çıkartılabilir (Şekil 3.20.).

V_{BE} , V_{γ} eşik değerine ulaşmaya kadar baz akımı akmadığından tranzistörün kolektör akımı da sıfır, dolayısı ile $V_{CE}=V_{CC}$ dir. Bu durumda tranzistör *tikal*'dir denir (Şekil 3.20. de A bölgesi). $V_{BE}>V_{\gamma}$ için baz akımı akmaya başlar. Bu baz akımı ile orantılı olan I_C nin R_C üzerinde meydana getireceği gerilim düşümü sebebi ile $V_{CE}<V_{CC}$ dir. V_{BE} arttırıldıkça I_B ve —buna bağlı olarak— I_C artar, $V_{CE}=V_{CC}-R_C \cdot I_C$ olduğundan V_{CE} azalır. V_{CE} nin V_{BE} ile sürekli olarak kontrol edilebildiği bu bölgeye —değişim aşağı yukarı doğrusal olduğundan— *doğrusal çalışma bölgesi* denir (Şekil 3.20. de B bölgesi). V_{BE} arttırmaya devam edildiğinde V_{CE} gittikçe küçülür ve sonunda tranzistör *doyma* bölgesine girer. Doyma bölgesinde I_B artsa da I_C artık artmadığından V_{CE} aşağı yukarı sabit kalır (Şekil 3.20. de C bölgesi).

Şekil 3.17. deki devrenin gerilim geçiş eğrisi Şekil 3.21. de bir defa daha —eksenleri 90° döndürülerek— ve eksenler $V_{CC}=12$ V luk bir kaynaktan beslenen ve yük direnci $R_C=1$ kohm olan tipik bir silisyum tranzistör için bulunan değerlere göre taksimatlandırılarak verilmiştir. Bu eğriden devrenin kullanılışı ile ilgili bazı önemli özellikler görülebilir :



Şekil 3.20. $V_{CE}=f(V_{BE})$ gerilim geçiş eğrisinin özgeçirler ve yük doğrusu yardımı ile elde edilmesi.



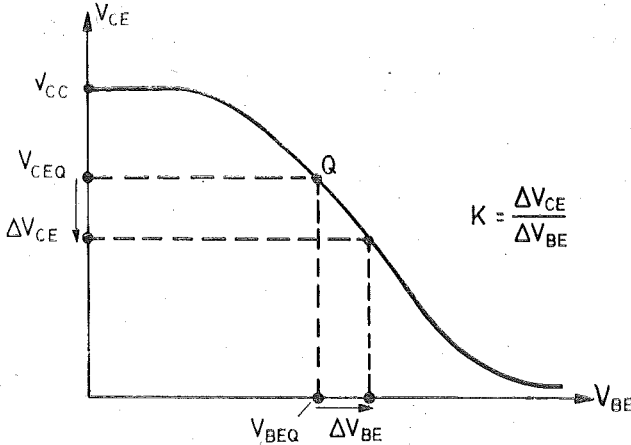
Şekil 3.21. 12 V luk bir V_{CC} kaynağından beslenen $R_C=1$ k ohm'luk bir dirençle yüklü tipik bir silisyum tranzistor için gerilim geçiş eğrisi.

1. Tranzistorun V_{BE} gerilimi, V_{γ} eşik geriliminden küçük olduğu sürece tranzistor tıkalıdır; yani yükten akım akmaz. V_{BE} nin $V_{BE(SAT)}$ ile gösterilmiş olan gerilimden büyük değerleri için ise tranzistor doymadadır. Uçları arasındaki gerilim ($V_{CE(SAT)}$) birkaç yüz milivolt gibi küçük bir değere düştüğünden, doymada olan bir tranzistor yaklaşık olarak *kısa devre* sayılabilir. Böylece tranzistorun, R_C nin yolu üzerinde bulunan bir *anahtar* gibi çalışabilmesi için gerekli giriş koşulları ortaya çıkmış olur.

2. V_{BE} nin, V_{γ} ile $V_{BE(SAT)}$ arasındaki değerleri için V_{CE} , V_{BE} ile sürekli olarak değiştirilebilir. V_{BE} nin bir V_{BEQ} *sükûnet değeri* etrafında ΔV_{BE} kadar değişmesine karşı düşen çıkış gerilimi değişimi ΔV_{CE} ise, $K = \Delta V_{CE} / \Delta V_{BE}$ ye devrenin küçük işaret *gerilim kazancı* denir. Gerilim kazancının, gerilim geçiş eğrisinin Q noktasındaki eğimine eşit olacağı açıktır (Şekil 3.22.).

3. V_{BEQ} , ΔV_{BE} kadar *arttırıldığında* V_{CEQ} , ΔV_{CE} kadar *azalır*. Yani çıkış işaretinde meydana gelen değişim giriş işaretininki ile *zıt fazda*'dır.

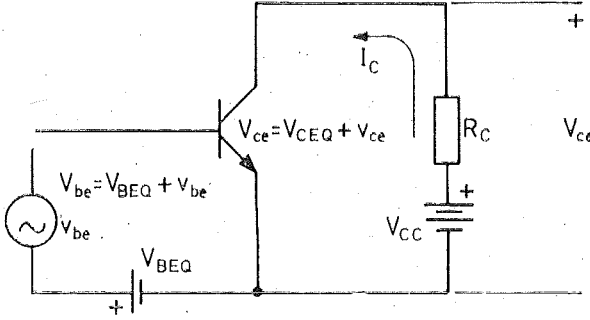
4. Çıkış geriliminin, V_{CEQ} sükûnet değerinin etrafında iki yana doğru mümkün olduğu kadar geniş bir aralıkta değiştirilebilmesi için V_{CEQ} nun $\{V_{CC} - V_{CE(SAT)}\} / 2 + V_{CE(SAT)} \approx V_{CC} / 2$ değerinde seçilmesi gerekir.



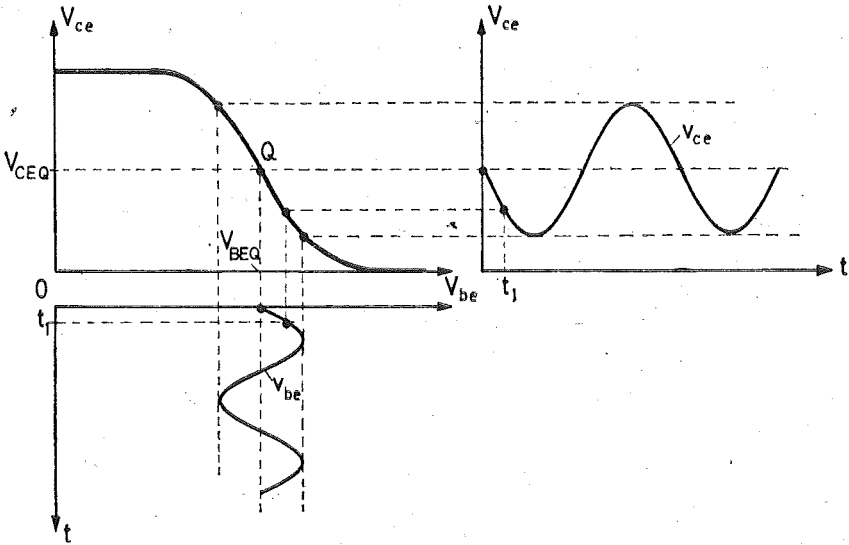
Şekil 3.22. Gerilim geçiş eğrisi yardımı ile küçük işaret gerilim kazancının bulunması.

5. V_{BEQ} doğru gerilimine, bir v_{be} değişken gerilimi eklenirse (Şekil 3.23.) v_{be} nin her ani değerine karşı düşen v_{ce} çıkış gerilimi ani değeri, geçiş eğrisinden kolayca bulunabilir. Öyleyse v_{be} nin zamana göre herhangi bir şekilde değişen bir gerilim olması halinde v_{ce} nin nasıl değişeceği

nokta nokta bulunabilir (Şekil 3.24). Geçiş eğrisi bu bölgede doğrusal olmadığından v_{ce} nin değişimi v_{be} nin değişimine tam tamına benzemez. Bu olaya *eğrisellik bozulması* (non-linear distorsiyon) denir. v_{be} nin pozitif büyük değerlerinde $V_{be} = V_{BEQ} + v_{be}$ toplam ani değeri $V_{BE(SAT)}$ değerini aşarsa çıkış gerilimi $V_{CE(SAT)}$ 'in altına düşmeyeceğinden bu değerinde sabit kalır. Bu olaya *kırılma* denir. v_{be} nin negatif büyük değerlerinde ise $V_{be} = V_{BEQ} + v_{be} < V_{\gamma}$ olabilir ki bu zaman da çıkış gerilimi V_{CC} değerinde sabit kalır. Bu da bir kırılma'dır (Şekil 3.25).

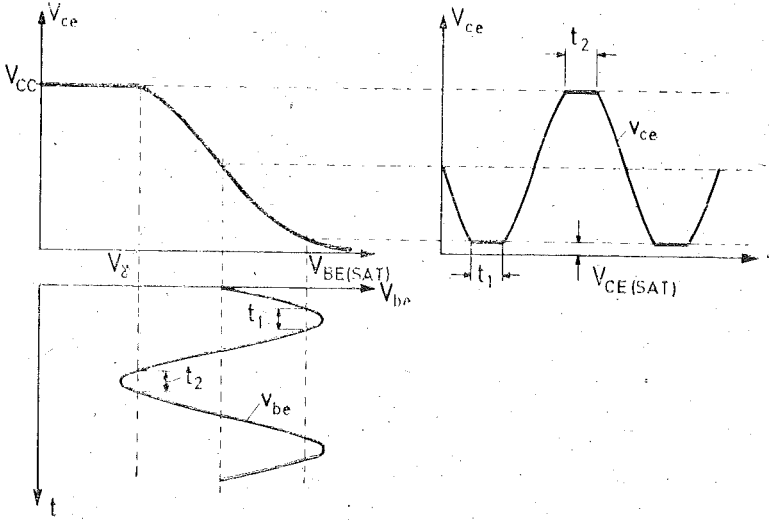


Şekil 3.23. Ortak emetörlü devrenin girişine bir v_{be} işaret gerilimi uygulanması.



Şekil 3.24. Çıkış gerilimi değişiminin geçiş eğrisi yardımı ile nokta-nokta bulunması.

Yukarda, gerilim geçiş eğrisinden yararlanılarak bulunanların, gerilim geçiş eğrisi önceden nokta nokta çıkarılmadan da zeğriler üzerinden bulunabileceği biraz düşünülürse görülebilir.



Şekil 3.25. Girişteki işaret gerilimi v_{be} nin büyük genlikli olması halinde çıkış geriliminin pozitif tepelerinin kesim, negatif tepelerinin doyma sebebi ile kırılması.

Pratikte tranzistorlu bir kuvvetlendiricinin kutuplanması için Şekil 3.23. deki gibi iki ayrı doğru gerilim kaynağı kullanılacak yerde, tek bir kaynaktan yararlanmak daha elverişlidir. Tranzistorlu kuvvetlendiricilerin tek bir doğru gerilim kaynağı kullanılarak beslenmeleri ilerde, tranzistorlu kuvvetlendiricilerde ısıl kararlılık sorunu ile birlikte etraflı olarak incelenecektir.

3.4.4. Tranzistorların Beslenmesi.

Şekil 3.23. deki basit devrede tranzistoru kuvvetlendirici olarak çalıŐmaya elverişli bir çalışma noktasında kutuplamak için V_{BB} ve V_{CC} gibi iki doğru gerilim kaynağından yararlanılmıştır. V_{BB} kaynağı tranzistorun giriş jonksiyonunu (baz-emetör jonksiyonunu) geçirme yönünde kutuplayarak sknlette ($v_g = 0$ iken) tranzistordan ngrlen bir I_{EQ} akımının akmasını sağlar. V_{CC} kaynağı ise kolektör-baz jonksiyonunun tıkama yönünde kutuplanmasını sağlayacak yönde ve kolektör-emetör geriliminin

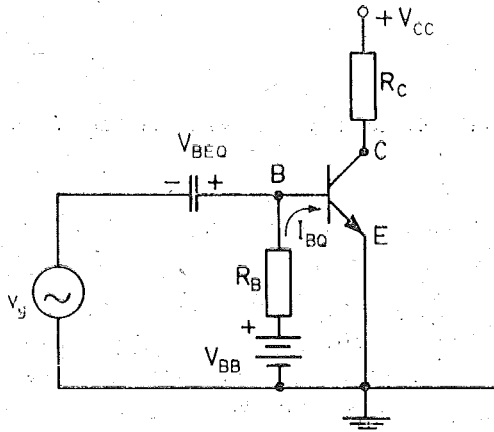
sükûnette öngörülen bir V_{CEQ} değerine sahip olmasını sağlayacak değerdedir. Bu besleme şeklinin sakıncalı yönleri (a) iki ayrı doğru gerilim kaynağının gerekli olması, (b) baz akımının doğru bileşeninin işaret kaynağından akmasının zorunlu olmasıdır. İkinci sakıncadan Şekil 3.26. daki devre düzeni ile kurtulunabilir: R_B direnci tranzistorun giriş direncine göre büyük bir dirençtir. Sükûnette akacak olan baz akımı

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B}$$

bağıntısı ile bulunabilir. Devredeki C_c bağlama kondansatörü sükûnette V_{BEQ} gerilimi ile dolar. C_c ve buna seri toplam direncin belirlediği zaman sabitesi *yeteri kadar büyükse* girişe değişken bir v_g gerilimi uygulansa bile kondansatörün uçlarındaki gerilim sükûnetteki değerini korumaya devam eder. O halde C_c kondansatörü gerilimi V_{BEQ} olan bir *doğru gerilim kaynağı* gibi düşünülebilir. Bu durumda tranzistorun toplam baz-emetör geriliminin ani değeri

$$V_{be} = V_{BEQ} + v_g$$

olur ki bu Şekil 3.23. deki devreninkinden farksızdır. Devredeki V_{BB} kaynağı referansa (emetöre) göre pozitif gerilimli bir kaynak olduğundan bu amaçla V_{CC} kaynağından da yararlanılabilir. Böylece devre *tek kay-*



Şekil 3.26. İşaret kaynağının tranzistorun girişine bir C_c bağlama kondansatörü üzerinden bağlanması.

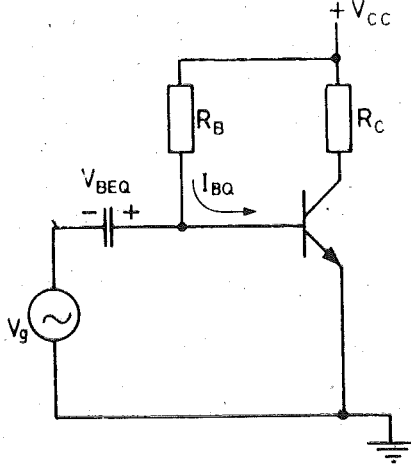
nakli bir devreye dönüşmüş olur (Şekil 3.27.). Bu durumda I_{BQ} baz sükûnet akımının değeri

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B}$$

bağıntısı ile hesaplanabilir. Yahut tranzistorun I_{CQ} kolektör sükûnet akımı, (3.6) bağıntısından da yararlanılarak

$$I_{CQ} = h_{FE} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} + I_{CBO} \cdot (h_{FE} + 1) \quad (3.10)$$

şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 3.27 En basit tek kaynaklı besleme devresi.

Şekil 3.27:deki devrenin çok basit bir devre olmasına karşılık bazı önemli sakıncaları vardır :

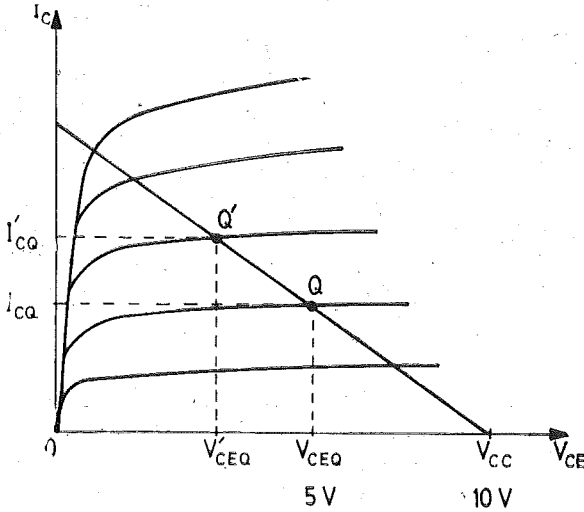
(a) Belirli bir tranzistor tipi için h_{FE} nin toleransı çok yüksek, genellikle \mp % 50 den daha büyüktür. Buna bağlı olarak Şekil 3.27.deki devre h_{FE} nin ortalama değeri kullanılarak hesaplanan R_B ile gerçekleştirildiğinde elde edilen I_{CQ} , öngörülen değerden çok farklı olabilir. Yani çalışma noktasının, h_{FE} nin toleransına karşı *duyarlılığı* yüksektir.

(b) Tranzistorda I_{CBO} , V_{BE} ve h_{FE} sıcaklıkla değişen büyüklüklerdir. Sıcaklık yükseldikçe —belirli bir baz akımı için— V_{BEQ} azalır. I_{CBO} ve

h_{FE} ise sıcaklıkla artar. (3.10) dan I_{CBO} , V_{BE} ve h_{FE} nin sıcaklığa bağımlılıklarının hep aynı —sıcaklık arttıkça I_{CQ} yu arttıracak— yönde etkili olduğu görülür.

Tranzistorun sıcaklığının yükselmesi dış ortamın sıcaklığının artmasından ileri gelebileceği gibi tranzistorun içinde harcanan güç sebebi ile kendi kendini ısıtmasından da ileri gelebilir. Tranzistor içinde ısıya dönüşerek açığa çıkan gücü çevreye aktaramazsa sıcaklığı yükselir. Sıcaklığın yükselmesi de I_{CQ} yu arttıracak yönde bir etki yapar. Akımın yükselmesi —gerekli önlemler alınmamışsa— genellikle tranzistorda harcanan gücü arttırır ki bu, sıcaklığın daha da yükselmesine yol açar. Devrede akımın artışını sınırlayacak bir mekanizma yoksa sıcaklık sürekli olarak yükselip tranzistorun yapısının bozulacağı değerlere ulaşabilir. Bu sınır sıcaklığı germanyum tranzistorlar için 100°C ve silisyum tranzistorlar için 200°C mertebesindedir.

Sıcaklığın yükselmesi ile sükûnet akımının artması, işi tranzistorun bozulmasına kadar götürmese bile çalışma noktasının öngörülen yerden kayması devre özelliklerinde istenmiyen bazı değişmelere sebep olur. Örneğin Şekil 3.27. deki devrede çıkış geriliminin iki yöne doğru değişim alanının eşit olabilmesi için çalışma noktasının, yük doğrusunun ortasında, yani $V_{CEQ} \approx V_{CC}/2$ olacak şekilde seçilmesi gerekir (Şekil 3.28.). Bu durumda kolektör akımının alacağı değer de I_{CQ} ile gösterilmiştir. Sıcak-



Şekil 3.28. Q çalışma noktasının sıcaklıkla kayması sonucunda I_{CQ} ve V_{CEQ} nun değişmesi.

lığın yükselmesi ile sükûnet akımı I'_{CQ} değerine kayarsa kolektör-emetör gerilimi de V'_{CEQ} değerine düşer. Bu yeni çalışma noktası için artık çıkış geriliminin iki yöne doğru değişim alanları eşit değildir. İlk durumda devreden elde edilebilecek tepeden tepeye maksimum simetrik çıkış gerilimi değeri yaklaşık olarak V_{CC} ye eşit, yani 10 V olduğu halde çalışma noktasının Q' ye kayması halinde bu, 10 V dan küçük bir değere (yaklaşık olarak $2 \cdot V'_{CEQ}$ ye) düşmektedir. Bu devrenin çıkışı bir sonraki katın girişine doğrudan doğruya bağlanıyorsa çalışma noktasındaki kaymanın bir sonraki katı büyük ölçüde etkileyeceği de açıktır.

Görülüyor ki tranzistorda çalışma noktasının sıcaklığa bağımlı olmasının doğurabileceği bazı önemli sorunlar vardır. Bu sorunları zararsız sayılabilecek bir çizgide tutabilmek için çalışma noktasının sıcaklığa bağımlılığını azaltacak, yahut başka bir deyişle çalışma noktasının kararlılığını arttıracak tedbirlerin alınması gerekir.

3.4.4.1. Tranzistorlarda Çalışma Noktasının Kararlılığı.

Tranzistorlu bir devrede kutuplama devresi ne şekilde olursa olsun sükûnetteki kolektör akımı sıcaklığa bağlı olarak değiştiklerini söylediğimiz I_{CBO} ya, V_{BE} ye ve h_{FE} ye az veya çok bağlıdır. O halde genel olarak I_{CQ} da meydana gelecek bir ΔI_c değişimi I_c (I_{CBO} , V_{BE} , h_{FE}) fonksiyonunun I_{CQ} değeri yakınlarında Taylor serisine açılması ile bulunabilir. Bu üç değişkenli Taylor serisinde sadece birinci mertebeden terimler alınıp yüksek mertebeden terimler ihmal edilirse ΔI_c yi I_{CQ} nun yakın civarı için veren

$$\Delta I_c \cong \left[\frac{\partial I_c}{\partial V_{BE}} \right]_Q \cdot \Delta V_{BE} + \left[\frac{\partial I_c}{\partial I_{CBO}} \right]_Q \cdot \Delta I_{CBO} + \left[\frac{\partial I_c}{\partial h_{FE}} \right]_Q \cdot \Delta h_{FE} \quad (3.11)$$

bağıntısı elde edilir. ΔV_{BE} , ΔI_{CBO} ve Δh_{FE} bağımsız değişimleri sıcaklığın başlangıç değerinden ΔT kadar ayrılması sonucunda doğacak değişimler olarak alınırsa (3.11) bağıntısının ifade ettiği ΔI_c , sıcaklığın ΔT kadar değişmesi halinde kolektör akımında meydana gelecek değişimi gösterir. Pratikte genellikle kolektör akımının *ne kadar* değiştiği değil, *ne oranda* değiştiği önemlidir. Bu bakımdan (3.11) bağıntısının iki tarafını I_{CQ} ile bölerek kolektör akımının $\Delta I_c/I_{CQ}$ bağıl değişimini veren bir bağıntıya gitmek yararlı olur :

$$\frac{\Delta I_c}{I_{CQ}} \cong \frac{1}{I_{CQ}} \left\{ \left[\frac{\partial I_c}{\partial V_{BE}} \right]_Q \cdot \Delta V_{BE} + \left[\frac{\partial I_c}{\partial I_{CBO}} \right]_Q \cdot \Delta I_{CBO} + \left[\frac{\partial I_c}{\partial h_{FE}} \right]_Q \cdot \Delta h_{FE} \right\}$$

Bağıntının iki tarafı bir de ΔV_{BE} , ΔI_{CBO} ve Δh_{FE} değişimlerini doğuran ΔT sıcaklık değişimi ile bölünürse

$$K = \frac{\Delta I_C / I_{CQ}}{\Delta T} = \frac{1}{I_{CQ}} \left\{ \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right]_Q \cdot \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} + \left[\frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \right]_Q \cdot \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} + \left[\frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \right]_Q \cdot \frac{\Delta h_{FE}}{\Delta T} \right\} \quad (3.12)$$

elde edilir. K ya *kollektör akımının bağıl sıcaklık katsayısı* denir. Burada $\Delta V_{BE} / \Delta T$, baz-emetör geriliminin sıcaklığa ne ölçüde bağlı olduğunu gösteren bir büyüklüktür. Tranzistorun fiziksel yapısı ile ilgili olan bu büyüklüğün değeri gerek germanyum tranzistorlarda gerekse silisyum tranzistorlarda $-2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ mertebesinde dir. $\Delta I_{CBO} / \Delta T$, kollektör-baz jonksiyonu doyma akımının sıcaklığa bağımlılığını belirler. Bu bağımlılık jonksiyonun tıkama yönü akımını (doyma akımını) veren bağıntı yardımı ile hesaplanırsa

$$\frac{\Delta I_{CBO} / I_{CBO}}{\Delta T} \approx \% 7 / ^\circ\text{C} \quad (3.13)$$

bulunur (başka bir anlatımla, sıcaklığın her 10°C artımı ile I_{CBO} başlangıçtaki değerinin iki katına çıkar). h_{FE} nin sıcaklığa bağımlılığı için V_{BE} ve I_{CBO} nunkinde olduğu gibi hem germanyum, hem silisyum tranzistorlar için geçerli ortalama bir sayısal değer verilemez. $\Delta h_{FE} / \Delta T$ nin değeri tranzistorun fiziksel yapısına bağlı olarak değişebilir. Ancak işareti daima pozitifdir.

I_{CBO} nun sıcaklığa bağımlılığı (3.13) ifadesi ile bağıl olarak verildiğinden, (3.12) bağıntısını şu şekilde düzenlemek daha elverişli olur :

$$K = \frac{\Delta I_C / I_{CQ}}{\Delta T} = \left[\frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \right]_Q \cdot \frac{I_{CBO}}{I_{CQ}} \cdot \frac{\Delta I_{CBO} / I_{CBO}}{\Delta T} + \frac{1}{I_{CQ}} \left\{ \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right]_Q \cdot \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} + \left[\frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \right]_Q \cdot \frac{\Delta h_{FE}}{\Delta T} \right\} \quad (3.14)$$

Burada tranzistorun fiziksel yapısına bağlı olan büyüklükler

$$\frac{\Delta I_{CBO} / I_{CBO}}{\Delta T} = k \quad (3.15)$$

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = k' \quad (3.16)$$

$$\frac{\Delta h_{FE}}{\Delta T} = k'' \quad (3.17)$$

ile ve bunlara çarpan olarak gelen büyüklükler

$$\left[\frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \right]_Q = S \quad (3.18)$$

$$\left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right]_Q = S' \quad (3.19)$$

$$\left[\frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \right]_Q = S'' \quad (3.20)$$

ile gösterilirlirse (3.14) bağıntısı şu şekli alır :

$$K = \frac{\Delta I_C / I_{CQ}}{\Delta T} = S \cdot k \cdot \frac{I_{CBO}}{I_{CQ}} + \frac{1}{I_{CQ}} \cdot [S' \cdot k' + S'' \cdot k''] \quad (3.21)$$

Bu bağıntıyı Şekil 3.27. deki basit kutuplama devresinde kolektör akımının bağıl sıcaklık katsayısını bulmak için uygulayalım :

Tranzistorun kolektör akımı

$$I_C = h_{FE} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} + I_{CBO} \cdot (h_{FE} + 1)$$

dir. Buradan

$$S = \left[\frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \right]_Q = (h_{FE} + 1)$$

$$S' = \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right]_Q = - \frac{h_{FE}}{R_B}$$

$$S'' = \left[\frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \right]_Q = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} + I_{CBO} \approx \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B}$$

ve K bağıl sıcaklık katsayısı

$$K = (h_{FE} + 1) \cdot k \cdot \frac{I_{CBO}}{I_{CQ}} + \frac{1}{I_{CQ}} \cdot \left[\frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} k'' - \frac{h_{FE}}{R_B} \cdot k' \right] \quad (3.22)$$

bulunur.

Yukarda tanımlanmış olan S'' büyüklüğünden, kolektör akımının h_{FE} nin değişimlerine karşı *bağıl duyarlılığının* bulunmasında da yararlanılabilir. Bu duyarlık

$$S(I_{CQ}, h_{FE}) = \left[\frac{\partial I_C / I_C}{\partial h_{FE} / h_{FE}} \right]_Q = \frac{h_{FE}}{I_{CQ}} \cdot \left[\frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \right]_Q = \frac{h_{FE}}{I_{CQ}} \cdot S'' \quad (3.23)$$

bağıntısı ile tanımlanmıştır ve h_{FE} nin belirli bir oranda değişmesinin kolektör akımının ne oranda değişmesine yol açacağını verir. O halde Şekil 3.27. deki devre için

$$S(I_{CQ}, h_{FE}) = \frac{h_{FE}}{I_{CQ}} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B}$$

ve (3.10) bağıntısında $-I_{CBO}$ ihmal edilerek R_B hesaplanıp burada yerine konursa

$$S(I_{CQ}, h_{FE}) \cong 1 \quad (3.24)$$

bulunur.

Örnek : Şekil 3.27. deki devre BC 108 B tranzistoru kullanılarak kurulmuştur. $V_{CC} = +10$ V dur. Çalışma noktasında $I_{CQ} = 1$ mA, $V_{CEQ} = 5$ V olacaktır. Tranzistor için katalogdan

$$h_{FE}(T = 25^\circ\text{C}) = 250 \text{ (150 ... 400) } (I_C = 1 \text{ mA için})$$

$$h_{FE}(T = 100^\circ\text{C}) = 350 \quad (I_C = 1 \text{ mA için})$$

$$I_{CBO} = 15 \text{ nA} \quad (25^\circ\text{C için maksimum değer})$$

$$V_{BEQ} = 0,65 \text{ V} \quad (I_C = 1 \text{ mA, } T = 25^\circ\text{C için ortalama değer})$$

bulunmuştur.

- R_C yi ve h_{FE} nin ortalama değerini kullanarak R_B yi hesaplayınız.
- I_{CQ} nun h_{FE} ye karşı bağıl duyarlılığını bulunuz ve yorumlayınız.
- I_{CQ} nun K bağıl sıcaklık katsayısının $T = 25^\circ\text{C}$ civarı için değerini bulunuz ve yorumlayınız.

Çözüm :

- R_C kolektör direncinin değeri

$$V_{CC} = R_C \cdot I_{CQ} + V_{CEQ}$$

bağıntısından çözülebilir ve

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}}$$

$$R_C = \frac{10 - 5}{1 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ k ohm}$$

bulunur.

(3.10) bağıntısından R_B , I_{CBO} lu terim ihmal edilerek çözümlirse

$$R_B = h_{FE} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{I_{CQ}}$$

$$R_B = 250 \frac{10 - 0,65}{1,10 \cdot 10^{-3}} = 2337 \text{ k ohm}$$

çıkar.

b) I_{CQ} nun h_{FE} ye bağıl duyarlılığı (3.24) bağıntısı gereğince

$$S(I_{CQ}, h_{FE}) \cong 1$$

dir. Yani h_{FE} ne oranda değişirse I_{CQ} da aynı oranda değişir. Örneğin devre h_{FE} si ortalama değere göre % 20 büyük (yani $h_{FE} = 300$ olan) bir tranzistorla gerçekleştirilirse I_{CQ} da öngörölmüş olan değerden % 20 büyük çıkar; yani $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ olacak yerde $I_{CQ} = 1,2 \text{ mA}$ olur ve V_{CEQ} gerilimi de

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &= V_{CC} - R_C \cdot I_{CQ} \\ &= 10 - 5 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ V} \end{aligned}$$

değerine düşer. Bunun doğuracağı sonuç, öngörölen çalışma noktası için kolektör geriliminin simetrik değişim alanı (yahut elde edilebilecek maksimum kırılmasız çıkış gerilimi değeri) $\mp 5 \text{ V}$ olduğu halde yeni durumda bu değer $\mp 4 \text{ V}$ 'a düşmesidir.

c) Tranzistor için $k = 0,07/^\circ\text{C}$, $k' = -2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ortalama değerleri kullanılabilir. Katalogdan $\Delta T = 75^\circ\text{C}$ için $\Delta h_{FE} = 100$ bulunmuştur. Bağımlılık lineer olmamakla beraber yaklaşık olarak

$$k'' = \frac{\partial h_{FE}}{\partial T} \cong \frac{\Delta h_{FE}}{\Delta T}$$

$$k'' \cong \frac{100}{75} = 1,33/^\circ\text{C}$$

yazılabilir.

$$S = h_{FE} + 1 = 251$$

$$S' = - \frac{h_{FE}}{R_B} = - 0,107 \cdot 10^{-3}$$

$$S'' = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} + I_{CBO} = 4 \cdot 10^{-6} + 15 \cdot 10^{-9} \cong 4,015 \cdot 10^{-6}$$

dir. Bu değerler ve I_{CBO} nun $T=25^{\circ}\text{C}$ deki değeri (3.22) bağıntısında yerine konursa

$$K = 251.0,07 \cdot \frac{15.10^{-9}}{10^{-3}} + \frac{1}{10^{-3}} (-0,107.10^{-3}) (-2,5.10^{-3}) \\ + \frac{1}{10^{-3}} (4,015.10^{-6}.1,33)$$

$$K = 0,264.10^{-3} + 0,268.10^{-3} + 5,34.10^{-3} = +5,87.10^{-3}$$

yahut

$$K = \frac{\Delta I_C / I_{CQ}}{\Delta T} \approx +\% 0,59 / ^{\circ}\text{C}$$

bulunur. Bu, sıcaklığın her $^{\circ}\text{C}$ artmasının I_{CQ} yu $-T=25^{\circ}\text{C}$ deki değerine göre— $\% 0,59$ oranında arttıracakını gösterir. Görüldüğü gibi bu örnekte K nin en etkili bileşeni h_{FE} nin sıcaklığa bağımlılığından gelen bileşendir. Germanyum tranzistorlarda I_{CBO} nun değeri silisyum tranzistorlarınkine göre çok büyük olduğundan en etkili bileşen genellikle I_{CBO} nun sıcaklığa bağımlılığından ileri gelen bileşen olur.

Belirli bir tranzistor için k , k' ve k'' yapıya bağlı —dolayısı ile değiştirilemeyen— büyüklükler olduğuna göre K bağıl sıcaklık katsayısının küçük olabilmesi (yani kolektör akımının sıcaklığa bağımlılığının az olabilmesi) için S , S' ve S'' katsayılarının değerlerinin küçük olması gerekir.

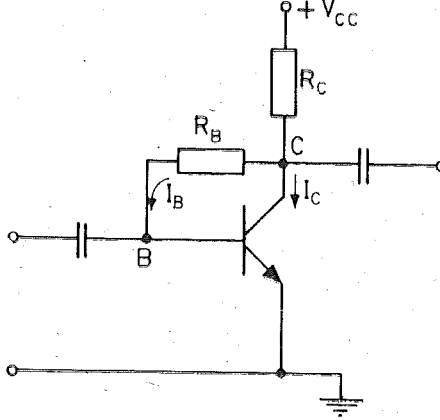
Devre şekline bağlı olan bu katsayıların küçük değerli yapılabilmesi için *geribesleme* yahut *kompanzasyon* tekniklerinden yararlanır. Geribeslemeli kutuplama devrelerinde kolektör akımında meydana gelecek herhangi bir artma, baz devresinde bu artmayı frenleyecek yönde bir tepki oluşturularak önlenir. Kompanzasyonlu devrelerde ise direnci sıcaklıkla değişen pasif elemanlardan yararlanır.

3.4.4.2. Geribeslemeli Kutuplama Devreleri.

Şekil 3.27. deki devrede R_B direncinin üst ucu V_{CC} kaynağına bağlanacak yerde kolektör yük direncinin alt ucuna bağlanırsa Şekil 3.29. daki *akım geribeslemeli* kutuplama devresi elde edilir. Bu durumda R_B direncinden sükûnet durumunda akan akım

$$I_{BQ} = \frac{V_C - V_{BEQ}}{R_B} \quad (3.25)$$

dir. Sıcaklığın artması sonucunda kolektör akımında bir artma meydana geldiğinde R_C direncindeki gerilim düşümü artacağından V_C gerilimi düşer. Bu da (3.25) bağıntısı gereğince baz akımının ve buna bağlı olarak kolektör akımının azalması sonucunu verir. Görülüyor ki devre, kolektör akımında meydana gelen artmaya zıt yönde bir etki yaratarak çalışma noktasının kaymasını frenlemektedir.



Şekil 3.29. Akım geribeslemeli kutuplama devresi.

Devrenin sıcaklık değişimlerine karşı duyarlılığının ne ölçüde azaldığını bulabilmek için kolektör akımını veren bağıntının çıkartılması ve bundan yararlanılarak K nın hesabında kullanılacak olan S , S' ve S'' büyüklüklerinin hesaplanması gerekir :

$$\text{Devreden } V_C = V_{CC} - (I_C + I_B) R_C$$

$$I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_C = h_{FE} I_B + I_{CBO} (h_{FE} + 1)$$

yazılarak I_C için çözümlerse

$$I_C = h_{FE} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C (h_{FE} + 1) + R_B} + I_{CBO} (h_{FE} + 1) \frac{R_C + R_B}{R_C (h_{FE} + 1) + R_B}$$

çıkar. Buradan (daima $h_{FE} \gg 1$ ve $R_B \gg R_C$ olacağı da göz önüne alınarak)

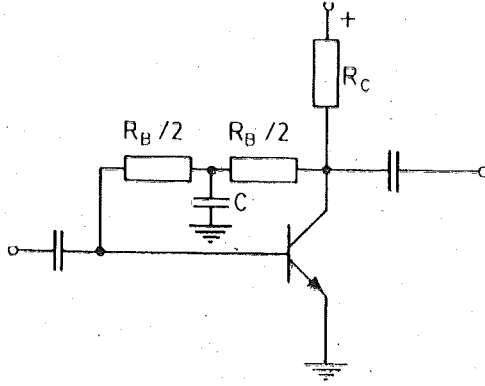
$$S = \left[\frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \right]_Q = \frac{(h_{FE} + 1)(R_C + R_B)}{R_C (h_{FE} + 1) + R_B} \approx \frac{h_{FE} + 1}{1 + h_{FE} \frac{R_C}{R_B}} \quad (3.26)$$

$$S' = \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right]_Q = -\frac{h_{FE}}{R_B} \frac{1}{1 + (h_{FE} + 1) \frac{R_C}{R_B}} \approx -\frac{h_{FE}}{R_B} \frac{1}{1 + h_{FE} \frac{R_C}{R_B}} \quad (3.27)$$

$$S'' = \left[\frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \right]_Q \approx \left[\frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} + I_{CBO} \right] \frac{1}{\left(1 + h_{FE} \frac{R_C}{R_B} \right)^2} \quad (3.28)$$

bulunur. Bu sonuçlardan akım geribeslemeli devrede S ve S'nün, Şekil 3.27. deki devreninkine göre $(1 + h_{FE} \cdot R_C / R_B)$ defa, S'' nün ise $(1 + h_{FE} \cdot R_C / R_B)^2$ defa küçük olduğu görülmektedir. O halde devrenin bağıl sıcaklık katsayısı Şekil 3.27. deki devreninkine göre daha küçük olacaktır, Devrenin bir başka üstünlüğü S'' ile orantılı olan S (I_{CQ} , h_{FE}) duyarlığının da $(1 + h_{FE} \cdot R_C / R_B)^2$ defa küçük olmasıdır. Ancak R_C ve R_B , öngörülen bir çalışma noktası için belirli olacağından $h_{FE} \cdot R_C / R_B$ de çalışma noktasının belirlediği ve genellikle 1'den pek büyük olmayan bir değere sahip olur. Bu yüzden devre, sıcaklık katsayısının (yahut h_{FE} ye karşı duyarlığın) çok küçük olmasının gerekli olduğu durumlar için yeterli bir çözüm değildir.

Devrede ikinci bir sorun R_B direnci üzerinden, çıkıştan girişe getirilen geribeslemenin, girişe bir işaret kaynağı uygulandığında, kolektör akımında bu sebeple meydana gelecek değişimleri de frenlemesi, yani *kazançı azaltması* dır. İlerde *geribesleme* konusu etraflı olarak incelenirken görüleceği gibi kazançtaki azalma işaret kaynağı iç direncine de bağlıdır. Devrenin ideal gerilim kaynağından sürülmesi halinde kazançtaki azalmanın sıfır, akım kaynağından sürülmesi halinde ise maksimum olacağı gösterilebilir. Kazançtaki azalmadan, değişken işaretler bakımından çıkıştan girişe geribesleme meydana gelmesi önlenerek kurtulunabilir. Bunun en kolay yolu R_B direncini iki parçalı yaparak orta noktayı bir C kondansatörü ile referansa bağlamaktır (Şekil 3.30.). Kuvvetlendirilecek işaretin en alçak frekanslı bileşenleri için bile $X_C \ll R_B / 2$ şartını sağlayacak şekilde büyük kapasiteli bir kondansatör kullanılırsa, kolektörden baza doğru akan akımın değişken bileşenleri yollarını C üzerinden tamamlayacakları için baza bir geribesleme işareti ulaşamaz. Ancak geribesleme akımının doğru bileşeni (ve çok yavaş değişen bileşenleri) için geribesleme meydana gelir ve çalışma noktasının kararlılığına yardımcı olur.



Şekil 3.30. İşaret geribeslemesinin C kondansatörü yardımı ile önlenmesi.

Geribeslemeli kutuplama devrelerinin en çok kullanılanı Şekil 3.31. (a) da verilmiştir. Burada geribesleme, R_E direnci üzerindeki gerilim düşümü ile sağlanmıştır. Sükûnette E noktasının gerilimi $V_E = R_E \cdot (I_C + I_B)$ dir. O halde B noktasının geriliminin V_E den V_{BEQ} kadar yüksek olması gerekir. Bu V_B gerilimi en kolay şekilde R_1 ve R_2 gerilim bölücü dirençleri yardımı ile V_{CC} besleme kaynağından sağlanabilir.

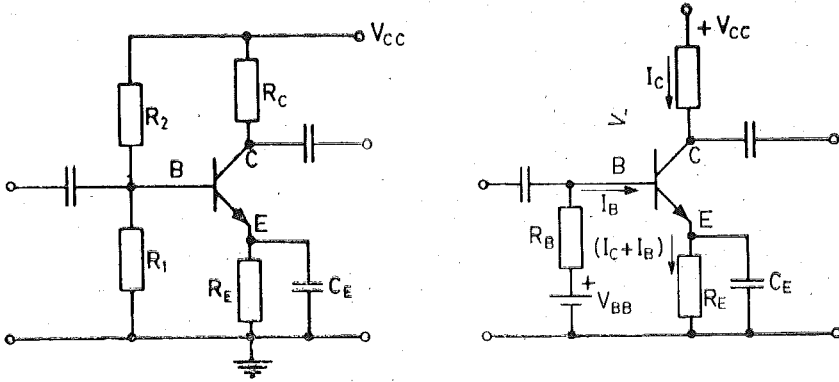
Devrenin kolektör akımı sıcaklığın etkisi ile ΔI_C kadar artsa, emetör akımı da $\Delta I_E \approx \Delta I_C$ kadar artacağından E noktasının gerilimi yükselir. B noktasının gerilimi sabit tutulduğundan V_{BE} azalır. Dolayısı ile I_B de azalır ve I_C deki artma frenlenmiş olur. R_E direncini köprüleyen C_E kondansatörü, I_C de devreye uygulanan işaret sebebi ile meydana gelen değişimlerin de frenlenmemesi (değişken işaret kazancının düşmemesi) için kullanılmıştır.

Kolektör akımının sıcaklık katsayısının hesaplanabilmesi için I_C yi V_{BE} , I_{CBO} ve h_{FE} ye bağlı olarak veren bağıntının bulunması gerekir. Bu bağıntı R_1 , R_2 baz bölücüleri yerine Şekil 3.31. (b) deki Thévenin eşdeğeri konularak kolayca çıkartılabilir. Thévenin eşdeğerinin bileşenleri

$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \quad (3.29)$$

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{CC} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (3.30)$$

dir. Devreden



Şekil 3.31 (a) Emitör direnci ve baz bölücüsü ile kutuplama.
(b) Baz bölücüsü ve V_{CC} 'nin Thévenin eşdeğeri konduğunda devrenin alacağı şekil.

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + (I_C + I_B) R_E$$

yazılabilir. Bu bağıntı ile tranzistor için evvelce verilmiş olan (3.6) bağıntısı arasında I_B yok edilerek I_C çözümlerse

$$I_C = h_{FE} \cdot \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E (h_{FE} + 1) + R_B} + I_{CBO} \frac{(h_{FE} + 1) \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right)}{(h_{FE} + 1) + \frac{R_B}{R_E}} \quad (3.31)$$

elde edilir. Buradan (3.18), (3.19) ve (3.20) tanım bağıntıları kullanılarak (ve yine $h_{FE} \gg 1$ ve $R_B \gg R_E$ hali için gerekli basitleştirmeler yapılarak)

$$S = (h_{FE} + 1) \frac{\left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right)}{(h_{FE} + 1) + \frac{R_B}{R_E}} \approx (h_{FE} + 1) \frac{1}{1 + h_{FE} \cdot \frac{R_E}{R_B}} \quad (3.32)$$

$$S' \approx - \frac{h_{FE}}{R_B} \frac{1}{1 + h_{FE} \cdot \frac{R_E}{R_B}} \quad (3.33)$$

$$S'' \approx \left(\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} + I_{CBO} \right) \cdot \frac{1}{\left(1 + h_{FE} \frac{R_E}{R_B}\right)^2} \quad (3.34)$$

bağıntıları bulunur. Bu bağıntılar Şekil 3.29'daki devre için elde edilmiş olan (3.26), (3.27) ve (3.28) bağıntılarının benzeridir. Ancak burada R_E

ve R_B ye birbirlerinden bağımsız olarak istenen değer verilebilir. R_E yeteri kadar büyük ve R_B yeteri kadar küçük seçilirse $h_{FE} \cdot R_E \gg R_B \gg R_E$ şartı sağlanabilir ve

$$S \approx R_B / R_E \quad (3.35)$$

$$S \approx 1 / R_E \quad (3.36)$$

olur. Öte yandan S'' yü veren (3.34) bağıntısında da bazı basitleştirmeler yapılabilir. I_B nin R_B üzerinde meydana getirdiği gerilim düşümü genellikle V_{BB} ye göre çok küçük olduğundan

$$V_{BB} \approx V_B$$

$$V_{BB} - V_{BE} \approx V_B - V_{BE} = V_E$$

dir. Ayrıca, özellikle silisyum tranzistorlarda I_{CBO} baz akımı yanında ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Bu yaklaşıklıklar yapılarak $h_{FE} R_E \gg R_B$ hali için

$$S'' \approx \frac{V_E}{R_B} \cdot \frac{1}{h_{FE}^2 \frac{R_E^2}{R_B^2}} = \frac{V_E}{R_E} \cdot \frac{R_B}{R_E} \cdot \frac{1}{h_{FE}^2} \quad (3.37)$$

bulunur. S , S' ve S'' nin bu değerleri (3.21) de kullanılarak devrenin K bağıl sıcaklık katsayısı yazılırsa

$$K = k \cdot \frac{I_{CBO}}{I_{CQ}} \cdot \frac{R_B}{R_E} + (-k') \cdot \frac{1}{I_{CQ}} \cdot \frac{1}{R_E} + k'' \cdot \frac{1}{I_{CQ}} \cdot \frac{V_E}{R_E} \cdot \frac{R_B}{R_E} \cdot \frac{1}{h_{FE}^2}$$

ve $I_{CQ} \cdot R_E \approx V_E$ konularak

$$K = k \cdot I_{CBO} \cdot \frac{R_B}{V_E} + (-k') \cdot \frac{1}{V_E} + k'' \cdot \frac{R_B}{R_E} \cdot \frac{1}{h_{FE}^2} \quad (3.38)$$

elde edilir. Görüldüğü gibi sıcaklık katsayısının ilk iki terimi V_E ile ters orantılıdır. Son terimi belirleyen ve devre elemanlarına bağlı olan çarpan ise R_B/R_E dir. O halde Şekil 3.31. deki tipten bir kutuplama devresinde sıcaklık katsayısının küçük olabilmesi için R_E direnci üzerindeki gerilim düşümünün (V_E nin) olabildiği kadar büyük ve R_B/R_E oranının olabildiği kadar küçük seçilmesi gereklidir.

Durumu bir de devrenin sükknet akımının h_{FE} nin değişimlerine karşı bağıl duyarlılığı açısından inceleyelim. (3.23) bağıntısına göre h_{FE} duyarlılığı

$$S(I_{CQ}, h_{FE}) = (h_{FE}/I_{CQ}) \cdot S''$$

dür. Burada S'' için (3.37) bağıntısı ile elde edilmiş olan yaklaşık değer yerine konulursa

$$S(I_{CQ}, h_{FE}) \approx \frac{h_{FE}}{I_{CQ}} \cdot \frac{V_E}{R_E} \cdot \frac{R_B}{R_E} \cdot \frac{1}{h_{FE}^2}$$

ve $V_E \approx I_{CQ} \cdot R_E$ olduğundan

$$S(I_{CQ}, h_{FE}) \approx \frac{R_B}{R_E} \cdot \frac{1}{h_{FE}} \quad (3.39)$$

elde edilir. Bu da devrenin h_{FE} duyarlılığının küçük olması için R_B/R_E oranının olabildiği kadar küçük olması gerektiği sonucunu verir.

Ancak uygulamada V_E yi (dolayısı ile R_E yi) çok büyük ve R_B/R_E yi (dolayısı ile R_B yi) çok küçük yapmayı önleyen bazı nedenler vardır :

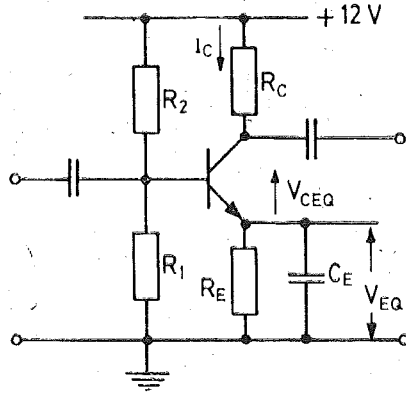
C_E kondansatörü emetör akımının doğru bileşeninin R_E üzerinde meydana getirdiği gerilim düşümü olan V_E doğru gerilimi ile dolar ve $-C_E$ ile buna paralel gelen dirençlerin belirlediği zaman sabitesi, işaretin değişimlerine göre yeteri kadar büyükse— çalışma süresince bu değeri korur. O halde tranzistorun çıkış çevrimindeki *toplam etkin doğru gerilim* V_{CC} den V_E kadar noksandır. Dolayısı ile çıkış geriliminin değişim alanı R_E nin bulunmadığı duruma göre daha küçüktür. Bu yüzden, özellikle çıkış geriliminin tepeden tepeye değişiminin büyük olmasının gerekli olduğu hallerde V_E nin değerinin büyük tutulması uygun olmaz.

R_B direnci ise R_1 ve R_2 dirençlerinin paralel eşdeğeridir. V_{BB} gerilimini belirleyen bu dirençlerin *oranı* (3.30) bağıntısı ile belirlidir. Direnç değerleri bu oranı ve öngörülen bir R_B değerini sağlayacak şekilde hesaplanabilir. R_B için küçük bir değer seçildiğinde R_1 ve R_2 nin de küçük olacağı açıktır. Bu durumda ortaya iki sakınca çıkar; V_{CC} kaynağından, R_1 ve R_2 üzerinden çekilen akım artar (daha fazla güç harcanır) ve devrenin giriş direnci küçülür. Ohalde R_B nin değerinin, bu sakıncalardan yeteri kadar uzak kalmayı sağlayacak şekilde, büyük seçilmesi gerekir.

Örnek : Şekil 3.32. deki devre, bundan önceki örnekte özellikleri verilmiş olan tranzistor kullanılarak gerçekleştirilecektir. $V_{CC}=12$ V dur. $I_{CQ}=1$ mA olacak ve devreden tepeye 10 V luk bir çıkış gerilimi elde edilebilecektir. Çalışma noktasının h_{FE} ye karşı bağıl duyarlığı 0,1 olacaktır.

a) Direnç değerlerini hesaplayınız.

b) I_{CQ} nun K bağıl sıcaklık katsayısının $T=25^\circ\text{C}$ civarı için değerini bulunuz ve yorumlayınız.



Şekil 3.32. Örnekte eleman değerleri hesaplanacak devre.

Çözüm : a) Çıkış geriliminin tepeden tepeye değişim alanının 10 V olması isteniyor. Bu alanın iki yana doğru simetrik olması için $V_{CEQ} = 5$ V ve $R_C \cdot I_{CQ} = 5$ V olmalıdır. $I_{CQ} = 1$ mA verildiğine göre $R_C = 5$ k olmalıdır.

$$V_{CC} = I_{CQ} R_C + V_{CEQ} + V_{EQ}$$

olduğundan

$$\begin{aligned} V_{EQ} &= V_{CC} - (I_{CQ} R_C + V_{CEQ}) \\ &= 12 - (5 + 5) \end{aligned}$$

$$V_{EQ} = 2 \text{ V çıkar.}$$

Öte yandan,

$$V_{EQ} = I_{EQ} \cdot R_E \approx I_{CQ} \cdot R_E$$

dir. Buradan

$$R_E \approx V_{EQ} / I_{CQ} = 2 / 1 \cdot 10^{-3} \text{ ohm}$$

$$R_E = 2 \text{ k ohm}$$

bulunur.

I_{CQ} nun h_{FE} ye karşı bağıl duyarlığı

$$S(I_{CQ}, h_{FE}) \approx \frac{R_B}{h_{FE} \cdot R_E} = 0,1$$

olacaktır. Buradan, h_{FE} için ortalama değeri kullanılarak

$$R_B \approx 0,1 \cdot 250 \cdot 2 \cdot 10^3$$

$$R_B \approx 50 \text{ k ohm}$$

çıkar.

R_1 ve R_2 dirençlerinin hesabı için Şekil 3.31. (b) deki eşdeğerden yararlanılabilir. Burada B noktasının sükünet gerilimi

$$\begin{aligned} V_{BQ} &= V_{BQ} + V_{BEQ} \\ &= 2 + 0,65 = 2,65 \text{ V} \end{aligned}$$

dur. Öte yandan

$$V_{BQ} = V_{BB} - I_{BQ} \cdot R_B$$

olmalıdır. Burada

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{250} = 4 \mu\text{A}$$

yazılarak

$$\begin{aligned} V_{BB} &= V_{BQ} + I_{BQ} \cdot R_B \\ &= 2,65 + 4 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-3} \\ &= 2,65 + 0,2 \\ V_{BB} &= 2,85 \text{ V} \end{aligned}$$

bulunur. Bundan sonra (3.29) ve (3.30) bağıntılarından R_1 ve R_2 çözülebilir :

$$50 \cdot 10^3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$2,85 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 12$$

$$50 \cdot 10^3 = R_2 \cdot \frac{2,85}{12}$$

$$R_2 = \frac{50 \cdot 12 \cdot 10^3}{2,85} = 210,5 \text{ k ohm}$$

ve bu değer yukardaki iki bağıntının birinde yerine konularak

$$R_1 = 65,6 \text{ k ohm}$$

elde edilir.

b) (3.35), (3.36) ve (3.37) bağıntılarından

$$S \approx \frac{R_B}{R_E} = \frac{50 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} = 25$$

$$S' \approx -\frac{1}{2 \cdot 10^3} = -0,5 \cdot 10^{-3}$$

$$S'' \approx \frac{2}{2 \cdot 10^3} \cdot \frac{50 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{(250)^2}$$

$$= 0,4 \cdot 10^{-6}$$

bulunur. Öte yandan tranzistor için $k=0,07/^\circ\text{C}$, $k'=-2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ve —önceki örnekte bulunduğu gibi— $k'' \approx 1,33/^\circ\text{C}$ dir. Bütün bu değerler (3.38) bağıntısında yerine konularak

$$K = 0,07 \cdot 15 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{50 \cdot 10^3}{2} + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{2} + 1,33 \cdot \frac{50 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{(250)^2}$$

$$K = 26,25 \cdot 10^{-6} + 1,25 \cdot 10^{-3} + 0,532 \cdot 10^{-3}$$

$$K \approx 1,8 \cdot 10^{-3} = \% 0,18/^\circ\text{C}$$

bulunur. Bu, sıcaklığın her $^\circ\text{C}$ artmasına karşılık sükûnet akımının $\% 0,18$ oranında artacağını gösterir.

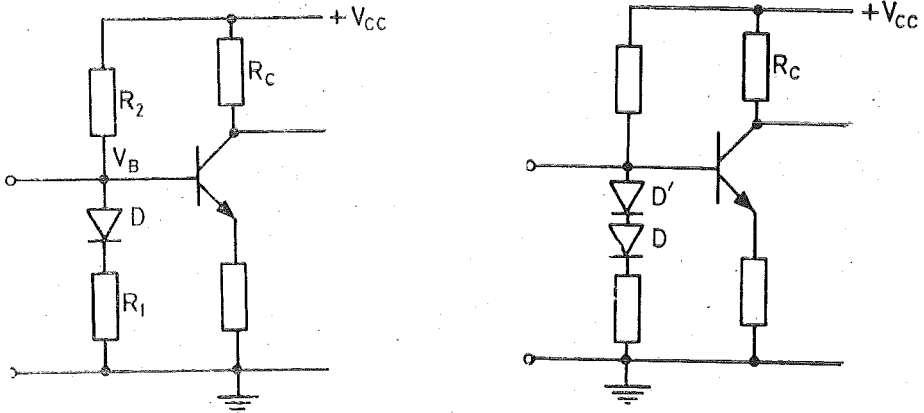
Bu değer (dolayısı ile devrenin sıcaklık değişimlerine karşı duyarlığı) önceki örnekte incelenen devreninkine göre yaklaşık olarak 3 defa küçüktür. Görüldüğü gibi K 'nin en önemli bileşenleri V_{BE} 'nin sıcaklığa bağımlılığından ileri gelen ikinci terimle, h_{FE} 'nin sıcaklığa bağımlılığından ileri gelen üçüncü terimdir. Daha küçük bir K değeri elde edebilmek için en etkili yolun V_E 'yi büyütme olduğu da açıkça görülmektedir.

3.4.4.3. Kompanzasyonlu Kutuplama Devreleri.

Tranzistorun kutuplanmasını sağlayan pasif elemanlardan biri, kolektör akımının sıcaklıkla artmasını karşılayacak (kompanze edecek) şekilde sıcaklığa bağlı bir eleman alınarak da çalışma noktasının kararlılığı sağlanabilir. Bu amaçla en çok kullanılan sıcaklığa bağlı elemanlar *diyotlar* ve *negatif sıcaklık katsayılı (NTC) dirençler (termistor'lar)* dir.

Şekil 3.33. (a) da diyotlu bir kutuplama devresi verilmiştir. İletim yönünde kutuplanmış bir diyodun uçlarındaki geçirme yönü gerilimi sıcaklık arttıkça yaklaşık olarak $-2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ lik bir eğimle azaldığından, B noktasının gerilimi sıcaklık arttıkça azalacaktır. Tranzistorun akımı sı-

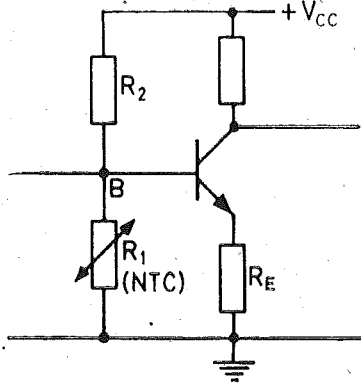
caklığa bağlı olmasa idi V_B deki bu azalma kolektör akımının azalması sonucunu verecekti. Gerçekte I_C sıcaklıkla artma özelliğine sahip olduğundan V_B nin azalması I_C deki artmayı bir ölçüde karşılayacak, yani devrenin ısıl kararlılığını iyileştirecektir. Diyot geriliminin sıcaklığa bağımlılığı aslında, tranzistorun kolektör akımındaki artmanın yalnızca V_{BE} nin sıcaklığa bağımlılığından gelen bölümünü karşılayabilir. I_{CBO} ve h_{FE} nin sıcaklıkla artmalarından ileri gelen kolektör akımı yükselmesini de karşılayabilmek için devrede birden fazla diyot kullanmak gerekir (Şekil 3.33. b). Bu şekilde çok sayıda yarıiletken eleman gerektiren diyotlu kutuplama devreleri —eleman sayısının artmasının devre maliyetini fazla etkilemediği— yarıiletken tümdevrelerde geniş ölçüde kullanılmaktadır.



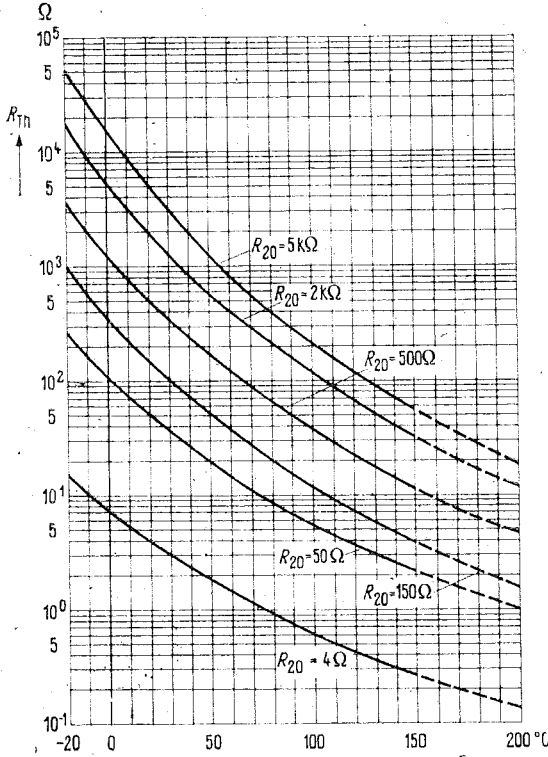
Şekil 3.34. de verilmiş olan devrede ise R_1 direnci, değeri sıcaklık arttıkça azalan (negatif sıcaklık katsayılı) bir dirençtir. Baz akımı R_1 ve R_2 üzerinden akan akım yanında ihmal edilerek V_B gerilimi için

$$V_B \approx V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{CC} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

yazılabilir. R_1 'in sıcaklık katsayısı *negatif* olduğundan V_B nin sıcaklıkla azalacağı açıktır. R_1 in sıcaklık katsayısının değeri ve R_2/R_1 oranı uygun



Şekil 3.34. Kutuplama devresinde bir termistor kullanılarak çalışma noktasının ısıl kararlılığının sağlanması.



Şekil 3.35. Siemens K 15 tipi termistorlar için direncin sıcaklıkla değişimini veren eğriler. Anma değerleri termistorların 20°C'deki değerleridir.

seçilerek V_B deki azalmanın etkisinin, I_C de V_{BE} , I_{CBO} ve h_{FE} nin sıcaklığa bağımlılıkları sebebi ile meydana gelen artmayı karşılaması sağlanabilir.

Negatif sıcaklık katsayılı dirençler özgül direnci sıcaklık arttıkça azalan *yarıiletken* maddelerden yapılırlar. Bu iş için genellikle yarıiletken özelliği gösteren sinterlenmiş oksitler kullanılır. Bunların sıcaklık katsayıları $- \% 3 \dots - \% 6/^\circ\text{C}$ mertebesinde (iletkenlerde bu değer $+ \% 0,4$ civarındadır). Şekil 3.35. de K 15 tipi çeşitli değerlerde termistorların dirençlerinin sıcaklıkla değişimleri verilmiştir. Direncin sıcaklığa böyle büyük ölçüde bağlı olması sayesinde bu elemanlardan sıcaklığın elektriksel olarak ölçülmesinde de yararlanır.

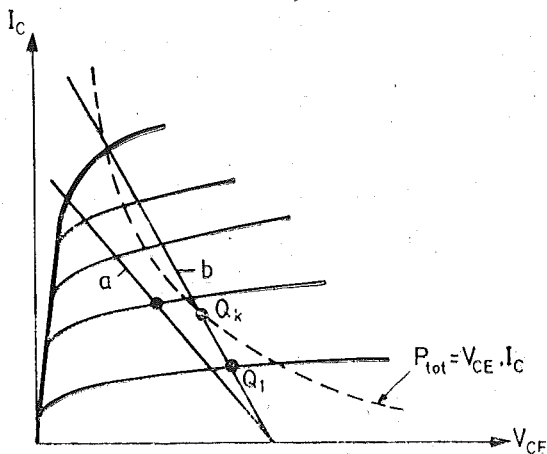
3.4.4.4. Isıl Sürüklenme.

Çalışmakta olan bir tranzistorda, yaklaşık olarak kolektör akımı ile emetör geriliminin çarpımına eşit bir güç harcanır. Tranzistordan çevreye yayılabilen ısı güç bu şekilde harcanan (ısıya dönüşen) güçten daha küçük ise tranzistordan sıcaklığı yükselir. Tranzistordan belirli bir ortam sıcaklığı ve müsaade edilen maksimum jonksiyon sıcaklığı için yayılabilecek toplam güce (P_{tot}) karşı düşen $I_C \cdot V_{CE}$ çarpımları tranzistordan çıkış özgeçirileri üzerine çizilirse

$$P_{tot} = I_C \cdot V_{CE} \quad (3.40)$$

bağıntısı ile ifade edilebilen bir hiperbol elde edilir.

Maksimum güç hiperbolü adı verilen bu hiperbolün üzerindeki noktalar için tranzistordan açığa çıkan güç çevreye yayılabilen güce eşittir;



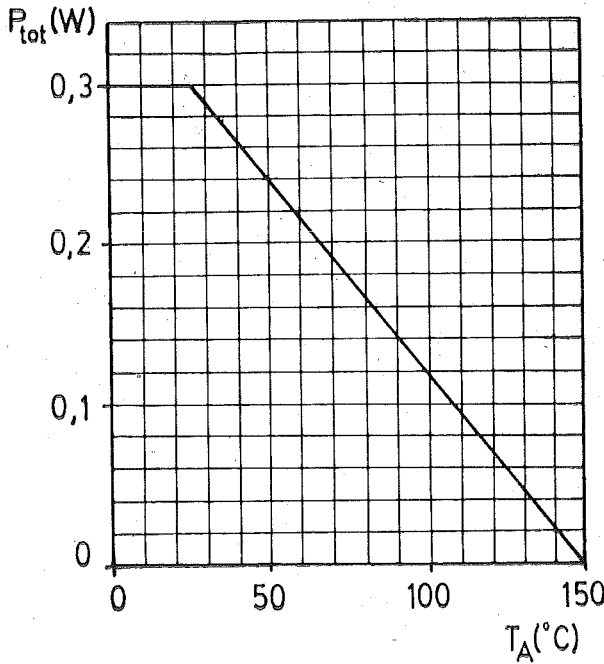
Şekil 3.36. Bir tranzistordan maksimum güç hiperbolü ve (a) ısıl sürüklenmeye yol açmayacak, (b) ısıl sürüklenmeye yol açabilecek yük doğruları.

yani tranzistorun sıcaklığı yükselmez. Hiperbolün aşağısında kalan çalışma noktaları için harcanan güç yayılabilecek güçten daha küçüktür; yani tranzistorun jonksiyon sıcaklığı, P_{tot} belirlenirken öngörülen değere ulaşamaz. Hiperbolün dışında kalan noktalar için ise tranzistorda, çevreye yayılabilecek güçten daha büyük bir güç açığa çıkar ve jonksiyon sıcaklığı tranzistorun zarar görmeden çalışabileceği en yüksek sıcaklığın (silisyum tranzistorlarda 200°C , germanyum tranzistorlarda 100°C kadar) üzerine çıkar. O halde çalışma noktası sıcaklık etkisi ile kaysa bile maksimum güç hiperbolünün dışına çıkmamasını sağlayacak önlemlerin alınması gerekir. Direnç yüklü tranzistorlu kuvvetlendiricilerde bu, yük direnci değerinin, yük doğrusu hiperbolü kesmeyecek şekilde seçilmesi ile sağlanabilir (Şekil 3.36. da a doğrusu). Bu durumda —çalışma noktası yük doğrusu üzerinde bulunmak zorunda olduğundan— tranzistorda harcanan güç hiçbir zaman P_{tot} değerine ulaşmaz. Harcanan gücün maksimum olduğu (doğrunun güç hiperbolüne en çok yaklaştığı) noktada V_{CE} nin, V_{CC} nin yarısına eşit olacağı gösterilebilir. Yük doğrusu güç hiperbolünü kesecek şekilde seçildiğinde normal şartlar altında çalışma noktası hiperbolün altında seçilmiş olsa bile güvenli bir çalışma söz konusu değildir. Örneğin Şekil 3.36. da b ile gösterilen yük doğrusu için çalışma noktası Q_1 noktasında seçilmiş olsun. Sükünetteki kolektör akımı çevre sıcaklığının yükselmesi sonucunda biraz artsa yeni çalışma noktasındaki $I_C \cdot V_{CE}$ çarpımı daha büyük (çalışma noktası maksimum güç hiperbolüne daha yakın) olduğundan tranzistorda harcanan güç artar. Bu, jonksiyon sıcaklığının yükselmesine, o da akımın daha fazla artmasına yol açar. Böylece kısa bir süre içinde tranzistorda harcanan güç P_{tot} değerinin, jonksiyon sıcaklığı da tranzistorun zarar görmeden çalışabileceği en yüksek sıcaklığın üstüne çıkar ve tranzistor bozulur. *Isıl sürüklenme* adı verilen bu olayın ortaya çıkmaması için tranzistorun doğru akım yük doğrusunun maksimum güç hiperbolünü kesmemesinin sağlanması gerekir. Yahut da, özellikle büyük güçlü devrelerde, ısıl sürüklenmeyi önleyecek kompanzasyon veya koruma devrelerinden yararlanma yoluna gidilir.

Tranzistordan çevreye yayılabilecek maksimum güç olarak tanımlanan P_{tot} tranzistorun jonksiyonu ile dış ortam arasındaki toplam *ısı direnci* ve jonksiyon sıcaklığı ile ortam sıcaklığı arasındaki *farka* bağlıdır. Isıl direncin jonksiyondan kılıfa kadar olan bölümü tranzistorun yapısına bağlıdır; büyük güçlerde çalıştırılacak tranzistorlarda bu direncin olabildiği kadar küçük yapılmasına çalışılır. Kılıftan dış ortama ısı iletim yeteneğinin tersi olan ısıl direnç bileşeni ise kılıfın dış ortamla *ısı bağlantısına* bağlıdır. Bu bileşeni küçültmek için genellikle kılıftan çev-

reye ısı iletimini (tranzistorun soğumasını) kolaylaştırmak üzere tranzistor, ısıl iletkenliği yüksek olan (genellikle alüminyumdan) geniş yüzeyli bir levha üzerine bağlanır. Tranzistorun güç sınırı yakınlarında çalıştırıldığı hallerde böyle bir *soğutucu* genellikle gerekli olur.

Tranzistordan çevreye yayılabilecek maksimum güç çevre sıcaklığı yükseldikçe küçülür ve çevre sıcaklığının müsaade edilen maksimum jonksiyon sıcaklığına eşit olması hâlinde sıfıra düşer. Bu değişim genellikle Şekil 3.37. deki gibi, grafik olarak verilir.



Şekil 3.37. BC 212 tranzistoru için P_{tot} gücünün çevre sıcaklığı (T_A) ile değişimi.

3.4.5. Tranzistorların Küçük İşaret Eşdeğer Devreleri ve Parametreleri.

Bir tranzistorda çeşitli akım-gerilim ilişkilerinin tranzistorun *özeğri-leri* ile verildiği, bu özeğrilerden yararlanılarak belirli akım yahut gerilimlerin değiştirilmesi halinde başka akım ve gerilimlerin değişimlerinin *çizim* yolu ile bulunabileceği 3.4.2. ve 3.4.3. de gösterilmişti. Devrede yal-

nızca dirençlerin bulunması halinde ve büyük genlikli değişimler için bu çizim yolu geçerli bir çözüm yöntemidir. Ancak devrede reaktif elemanlar da varsa yahut akım ve gerilimlerdeki değişim genlikleri çok küçükse çizim yolu elverişli olmaktan çıkar; reaktif elemanların bulunması halinde çizim yolu pratikte uygulanamayacak kadar güçleşir, genliklerin küçük olması halinde ise çizim ve okuma toleransları sebebi ile sonucun doğruluğu önemli ölçüde azalır. Bu durumlarda tranzistoru çalışma noktasının yakın civarı için *lineer bir 4-uçlu* olarak ele alıp devre çözümünde bu 4-uçlunun parametrelerinden yararlanmak daha elverişli olur. Lineer 4-uçluların davranışlarını belirlemek için tanımlanabilen çeşitli parametre takımları arasında h parametreleri (hibrit parametreler, karma parametreler) ile y parametreleri (admitans parametreleri, kısa devre parametreleri) tranzistorlar için en uygun olanlarıdır. Aşağıda bu parametreler en çok kullanılan tranzistorlu devre tipi olan ortak emetörlü devre için çıkartılacak ve bunlardan yararlanılarak önemli devre özelliklerinin nasıl hesaplanabileceği gösterilecektir.

3.4.5.1. Ortak Emetörlü Devrede h Parametreleri.

Şekil 3.10. daki gibi ortak emetörlü (emetörün giriş ve çıkış uç çiftleri arasında ortak olduğu) bir devrede giriş akımı (I_B), giriş gerilimi (V_{BE}), çıkış akımı (I_C) ve çıkış geriliminden (V_{CE}) herhangi ikisi biliniyorsa öteki ikisi bunlar cinsinden özegriler yardımı ile belirlenebilir. Bu dört büyüklükten V_{BE} ve I_C , I_B ve V_{CE} cinsinden ifade edilmek istenirse

$$V_{BE} = V_{BE}(I_B, V_{CE}) \quad (3.41)$$

$$I_C = I_C(I_B, V_{CE})$$

yazılabilir. Bunlardan birincisi tranzistorun giriş özegrilerini, ikincisi ise çıkış özegrilerini belirler (giriş özegrileri V_{CE} ye göre pek az bir değişim gösterdiğinden genellikle tek bir $V_{BE} = V_{BE}(I_B)$ eğrisi ile yetinilir). Özegrilerden görüleceği gibi her iki fonksiyon da açıkça eğrisel (nonlineer) dir.

Tranzistor, özegriler üzerinde kolayca belirlenebilen bir Q noktasında kutuplanmışken I_{BQ} akımı ΔI_B kadar ve V_{CEQ} gerilimi ΔV_{CE} kadar değiştirilirse V_{BEQ} ve I_{CQ} da buna karşılık meydana gelecek değişimler özegriler yardımı ile bulunabileceği gibi, (3.41) fonksiyonları Q noktası civarında Taylor serisine açılarak da hesabedilebilir :

$$\Delta V_{BE} = \frac{1}{1!} \left[\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right]_{V_{CE}=V_{CEQ}} \cdot \Delta I_B + \frac{1}{2!} \left[\frac{\partial^2 V_{BE}}{\partial I_B^2} \right]_{V_{CE}=V_{CEQ}} \cdot (\Delta I_B)^2 + \dots$$

$$+ \frac{1}{1!} \left[\frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \right]_{I_B=I_{BQ}} \cdot \Delta V_{CE} + \frac{1}{2!} \left[\frac{\partial^2 V_{BE}}{\partial V_{CE}^2} \right]_{I_B=I_{BQ}} \cdot (\Delta V_{CE})^2 + \dots \quad (3.42 a)$$

$$\Delta I_C = \frac{1}{1!} \left[\frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right]_{V_{CE}=V_{CEQ}} \cdot \Delta I_B + \frac{1}{2!} \left[\frac{\partial^2 I_C}{\partial I_B^2} \right]_{V_{CE}=V_{CEQ}} \cdot (\Delta I_B)^2 + \dots$$

$$+ \frac{1}{1!} \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right]_{I_B=I_{BQ}} \cdot \Delta V_{CE} + \frac{1}{2!} \left[\frac{\partial^2 I_C}{\partial V_{CE}^2} \right]_{I_B=I_{BQ}} \cdot (\Delta V_{CE})^2 + \dots \quad (3.42 b)$$

Q noktasının yakın civarı için, yani akım ve gerilimlerdeki değişimlerin, çalışma noktasındaki akım ve gerilim değerlerine göre küçük olması halinde (3.42 a) ve (3.42 b) bağıntılarındaki yüksek mertebeden terimler ihmal edilerek bağıntılar aşağıdaki şekilde basitleştirilebilir :

$$\Delta V_{BE} \approx \left[\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right]_{V_{CE}=V_{CEQ}} \cdot \Delta I_B + \left[\frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \right]_{I_B=I_{BQ}} \cdot \Delta V_{CE} \quad (3.43)$$

$$\Delta I_C \approx \left[\frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right]_{V_{CE}=V_{CEQ}} \cdot \Delta I_B + \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right]_{I_B=I_{BQ}} \cdot \Delta V_{CE}$$

Bu şekilde elde edilen bağıntılar ΔI_B ve ΔV_{CE} nin küçük değerli olması şartına bağlı olan *yaklaşık* bağıntılar olmakla beraber çok önemli bir özellikleri vardır; *lineer* bağıntılardır. Dolayısı ile tranzistora iyi bilinen lineer devre çözüm yöntemlerinin uygulanmasına imkân verecek *lineer eşdeğer devrelerin* (lineer modellerin) elde edilmesinde kullanılabilirler.

(3.43) bağıntılarında akım ve gerilimlerin Q sükûnet noktasındaki değerlere göre değişimlerini gösteren ΔI_B , ΔV_{CE} , ΔI_C ve ΔV_{BE} büyüklükleri, akım ve gerilimlerin *değişken bileşenlerinin ani değerlerini* belirtmek üzere i_b , v_{ce} , i_c ve v_{be} sembolleri ile de ifade edilebilirler :

$$v_{be} = \left[\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right]_{V_{CE}=V_{CEQ}} \cdot i_b + \left[\frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \right]_{I_B=I_{BQ}} \cdot v_{ce} \quad (3.44)$$

$$i_c = \left[\frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right]_{V_{CE}=V_{CEQ}} \cdot i_b + \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right]_{I_B=I_{BQ}} \cdot v_{ce}$$

Bu denklem sistemindeki katsayılara tranzistörün ortak emetörlü devre için *h parametreleri* denir ve bağıntılar

$$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce} \quad (3.45 \text{ a})$$

$$i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce} \quad (3.45 \text{ b})$$

şeklinde yazılır.

h parametrelerinin tanım bağıntıları (3.44) yahut (3.45) bağıntılarından elde edilebilir :

h_{ie} nin tanım bağıntısı (3.44)'e göre

$$h_{ie} = \left[\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right]_{V_{CE} = V_{CEQ}} \quad (3.46)$$

ve (3.45)'e göre

$$h_{ie} = \left[\frac{v_{be}}{i_b} \right]_{v_{ce} = 0} \quad (3.47)$$

dir. (3.46) ya göre h_{ie} , tranzistorun giriş özdeşrisinin Q noktasındaki teğetinin eğiminin tersine eşittir (Şekil 3.38.). (3.47) bağıntısına göre ise $v_{ce} = 0$ için (başka bir deyişle, çıkış değişken işaretler bakımından kısa devre iken) bulunacak *giriş direnci* dir.

h_{re} nin tanım bağıntısı

$$h_{re} = \left[\frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \right]_{I_B = I_{BQ}}$$

yahut

$$h_{re} = \left[\frac{v_{be}}{v_{ce}} \right]_{i_b = 0} \quad (3.48)$$

dir. (3.48) bağıntısına göre, giriş değişken işaretler bakımından açık devre iken çıkış gerilimindeki bir değişimin giriş uçları arasındaki gerilimi ne kadar değiştireceğini belirleyen bu parametre boyutsuzdur ve *geriye doğru gerilim geçiş oranı* adını alır.

h_{fe} nin tanım bağıntısı

$$h_{fe} = \left[\frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right]_{V_{CE} = V_{CEQ}} \quad (3.49)$$

yahut

$$h_{fe} = \left[\frac{i_c}{i_b} \right]_{v_{ce} = 0} \quad (3.50)$$

dir. (3.49) bağıntısına göre h_{fe} tranzistorun $I_C = f(I_B)$ geçiş özdeşrilerinden $V_{CE} = V_{CEQ}$ ye ilişkin olanının Q noktasındaki teğetinin eğimine eşittir

(Şekil 3.38.). Tranzistorlarda akım geçiş özegrisi başlangıçtan geçen hemen hemen doğrusal bir eğri olduğundan h_{fe} çalışma akımına pek az bağlıdır ve ayrıca, h_{FE} doğru akım kazancına da yaklaşık olarak eşittir. (3.50) bağıntısına göre ise h_{fe} , çıkış değişken işaretler bakımından kısa devre iken giriş akımındaki küçük genlikli bir değişken bileşenin çıkış akımında ne kadar bir değişime yolaçacağını belirleyen bir parametredir ve buna tranzistorun —ortak emetörlü devre için— *kısa devre değişken akım kazancı* denir.

h_{oe} nin tanım bağıntısı

$$h_{oe} = \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right]_{I_B = I_{BQ}} \quad (3.51 a)$$

yahut

$$h_{oe} = \left[\frac{i_c}{v_{ce}} \right]_{i_b = 0} \quad (3.51 b)$$

dir. Giriş değişken işaretler bakımından açık devre iken ölçülecek *çıkış iletkenliği* olan h_{oe} , çıkış özegrilerinden $I_B = I_{BQ}$ için olanının Q noktasındaki eğimi olarak da belirlenebilir (Şekil 3.38.).

h parametrelerinden biri direnç boyutunda (h_{ie}), biri iletkenlik boyutunda (h_{oe}) ve ikisi de boyutsuz (h_{fe} ve h_{re}) olduğundan bunlara *karma parametreler* (hibrit parametreler) adı verilmiştir.

Bir tranzistorun h parametrelerinin, çalışma noktasına bağlı olarak değişeceği açıktır. Bunların çalışma noktası akım ve gerilimlerine bağlı olarak ne yönde ve ne ölçüde değişecekleri Şekil 3.38.deki gösterimden yararlanılarak çıkartılabilir. Kataloglarda genellikle h parametrelerinin değerleri belirli bir çalışma noktası için verilir; I_C ye ve V_{CE} ye bağlı olarak değişimleri de eğrilerle gösterilir. Örneğin BC 107 B tipi tranzistorun h parametrelerinin $V_{CE} = 5$ V, $I_C = 2$ mA çalışma noktası için değerleri

$$h_{ie} = 4,5 \text{ k ohm}$$

$$h_{re} = 2 \cdot 10^{-4}$$

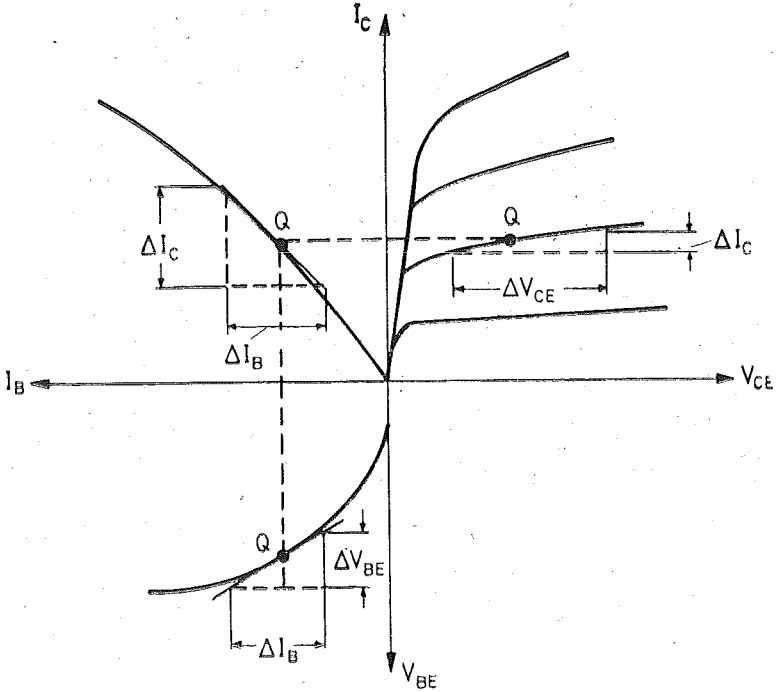
$$h_{fe} = 330$$

$$h_{oe} = 30 \text{ } \mu\text{S}$$

olarak ve I_C ile V_{CE} ye bağlı değişimleri de Şekil 3.39.daki eğrilerle verilmiştir. Görüldüğü gibi parametrelerin V_{CE} ye bağımlılıkları, I_C ye bağımlılıklarına göre çok daha küçüktür (I_C ye bağımlılığı belirleyen eğride ek-

senlerin logaritmik taksimatlandırılmış olduğuna dikkat ediniz). h_{fe} nin I_C ye bağımlılığı —evvelce de değinildiği gibi— oldukça küçüktür. Akımla en fazla değişen parametre h_{ie} dir ki bu, giriş eğrisinin üstel bir eğri olmasının sonucudur.

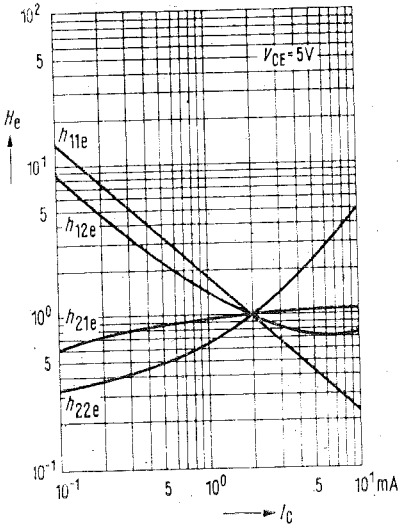
Doğru akım ve gerilimleri belirlenmiş (belirli bir çalışma noktasında kutuplanmış) olan bir tranzistorun akım ve gerilimlerinin küçük genlikli değişimleri için elde edilmiş olan (3.45) bağıntıları Şekil 3.40. da verilmiş olan eşdeğer devre ile temsil edilebilir. Gerçekten, (3.45 a) bağın-



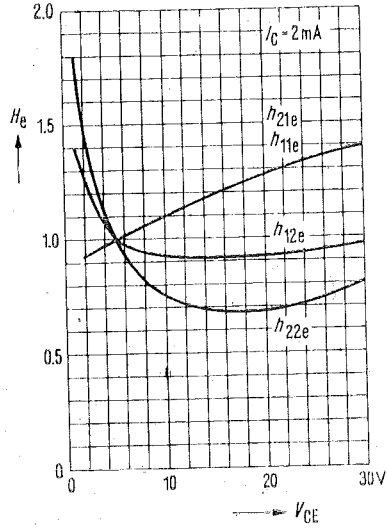
Şekil 3.38. Bir tranzistorun Q çalışma noktasındaki h parametrelerinin özeğrilerle ilişkisi.

tısına göre giriş gerilimi (v_{be}), giriş akımı (i_b) nin giriş direnci (h_{ie}) üzerinde meydana getirdiği gerilim düşümü ile, çıkış gerilimi ile orantılı olan bir $h_{re} \cdot v_{ce}$ geriliminin toplamına eşittir. Ohalde giriş devresi h_{ie} direnci ile buna seri $h_{re} \cdot v_{ce}$ bağımlı gerilim kaynağı'nın eşdeğeri olarak gösterilmelidir. (3.45 b) bağıntısı ise çıkış akımının, çıkış gerilimine bağı-

$$H_e = \frac{h_o(I_C)}{h_o(I_C = 2 \text{ mA})} = f(I_C); V_{CE} = 5 \text{ V}$$



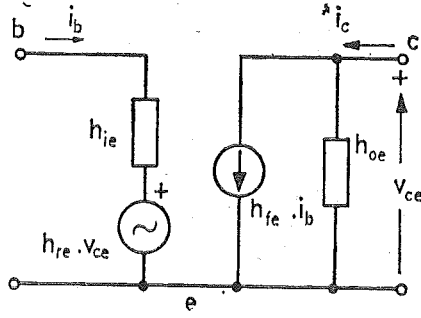
$$H_o = \frac{h_o(V_{CE})}{h_o(V_{CE} = 5 \text{ V})} = f(V_{CE}); I_C = 2 \text{ mA}$$



Şekil 3.39. BC-107 B tranzistoru için h parametrelerinin I_C ve V_{CE} ile nasıl değiştiğini gösteren eğriler. $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ mA}$ için ortalama parametre değerleri : $h_{ie} = 4,5 \text{ k}$, $h_{re} = 2.10^{-4}$, $h_{fe} = 330$, $h_{oe} = 30 \mu\text{S}$ dir.

$h_{oe} \cdot v_{ce}$ bileşeni ile giriş akımına bağlı $h_{fe} \cdot i_b$ bileşeninin toplamından oluştuğunu gösterir. Ohalde çıkış devresi de uçlarındaki v_{ce} gerilimi ile içinden $h_{oe} \cdot v_{ce}$ akımı akan h_{oe} iletkenliğinin ve $h_{fe} \cdot i_b$ *bağımlı akım kaynağı*'nın paralel eşdeğerinden ibarettir.

(3.45) bağıntılarından elde edilmiş olan Şekil 3.40. daki devre çalışma noktası ve bu noktadaki h parametreleri bilinen bir tranzistoru küçük genlikli değişimler için temsil eden bir eşdeğer devre olduğuna göre, tranzistorun çeşitli pasif dış devre elemanları ile birlikte bir devre oluşturması halinde burada tranzistor *yerine* onun Şekil 3.40. daki eşdeğeri konularak ve bilinen *lineer devre analizi yöntemleri* uygulanarak çözüm yapılabilir. Şekil 3.41. de, Şekil 3.31. deki gibi kutuplanmış ve girişine R_g iç dirençli bir v_g işaret kaynağı, çıkışına ise bir R_y yük direnci bağlanmış olan tranzistorlu bir kuvvetlendiricinin şeması ile, tranzistor yerine h eşdeğeri konularak elde edilen devre verilmiştir.



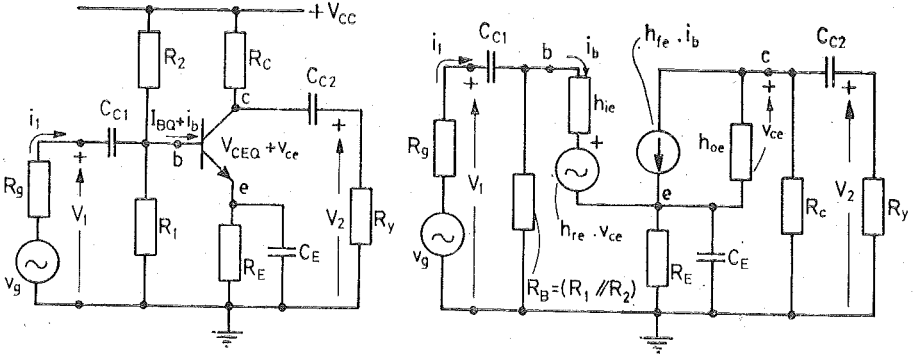
Şekil 3.40. Ortak emetörlü bağlama şekli için h parametreleri eşdeğer devresi.

Devredeki V_{cc} besleme kaynağı bir doğru gerilim kaynağı olduğundan (uçlarındaki gerilimin bir değişken bileşeni bulunmadığından) Şekil 3.41. (b) deki değişken işaretler için verilmiş olan eşdeğer devrede bu kaynak kısa devre alınmıştır (doğru gerilim kaynağının değişken işaretler için iç direnci sıfır —yahut çok küçük— değilse eşdeğer devrede bu da gösterilmelidir).

Bu devrenin doğru sonuçlar verebilmesi için;

1 — h parametrelerinin değerlerinin, Şekil 3.41. (a) daki devrede transistör için belirlenmiş olan çalışma noktasına ilişkin parametre değerleri olması,

2 — v_g işaret kaynağı sebebi ile transistörün akım ve gerilimlerinde meydana gelecek değişimlerin genliklerinin, çalışma noktasındaki doğru



Şekil 3.41. (a) Ortak emetörlü bir transistör kuvvetlendirici şeması. (b) Kuvvetlendiricinin küçük genlikli işaretler için eşdeğer devresi.

akım ve gerilimlere göre *yeteri kadar küçük* kalması (yani $v_{be} \ll V_{BEQ}$, $i_b \ll I_{BQ}$, $i_c \ll I_{CQ}$, $v_{ce} \ll V_{CEQ}$ olması) gerekir. Değişken bileşenlerin genlikleri büyütülürse (3.42) temel bağıntılarından (3.44) ve oradan (3.45) bağıntılarına geçerken yapılan ihmallerin geçerliliği ve dolayısı ile eşdeğer devre kullanılarak elde edilen sonuçların doğruluğu azalır.

Bir tranzistorun h parametreleri tanım bağıntılarının belirlediği şekilde ölçülmek istendiğinde, ölçmelerin yapıldığı frekans yükseltirise parametreler gerçel büyüklükler olmaktan çıkar. Bunun nedeni, tranzistorun elektrodlar arası kapasiteleri ve —yine bir kapasitif etki ile temsil edilebileceği gösterilebilen— taşıyıcı gecikmeleridir. Tranzistoru herhangi bir frekansta temsil etmek için h parametrelerinden yararlanılabilirse de bu, yüksek frekanslarda h_{re} ve h_{oc} nin ölçülmesi için gerekli olan «değişken işaretler bakımından girişi açık devre etmek» şartını gerçekleştirmek çok zor olduğundan, elverişli değildir. Bunun yerine bütün elemanları *kısa devre* şartları altında ölçülen bir başka parametre takımından; y parametreleri'nden yararlanmak daha uygun olur.

3.4.5.2. Ortak Emetörlü Devrede y Parametreleri.

Belirli bir çalışma noktasında kutuplanmış bir tranzistorda baz akımı ve kolektör akımı baz-emetör ve kolektör-emetör gerilimleri cinsinden

$$I_B = I_B(V_{BE}, V_{CE})$$

$$I_C = I_C(V_{BE}, V_{CE})$$

bağıntıları ile ifade edilebilir. Bu bağıntılar Q çalışma noktasına göre seriye açılarak yalnızca lineer terimlerle yetinilirse akım ve gerilimlerin değişken bileşenleri cinsinden

$$i_b = y_{ie} \cdot v_{be} + y_{re} \cdot v_{ce} \quad (3.52 \text{ a})$$

$$i_c = y_{fe} \cdot v_{be} + y_{oc} \cdot v_{ce} \quad (3.52 \text{ b})$$

bağıntılarına ulaşılır. Tranzistorun *aslında lineer olmayan* davranışlarını çalışma noktasının yakın civarı —yani küçük genlikli değişimler— için *yaklaşık olarak* temsil eden bu *lineer* bağıntılardaki katsayılara tranzistorun ortak emetörlü devre için y parametreleri yahut *admitans parametreleri* adı verilir.

y parametrelerinin herbiri için tanım bağıntıları (3.52) ifadelerinden elde edilebilir :

$$y_{ie} = \left[\frac{i_b}{v_{be}} \right]_{v_{ce}=0} \quad (3.53)$$

çıkış değişken işaretler bakımından kısa devre ikenki giriş admitansdır. Buna *kısa devre giriş admitansı* denir.

$$y_{re} = \left[\frac{i_b}{v_{ce}} \right]_{v_{be}=0} \quad (3.54)$$

giriş kısa devre iken çıkış uçlarındaki bir v_{ce} değişken gerilim bileşeni- nin, girişteki kısa devre üzerinde doğuracağı değişken akımın değerini belirler ve *geriye doğru geçiş admitansı* adını alır.

$$y_{fe} = \left[\frac{i_c}{v_{be}} \right]_{v_{ce}=0} \quad (3.55)$$

büyüklüğüne *ileriye doğru geçiş admitansı* yahut kısaca *eğim* denir. Çıkış kısa devre iken giriş geriliminin çıkış akımı üzerindeki kontrol yeteneğini belirleyen bu parametre tranzistorun en önemli parametrelerinden biridir.

$$y_{oe} = \left[\frac{i_c}{v_{ce}} \right]_{v_{be}=0} \quad (3.56)$$

ise giriş kısa devre ikenki çıkış admitansı —yahut kısaca— *kısa devre çıkış admitansı*'dir.

Tanım bağıntılarındaki girişin yahut çıkışın değişken işaretler ba- kımından kısa devre edilmesi şartı, yüksek frekanslarda, kısa devre edi- lecek uçlar bir kondansatörle şöntlenerek ideale yakın bir şekilde yerine getirilebilir. Yüksek frekanslarda birer *karmaşık* büyüklük olan y para- metreleri *belirli bir çalışma noktası ve belirli bir frekans için* gerçek ve sanal kısımları ile yahut modül ve açıları ile ifade edilebilirler. Ancak aşağıdaki belirleme şekli tranzistorlu akordlu kuvvetlendiricilerin hesa- bında en elverişli şekil olduğu için

$$y_{ie} \text{ nin } g_{ie} \text{ ve } C_{ie}$$

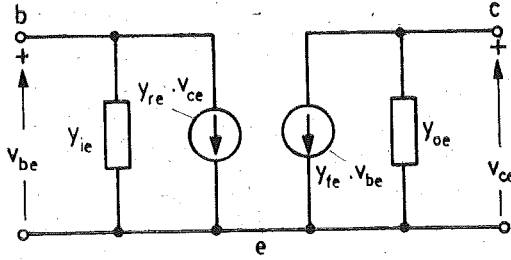
$$y_{oe} \text{ nin } g_{oe} \text{ ve } C_{oe}$$

$$y_{fe} \text{ nin } |y_{fe}| \text{ ve } \varphi_{fe}$$

$$y_{re} \text{ nin } |y_{re}| \text{ ve } \varphi_{re}$$

bileşenleri ile verilmesi adet olmuştur.

(3.52) bağıntıları bir eşdeğer devre ile gösterilmek istenirse, h eş- değer devresi elde edilirkenkine benzer yoldan Şekil 3.42. deki eşdeğer devre kolayca elde edilebilir. Bu eşdeğer devredeki y_{ie} ve y_{oe} giriş ve çıkış admitansları ile y_{re} ve y_{fe} geçiş admitanslarının genel olarak her frekans-



Şekil 3.42. Ortak emetörlü bağlama şekli için tranzistörün y parametreleri eşdeğer devresi.

ta başka değerde olacakları, ancak tranzistörün elektrodlar arası kapasiteleri ile gecikmelerin ihmal edilebileceği alçak frekanslarda bunların iletkenlik boyutunda birer gerçel büyüklüğe dönüşecekleri gözden kaçırılmamalıdır.

Belirli bir çalışma noktasında kutuplanmış bir tranzistörün o çalışma noktasındaki h parametreleri cinsinden alçak frekanslardaki (gerçek) y parametrelerini veren bağıntılar çıkartılırsa $\Delta h_e = h_{ie} \cdot h_{oe} - h_{re} \cdot h_{fe}$ olmak üzere

$$y_{ie} = \frac{1}{h_{ie}} \quad y_{ce} = \frac{\Delta h_e}{h_{ie}} \quad (3.57)$$

$$y_{fe} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \quad y_{re} = \frac{h_{re}}{h_{ie}}$$

bulunur. Benzer şekilde h parametreleri de y parametreleri cinsinden hesap edilebilir :

$$h_{ie} = \frac{1}{y_{ie}} \quad h_{oe} = \frac{\Delta y}{y_{ie}} \quad (3.58)$$

$$h_{fe} = \frac{y_{fe}}{y_{ie}} \quad h_{re} = -\frac{y_{re}}{y_{ie}}$$

Burada da $\Delta y = y_{ie} \cdot y_{oe} - y_{fe} \cdot y_{re}$ dir.

Buraya kadar tranzistörün küçük işaret parametrelerini ortak emetörlü çalışma şekli; yani emetörün giriş uç çifti ile çıkış uç çiftinde ortak elektrot olması hali için inceledik. Tranzistörün üç ucunun başka kom-

binezonları için de küçük işaret parametrelerinin tanımlanabileceği ve —tranzistor aynı çalışma noktasında kalmak şartı ile— bu parametre takımları arasında geçiş bağıntılarının çıkartılabileceği açıktır. Aşağıda ortak bazlı ve ortak emetörlü devrelerin h ve y parametreleri arasındaki dönüşüm bağıntıları ve parametrelerin büyüklük mertebeleri göz önüne alınarak bulunmuş olan yaklaşık bağıntılar toplu olarak verilmiştir. Şekil 3.43. de de ortak bazlı bir tranzistorlu kuvvetlendiricinin şeması ile akım ve gerilimlerin referans yönleri gösterilmiştir.

Ortak bazlı devrenin h parametrelerini ortak emetörlü devrenin h parametreleri cinsinden veren bağıntılar :

$$\begin{aligned}
 h_{ib} &= \frac{1}{1+h_{fe} - h_{re} + \Delta h_e} \cdot h_{ie} \approx \frac{1}{1+h_{fe}} h_{ie} \\
 h_{rb} &= \frac{1}{1+h_{fe} - h_{re} + \Delta h_e} (\Delta h_e - h_{re}) \approx \frac{1}{1+h_{fe}} \cdot \Delta h_e \\
 h_{fb} &= \frac{1}{1+h_{fe} - h_{re} + \Delta h_e} (-h_{fe} - \Delta h_e) \approx \frac{-h_{fe}}{1+h_{fe}} \\
 h_{ob} &= \frac{1}{1+h_{fe} - h_{re} + \Delta h_e} \cdot h_{oe} \approx \frac{1}{1+h_{fe}} \cdot h_{oe}
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

$$(\Delta h_e = h_{ie} h_{oe} - h_{re} h_{fe})$$

Ortak bazlı devrenin y parametrelerini ortak emetörlü devrenin y parametreleri cinsinden veren bağıntılar :

$$\begin{aligned}
 y_{ib} &= (y_{ie} + y_{te} + y_{re} + y_{oe}) \approx y_{te} \\
 y_{rb} &= -(y_{re} + y_{oe}) \\
 y_{fb} &= -(y_{fe} + y_{oe}) \approx -y_{te} \\
 y_{ob} &= y_{oe}
 \end{aligned} \tag{3.60}$$

Ortak emetörlü devrenin h parametrelerini ortak bazlı devrenin h parametreleri cinsinden veren bağıntılar :

$$\begin{aligned}
 h_{ie} &= \frac{1}{1+h_{fb} - h_{rb} + \Delta h_b} h_{ib} \approx \frac{1}{1+h_{fb}} \cdot h_{ib} \\
 h_{re} &= \frac{1}{1+h_{fb} - h_{rb} + \Delta h_b} (\Delta h_b - h_{rb}) \approx \frac{1}{1+h_{fb}} (\Delta h_b - h_{rb})
 \end{aligned}$$

$$h_{fo} = \frac{1}{1+h_{fb}-h_{rb}+\Delta h_b} (-\Delta h_b - h_{fb}) \approx \frac{-1}{1+h_{fb}} h_{fb}$$

$$h_{oe} = \frac{1}{1+h_{fb}-h_{rb}+\Delta h_b} h_{ob} \approx \frac{1}{1+h_{fb}} h_{ob} \quad (3.61)$$

$$(\Delta h_b = h_{ib} h_{ob} - h_{rb} h_{fb})$$

Ortak emetörlü devrenin y parametrelerini ortak bazlı devrenin y parametreleri cinsinden veren bağıntılar :

$$y_{ie} = y_{ib} + y_{rb} + y_{fb} + y_{ob} \approx y_{ib} + y_{fb}$$

$$y_{re} = -(y_{rb} + y_{ob})$$

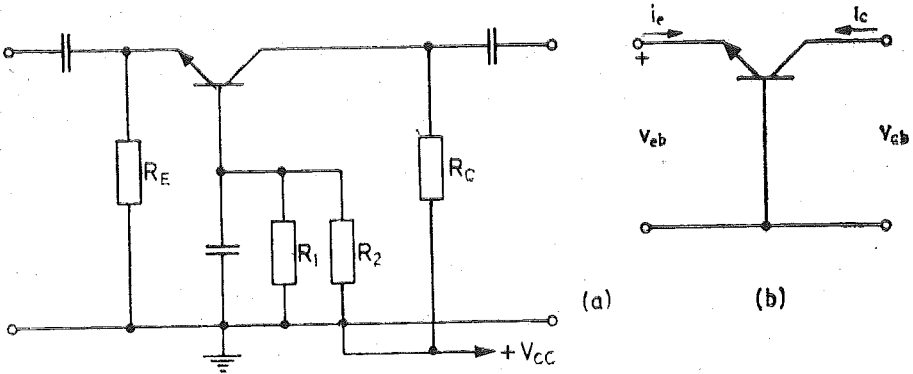
(3.62)

$$y_{fe} = -(y_{fb} + y_{ob}) \approx -y_{fb}$$

$$y_{oe} = y_{ob}$$

Bu bağıntılar incelendiğinde ortak bazlı devrenin ortak emetörlü devreye göre farklı yanlarının en önemlilerinin şunlar olduğu kolayca görülür :

1. Ortak bazlı devrenin —çıkış kısa devre ikenki— giriş direnci ortak emetörlü devreninkinden önemli ölçüde (birkaç yüz defa) küçüktür.
2. Ortak bazlı devrede kısa devre akım kazancı 1'den biraz küçüktür.
3. Her iki bağlama şekli için *ileriye doğru geçiş iletkenliği (eğim)* yaklaşık olarak eşittir.



Şekil 3.43. (a) Kutuplama ve bağlama elemanları ile birlikte ortak bazlı bir kuvvetlendirici devresi. (b) Transistörün ortak bazlı bağlama şekli için giriş ve çıkış büyüklüklerinin referans yönleri.

3.4.5.3. Tranzistorun Fiziksel Parametreleri.

Yukarda tanımları verilmiş olan h ve y parametrelerinden, tranzistorun içinde olup biten fiziksel olaylarla hiç ilgilenilmeden, tranzistor uç büyüklükleri ile verilen bir *kapalı kutu* olarak ele alınıp yararlanılabilir. Ancak bu parametrelerin temelde, tranzistorun fiziksel özelliklerine bağlı olacakları açıktır. Gerçekten, tranzistorun çalışmasında en *belirleyici* büyüklükler olan bazı parametrelere ulaşıldığında h ve y parametrelerinin hepsinin bu *fiziksel parametreler* cinsinden ifade edilebilecekleri gösterilebilir.

Tranzistorun temel fiziksel parametrelerinden biri

$$h_{FE} = I_C / I_B \quad (3.1)$$

dir. $I_C = h_{FE} \cdot I_B = f(I_B)$ bağıntısı aşağı yukarı doğrusal; başlangıçtan geçen ve V_{CE} den *pratik olarak bağımsız* bir eğri olduğundan, belirli bir çalışma noktası yakınında küçük genlikli değişimler için değişken bileşenlerin oranı olan h_{fe} de yaklaşık olarak h_{FE} ye eşit olacaktır :

$$h_{fe} = \left[\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right]_{V_{CE}=st} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \approx \frac{I_C}{I_B} = h_{FE} \quad (3.63)$$

Tranzistorda emetör akımı, geçirme yönünde kutuplanmış bir yarıiletken diyodun akımıdır. Kolektör emetör geriliminin $V_{CE(SAT)}$ doyma değerinden büyük değerleri için bundan *pratik olarak bağımsız* olur ve Bölüm 3.4.2. de belirtildiği gibi

$$I_E \approx -I_{EBS} (e^{V_{BE}/V_T} - 1)$$

bağıntısı ile ifade edilebilir. Emetör-baz jonksiyonunun geçirme yönünde ve birkaç yüz milivolt mertebesinde ($V_{BE} \gg V_T$ olacak şekilde) kutuplanması halinde büyük yaklaşıklıkla

$$I_E \approx -I_{EBS} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$$

yazılabilir. Buradan hesaplanan

$$r_e = \left[\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E} \right]_{V_{CE}=st} \approx \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E}$$

direnci tranzistorun ikinci temel fiziksel parametresidir ve belirli bir Q çalışma noktası için

$$\frac{d I_E}{d V_{BE}} = -I_{EBS} \cdot \frac{1}{V_T} e^{V_{BE}/V_T} = \frac{I_{EQ}}{V_T}$$

olduğundan

$$r_e \cong V_T / I_{EQ} \quad (3.64)$$

bulunur. Oda sıcaklığında $V_T = kT/q \approx 25$ mV dur. O halde çalışma noktasındaki emetör doğru akımı da miliamper olarak yerine konursa, r_e için çok basit ve kullanışlı bir bağıntı elde edilir :

$$r_e \text{ (ohm)} \cong \frac{25}{I_{EQ} \text{ (mA)}} \quad (3.65)$$

Tranzistorun üçüncü temel fiziksel parametresi, kolektör baz jonksiyonunu tıkama yönünde kutuplayan gerilimin değişmesi halinde, baz bölgesinin etkin genişliğinde meydana gelecek değişim sebebi ile ortaya çıkan olayları belirleyen *Early katsayısı*'dır. Early katsayısı tanım olarak

$$\mu = \left(\frac{\Delta V_{EB}}{\Delta V_{CB}} \right)_{I_E = \text{st}} \quad (3.66)$$

bağıntısı ile verilmiştir. Yani emetör akımı sabit tutulmak şartı ile kolektör-baz gerilimindeki belirli bir değişimin emetör-baz geriliminde ne kadarlık bir değişim doğuracağını gösterir. Boyutsuz bir büyüklük olan μ nün değeri baz bölgesinin gerçek genişliğine ve katkı yoğunluklarına bağlıdır ve genellikle 10^{-4} mertebesindedir.

Bir tranzistorun ortak emetörlü ve ortak bazlı çalışma şekillerine ilişkin h ve y parametrelerinin hepsi —bazı basitleştirici yaklaşıklıklarla— bu üç fiziksel parametre, yani h_{fe} , r_e ve μ cinsinden hesaplanabilir :

Ortak bazlı devrenin kısa devre akım kazancı, $h_{fe} \approx h_{FE}$ ve $h_{fb} \approx h_{FB}$ olduğu göz önünde tutularak, h_{FE} ile h_{FB} arasındaki ilişkiyi veren (3.5) bağıntısından çıkartılır :

$$h_{fb} = - \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} \approx - 1 \quad (3.67)$$

h_{fb} ile r_e nin tanım bağıntıları karşılaştırılırsa

$$h_{fb} = r_e \quad (3.68)$$

olduğu kolayca görülür. Yine tanım bağıntılarının karşılaştırılmasından

$$h_{fb} = \mu \quad (3.69)$$

çıkar. h_{ob} nin tanım bağıntısı

$$h_{ob} = \left[\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CB}} \right]_{I_E = \text{st}} \quad (3.70)$$

dir. Tranzistorda

$$I_C = -(I_E + I_B)$$

olduğundan I_E nin sabit tutulması, I_B de meydana getirilecek bir değişimin aynen (fakat ters işaretli olarak) I_C ye yansımaları demektir. O halde

$$h_{ob} = \left[\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CB}} \right]_{I_E=st} = \left[\frac{-\Delta I_B}{\Delta V_{CB}} \right]_{I_E=st} = \left[\frac{-\Delta I_B}{\Delta V_{EB}} \cdot \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta V_{CB}} \right]_{I_E=st}$$

dir. Ayrıca bir tranzistorda

$$\left[\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{EB}} \right]_{I_E=st} \approx 2 \cdot \left[\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{EB}} \right]_{V_{CB}=st}$$

olduğu gösterilebilir. Bu bağıntı kullanılarak ve

$$I_B = -I_E / (h_{FE} + 1) \approx -I_E / h_{FE} \approx -I_E / h_{fe}$$

olduğu göz önünde bulundurularak

$$h_{ob} \approx 2 \cdot \frac{\mu}{h_{fe} \cdot r_e} \quad (3.71)$$

elde edilir.

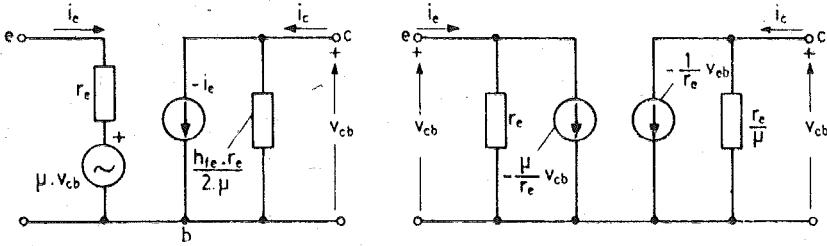
Böylece ortak bazlı devre şekli için h parametrelerinin tümü, üç fiziksel parametre; yani h_{fe} , r_e ve μ cinsinden elde edilmiş oldu. y parametrelerini h parametreleri cinsinden veren (3.57) bağıntıları ortak bazlı devreye uygulanır ve h_b parametreleri yerine yukarıda, fiziksel parametreler için bulunmuş olan değerler kullanılırsa

$$\begin{aligned} y_{ib} &= \frac{1}{h_{ib}} = \frac{1}{r_e} \\ y_{fb} &= \frac{h_{fb}}{h_{ib}} \approx -\frac{1}{r_e} \\ y_{rb} &= -\frac{h_{rb}}{h_{ib}} = -\frac{\mu}{r_e} \\ y_{ob} &= \frac{\Delta h_b}{h_{ib}} \approx \frac{\mu}{r_e} \end{aligned} \quad (3.72)$$

elde edilir.

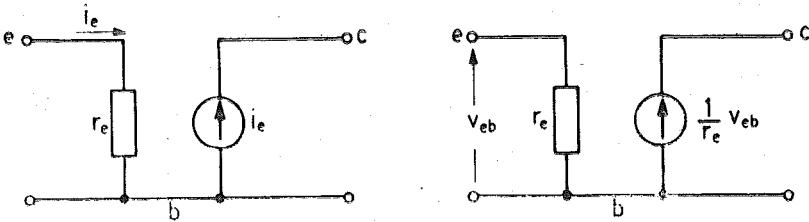
Şekil 3.44. de ortak bazlı devre için h ve y eşdeğerleri, fiziksel parametreler cinsinden verilmiştir. Tranzistörün çıkışına paralel gelen dış devre direncinin —yahut empedansının— yeteri kadar küçük olması halinde ve μ nün de çok küçük bir değere sahip olduğu göz önünde tutula-

rak Şekil 3.44. deki eşdeğer devreler Şekil 3.45. deki gibi basitleştirilebilir. Böylece ortak bazlı devrede bir tranzistor için çok basit —fakat özel durumlar dışında yeteri kadar tatminkâr— iki eşdeğer devreye ulaşılmış olur. Bu eşdeğer devreler için bilinmesi gerekli olan *tek* parametre r_e dir ki bu da (3.65) bağıntısından, çalışma noktasındaki emetör doğru akımının değeri kullanılarak kolayca hesaplanabilir.



Şekil 3.44. Ortak bazlı devrenin (a) h eşdeğerinde, (b) y eşdeğerinde elemanların fiziksel parametreler cinsinden değerleri. Eşdeğer devrelerde iletkenlikler de direnç değerleri ile gösterilmiştir.

Ortak emetörlü devre için h eşdeğer devresinin elemanlarını fiziksel parametreler cinsinden bulmak için (3.61) dönüşüm bağıntılarından yararlanılabilir. Böylece, gerekli basitleştirici yaklaşıklıklar da kullanılarak



Şekil 3.45. Ortak bazlı devre için basitleştirilmiş h ve y eşdeğer devreleri.

$$h_{ie} \approx \frac{1}{1 + h_{fb}} h_{ib} \approx h_{fe} \cdot r_e$$

$$h_{re} \approx \frac{1}{1 + h_{fb}} (\Delta h_b - h_{rb}) \approx \mu \quad (3.73)$$

$$h_{oe} \approx \frac{1}{1 + h_{fb}} h_{ob} \approx 2 \cdot \frac{\mu}{r_e}$$

bulunur. Ortak emetörlü devreye ilişkin y parametreleri de h parametrelerinin bu değerleri ve (3.57) dönüşüm bağıntılarından (yine yapılabilecek basitleştirici ihmallere yapılarak) şu şekilde elde edilir :

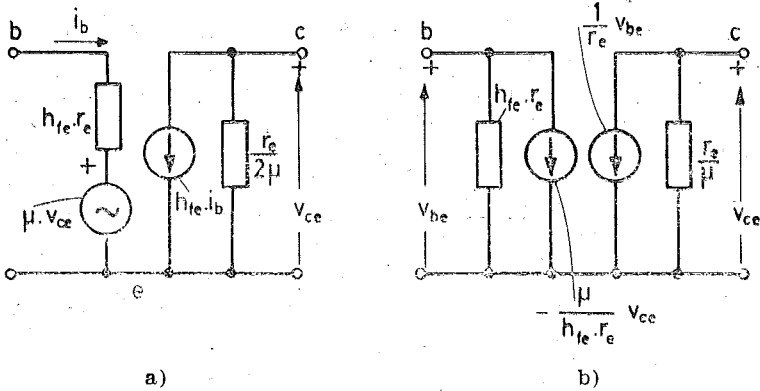
$$y_{ie} \approx \frac{1}{h_{ie}} = \frac{1}{h_{fe} \cdot r_e}$$

$$y_{re} = -\frac{h_{re}}{h_{ie}} = -\frac{\mu}{h_{fe} \cdot r_e} \quad (3.74)$$

$$y_{fe} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{1}{r_e}$$

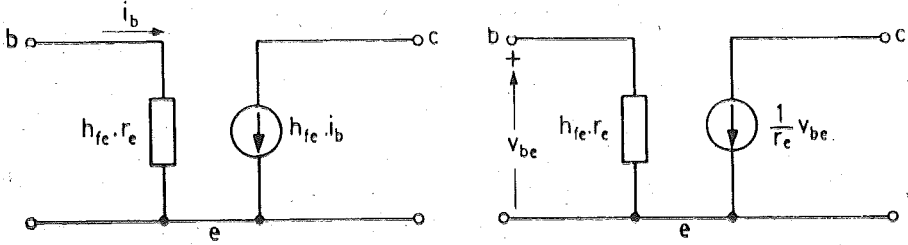
$$y_{oe} = \frac{\Delta h_e}{h_{ie}} \approx \frac{\mu}{r_e}$$

Ortak emetörlü olarak çalıştırılan bir tranzistörün h ve y eşdeğer devreleri fiziksel parametreler cinsinden Şekil 3.46. da verilmiştir.



Şekil 3.46. Ortak emetörlü devrenin (a) h eşdeğerinde, (b) y eşdeğerinde elemanların fiziksel parametreler cinsinden değerleri. Eşdeğer devrelerde iletkenlikler de direnç değerleri ile gösterilmiştir.

Ortak emetörlü devre için de —ortak bazlı devrede yapıldığı gibi— yukarıda elde edilen eşdeğer devreler basitleştirilebilir. Şekil 3.47. de verilen bu basitleştirilmiş eşdeğer devreler tranzistörün çıkışına paralel gelen dış direncin (veya empedansın) çıkış direncine göre yeteri kadar küçük olduğu hallerde, fazla bir hatâyâ sebep olmaksızın kullanılabilir.



Şekil 3.47. Ortak emetörlü devre için basitleştirilmiş eşdeğer devreler.

3.4.5.4. Tranzistorların Yüksek Frekanslar için Eşdeğer Devreleri.

Bir tranzistorun elektriksel özellikleri —örneğin giriş empedansı, kazancı, ...— alçak frekanslarda frekanstan bağımsız olduğu halde yüksek frekanslara doğru gidildikçe değişmeye başlar. Özelliklerin frekansa bağlı olmaya başladığı frekans tranzistorun yapısına ve devre şekline bağlıdır.

Tranzistorda yüksek frekanslarda etkilerini gösteren fiziksel nedenlerin en önemlileri jonksiyon kapasiteleri ve baz bölgesine difüzyonla geçen taşıyıcıların sebep oldukları etkilerdir.

Bölüm 3.2 de bir p-n arakesitinin iki yanında hareketli taşıyıcılar bakımından *fakirleşmiş* bir bölgenin meydana geldiği, jonksiyona uygulanan gerilimin sıfır olması halinde belirli bir $d(0)$ değerine sahip olan fakirleşmiş bölge genişliğinin tıkama yönünde bir gerilim uygulanması halinde arttığı belirtilmişti. Fakirleşmiş bölgenin n tipi yarıiletken tarafında kalan bölümünde birer elektronunu kaybetmiş «veren» katkı atomu *iyonlarının* oluşturduğu bir pozitif yük, p tipi yarıiletken tarafında kalan bölümünde ise birer elektron alarak kristal yapıya yerleşmiş olan «alan» katkı atomu iyonlarının oluşturduğu bir negatif yük meydana geleceği ve bu iki yükün birbirine eşit olacağı açıklanmıştı.

Şimdi bir V gerilimi ile tıkama yönünde kutuplanmış bir p-n jonksiyonu göz önüne alalım. Bilindiği gibi, meydana gelen fakirleşmiş bölgenin d genişliği kutuplama geriliminin değerine (V) bağlıdır. (Bu bağımlılığın biçimini iki yandaki katkı yoğunluklarının uzaklıkla değişim kuralı belirler. Örneğin d nin, katkı yoğunluğu p ve n tipi bölgelerde sabit kalan ve jonksiyonda birden bire tip değiştiren *sert geçili* jonksiyonlarda $V^{-1/2}$ ile, efektif katkı yoğunluğu jonksiyona yaklaşıldıkça uzak-

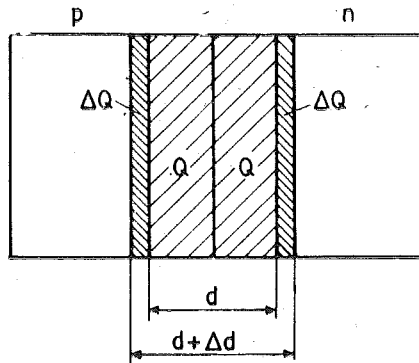
lıkla linear olarak azalan ve jonksiyon üzerinde sıfırdan geçerek tip de-
ğiştiren *lineer geçişli* jonksiyonlarda $V^{-1/3}$ ile orantılı olacağı gösterile-
bilir.) Geçiş bölgesinin iki yanında bulunan ve iyonlaşmış katkı atomla-
rının oluşturduğu n tipi bölgedeki pozitif, p tipi bölgedeki negatif Q
yüklerinin miktarının da d ye bağımlı olacağı açıktır. Gerilim —negatif
yönde— ΔV kadar arttırılırsa d geçiş bölgesi genişliği Δd kadar, geçiş
bölgesinin iki yanındaki Q yükleri de ΔQ kadar artar (Şekil 3.48.). O
halde

$$C_j = \Delta Q / \Delta V$$

bağıntısının belirlediği bir *kapasite* söz konusudur. Değeri ϵ_r yarıilet-
kenin bağıl dielektrik katsayısı, ϵ_0 boşluğun dielektrik katsayısı ve A
jonksiyon alanı olmak üzere

$$C_j = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d} \quad (3.75)$$

bağıntısı ile hesaplanabilen bu *jonksiyon kapasitesi* d dolayısı ile V ku-
tuplama gerilimine bağı, yani nonlinear bir kapasitedir. (Jonksiyon ka-
pasitesinin gerilime bağı olması ve gerilim arttırıldıkça değerinin azal-
ması özelliğinden, tıkama yönünde kutuplanmış bir p-n jonksiyonunu
değeri değıştirilebilen bir kapasite olarak kullanarak yararlanılmaktadır.
Bu amaçla kullanılan p-n jonksiyonlarına *kapasite diyodu* adı verilir.)



Şekil 3.48. Bir p-n jonksiyonunda geçiş bölgesi genişliğinin Δd kadar değışmesine karşı düğen ΔQ geçiş bölgesi yükü değışimi.

Tranzistorda biri emetör baz jonksiyonu, öteki baz kolektör jonksiyonu olmak üzere iki p-n jonksiyonu bulunduğuna göre, belirli bir kutuplama durumu için bu jonksiyonlardan herbirine ilişkin bir kapasite söz konusu olacaktır. Normal kutuplama şartları altında, tıkama yönünde kutuplanmış olan baz kolektör kapasitesinin, geçirme yönünde kutuplanan emetör baz jonksiyon kapasitesine göre daha küçük olacağı açıktır. Gerilim ve jonksiyon alanlarının yanısıra katkı yoğunluklarına da bağlı olan bu kapasitelerin değerleri küçük güçlü alçak frekans tranzistorlarında birkaç pF mertebesinde olur. Yüksek frekans tranzistorlarında kapasite değerlerinin olabildiği kadar küçük yapılmasına çalışılır ve 0,1 pF dan daha küçük değerlere kadar inilebilir.

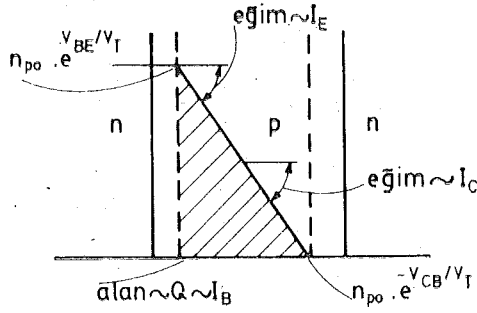
Bir tranzistorun yüksek frekanslardaki davranışını etkileyen bir başka etken de emetörden baza difüzyonla geçmiş olan azınlık taşıyıcılarının oluşturduğu yüklerle ilişkili olaylardır. Bu olayların anlaşılmasında ve yorumlanmasında baz içindeki azınlık taşıyıcıları yoğunluğu değişiminin bilinmesi büyük kolaylık sağlar. Bu değişimin ne şekilde olacağı, bilinen bazı fiziksel gerçeklere dayanılarak çıkartılabilir.

Baz bölgesinin emetör sınırındaki elektron yoğunluğunu —yapısal özelliklerin yanısıra— emetör-baz jonksiyonuna uygulanan gerilim belirler :

$$n_p = n_{p_0} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$$

Jonksiyon geçirme yönünde kutuplandığından bu yoğunluk n_{p_0} denge yoğunluğuna göre çok büyüktür. Baz bölgesinin kolektör sınırındaki elektron yoğunluğu da kolektör-baz gerilimi tarafından belirlenir ve bu jonksiyon tıkama yönünde kutuplandığından denge yoğunluğuna göre çok küçük, pratik olarak sıfırdır. Öte yandan baz bölgesine emetörden giren elektronların oluşturduğu akım bazı geçerek kolektöre ulaşan elektronların oluşturduğu akıma yaklaşık olarak eşit ve herbiri o kesitteki elektron yoğunluğu gradyanı (yoğunluğun x doğrultusundaki değişim eğimi) ile orantılıdır. Bütün bunlar bir tranzistorda baz içindeki azınlık taşıyıcıları yoğunluğu değişiminin Şekil 3.49. daki gibi olması gerektiği sonucunu verir.

Bu değişim gerçekte tam lineer değil, emetör akımının kolektör akımından biraz büyük olması nedeni ile hafifçe içbükeydir. Bu eğrinin altında kalan alan da baz içindeki toplam elektron miktarı (Q yükü) ile orantılıdır. Baz içinde meydana gelecek birleşmelerin sayısı toplam elektron sayısına bağlı olacağından, birleşmeleri karşılamak üzere akacak olan baz akımı da bu alanla orantılı olacaktır.



Şekil 3.49. Bir n-p-n tipi tranzistorda normal kutuplama durumunda baz içindeki azınlık taşıyıcıları (elektron) yoğunluğunun uzaklıkla değişimi.

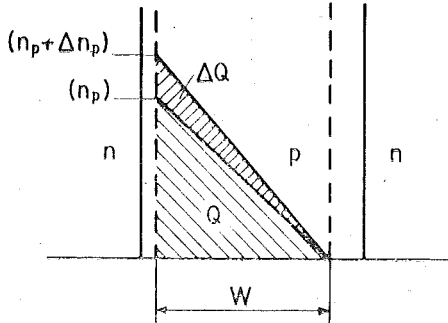
Şimdi normal kutuplanmış bir tranzistorda V_{BE} emetör-baz kutuplama gerilimini ΔV_{BE} kadar arttırdığımızı düşünelim. Baz bölgesinin emetör geçiş bölgesi sınırındaki elektron yoğunluğu

$$n_p + \Delta n_p = n_{p0} \cdot e^{(V_{BE} + \Delta V_{BE})/T}$$

değerini alır ve kısa bir süre sonunda baz içindeki elektron yoğunluğu dağılımı yeni bir denge durumuna ulaşır (Şekil 3.50.). Baz bölgesi içindeki elektron miktarında meydana gelen ΔQ artımı, E-B jonksiyonu gerilimindeki ΔV_{BE} artımının bir sonucu olduğuna göre olay, emetör-baz uçları arasına paralel bağlı

$$C_D = \Delta Q / \Delta V_{BE} \quad (3.76)$$

değerinde bir kapasite ile temsil edilebilir. Buna emetör-baz jonksiyonu *difüzyon* kapasitesi adı verilir.



Şekil 3.50. Normal kutuplanmış n-p-n tipi bir tranzistorda emetör-baz kutuplama geriliminin ΔV_{BE} kadar arttırılmasının baz içindeki elektron yoğunluğu dağılımına etkisi.

Baz bölgesinin etkin genişliği W ile gösterilirse ΔQ yük artımı için (K bir orantı katsayısı olmak üzere)

$$\begin{aligned} Q &= K \cdot W \cdot n_p \\ (Q + \Delta Q) &= K \cdot W \cdot (n_p + \Delta n_p) \\ \Delta Q &= K \cdot W \cdot \Delta n_p \end{aligned} \quad (3.77)$$

yazılabilir. Öte yandan emetör akımı elektron yoğunluğunun azalma eğimi ile orantılı olduğundan başlangıçtaki akım (K' bir orantı katsayısı olmak üzere)

$$I_E = K' \cdot n_p / W$$

ΔV_{BE} artımı uygulandıktan sonraki akım

$$(I_E + \Delta I_E) = K' \frac{(n_p + \Delta n_p)}{W}$$

ve emetör akımındaki ΔI_E artımı

$$\Delta I_E = K' \cdot \Delta n_p / W \quad (3.78)$$

olur. Difüzyon kapasitesinin (3.76) tanım bağıntısında ΔQ yerine (3.77) deki değeri konursa

$$C_D = (1/\Delta V_{BE}) \cdot K \cdot W \cdot \Delta n_p$$

Δn_p yerine de (3.78) den çözülen değeri konularak

$$C_D = \frac{1}{\Delta V_{BE}} \cdot \frac{K}{K'} \cdot W^2 \cdot \Delta I_E$$

bulunur. K ve K' birer sabit olduğundan ve W etkin baz genişliğinde V_{BE} nin değişmesi sebebi ile meydana gelecek küçük değişim ihmal edilebileceğinden C_D bağıntısı $(k' = K/K') \cdot W^2 \approx$ sabit olmak üzere)

$$C_D = k' (\Delta I_E / \Delta V_{BE})$$

şeklini alır. Buradaki $\Delta I_E / \Delta V_{BE}$ oranı evvelce tanımlanmış olan r_e direncinin tersidir. Böylece

$$C_D = k' \cdot 1/r_e \quad (3.79)$$

ve r_e için (3.64) bağıntısındaki değeri kullanılarak

$$C_D = k' (I_E / V_T) \quad (3.80)$$

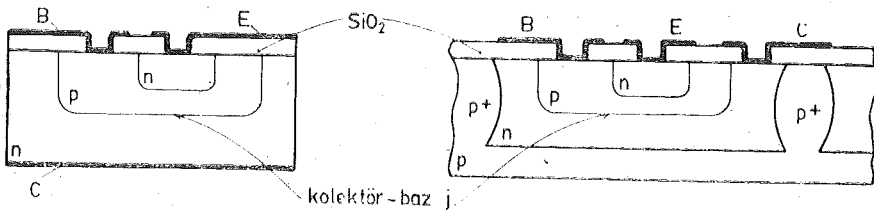
elde edilir. Görüldüğü gibi jonksiyon kapasitesi emetör doğru akımı ile *orantılıdır*. Ayrıca jonksiyon alanına ve katkı yoğunluklarına da bağlı

olacağı açıktır (ki bütün bu bağımlılıklar k' katsayısını belirleyen unsurlardır). C_D nin değeri, birkaç miliamperlik emetör akımları için alçak frekans tranzistorlarında birkaç yüz hattâ birkaç bin pikofarad olabilir. Yüksek akım değerlerinde bu kapasite mikrofaraadlar mertebesinde, çok büyük değerlere ulaşabilir. Yüksek frekans tranzistorlarında bütün kapasitelerin olabildiği kadar küçük yapılmasına çalışılır. Birkaç miliamperlik emetör akımları için difüzyon kapasitesi genellikle 10 pikofaraadlar mertebesinde olur.

Kolektör jonksiyonunu tıkama yönünde kutuplayan V_{CB} geriliminin değişimleri de baz içindeki yük miktarının değişmesine sebep olur. Ancak V_{CB} nin V_{BE} ye göre etkinliği çok küçük (μ defa küçük) olduğundan kolektör-baz difüzyon kapasitesi, jonksiyon kapasitesi yanında genellikle ihmal edilebilecek mertebeden kalır.

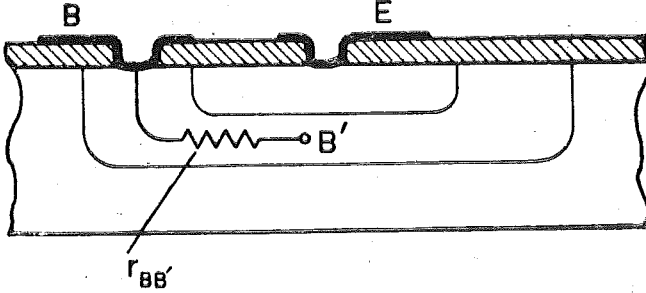
Tranzistorların yüksek frekanslardaki davranışlarını etkileyen bir başka etken de «gövde dirençleri»dir. Şekil 3.51. a da planar bir tranzistorun kesiti sematik olarak verilmiştir. Kolektör jonksiyonu ile kırmığın alt yüzüne bağlı kolektör ucu arasında kalan n tipi yarıiletken gövdenin direnci, kesit oldukça büyük, boy kısa olduğundan genellikle birkaç ohm mertebesinde. Bir tümdevre tranzistorunda kolektör ucu da üst yüzeyden çıkarıldığından gövde direnci daha büyük olur (Şekil 3.51. b). Ancak tranzistorun kolektörüne bağlanan yük direnci (yahut genel olarak yük empedansı) yanında yine de genellikle ihmal edilebilecek kadar küçük kalır.

Emetör gövde direnci hem geometri gereği, hem de —akım kazanımının yüksek olması için— emetör bölgesinin katılanma oranı öteki bölgelere göre çok yüksek tutulduğundan, genellikle ihmal edilebilecek kadar küçük olur.



Şekil 3.51. (a) n-p-n tipi planar bir tranzistorun kesiti. (b) Bir tümdevre içindeki n-p-n tipi tranzistor. (p tipi tabanla p+ ile gösterilen izolasyon difüzyonu bölgelerinin oluşturduğu «çanağın» iç yüzünün oluşturduğu p-n jonksiyonu daima tıkama yönünde kutuplanmış durumda tutularak tranzistorun kırmık üzerindeki öteki elemanlardan yalıtılması sağlanır.

Yüksek frekanslarda en etkili olan gövde direnci, baz gövde direncidir. Şekil 3.51. den görüldüğü gibi tranzistorun bazı ile baz ucu arasında, önemli bir bölümü genişliği μm mertebesinde olan baz bölgesinden oluşan bir yol uzanır. Kesitin küçüklüğünün yanısıra bazdaki katkılama oranı da genellikle küçük tutulduğundan bu direncin değeri oldukça büyük olabilir. Aslında *dağılmış* bir direnç olan baz gövde direnci Şekil 3.52. de sembolik olarak gösterilmiş ve dış baz ucu B ile, ortalama ger-

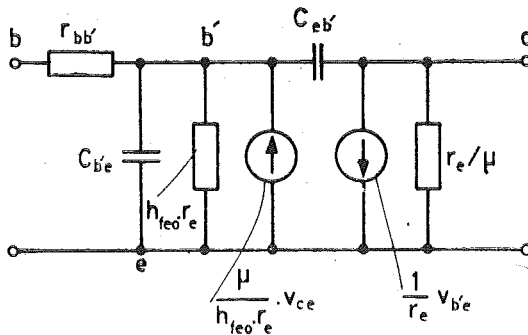


Şekil 3.52. Baz gövde direnci (sembolik gösterilişi).

çek baz noktası olarak kabul edilen nokta B' ile gösterilmiştir. $r_{BB'}$ baz gövde direncinin değeri yüksek frekans tranzistorlarında birkaç on ohm, alçak frekans tranzistorlarında birkaç yüz ohm mertebesinde olur.

$r_{BB'}$ baz gövde direncinin yüksek frekans tranzistorlarında küçük yapılmasının nedeni, direncin devredeki yeri sebebi ile —özellikle ortak emetörlü devrede— yüksek frekanslarda gerilim kazancının düşmesine sebep olmasıdır.

Böylece —en çok kullanılan devre şekli olan— ortak emetörlü devre için jonksiyon ve difüzyon kapasiteleri ile baz gövde direncinin de ilâve edilmesi ile Şekil 3.46. daki eşdeğer devre Şekil 3.53. deki hâli ahr.

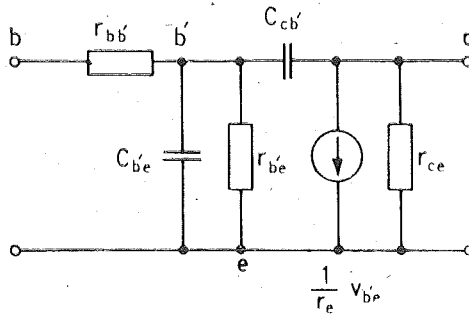


Şekil 3.53. Fiziksel parametreler cinsinden y eşdeğer devresinin yüksek frekanslarda da geçerli olacak şekilde geliştirilmiş hâli.

Tranzistorun çalışmasında yüksek frekanslarda etkili olan en önemli elemanları da içeren bu eşdeğer devrede h_{fe} nin alçak frekanslardaki değerini belirtmek üzere h_{feo} sembolü kullanılmış, dış baz ucu b ile, baz gövde direnci $r_{bb'}$ ile ve gerçek baz bölgesini temsil eden nokta b' ile gösterilmiştir. c ve b' noktaları arasında gösterilen $C_{cb'}$ kapasitesi bu jonksiyona ilişkin jonksiyon kapasitesi ile difüzyon kapasitesinin toplamıdır. Ancak jonksiyon tıkama yönünde kutuplandığından difüzyon kapasitesi çok küçüktür ve ihmal edilebilir. $C_{b'e}$ kapasitesi de bir difüzyon kapasitesi ile bir jonksiyon kapasitesinin toplamıdır. Bu jonksiyon geçirme yönünde kutuplandığından difüzyon kapasitesi büyüktür ve $C_{b'e}$ nin büyük bölümünü oluşturur. Çıkış tarafındaki bağımlı kaynağı baz-emetör *jonksiyonu* uçlarındaki gerilim belirlediğinden kontrol büyüklüğü $v_{b'e}$ ile gösterilmiştir. Eşdeğer devreden b' düğümüne c noktasının gerilimine bağlı iki ayrı akım geldiği görülmektedir: Giriş tarafındaki bağımlı kaynağın akımı (ki bu Early olayından kaynaklanır) ve $C_{cb'}$ kapasitesi üzerinden gelen akım. Yüksek frekanslarda ikinci bileşen genellikle birinci bileşene göre daha baskın olduğundan eşdeğer devrenin giriş tarafındaki bağımlı kaynak ihmal edilebilir. Böylece ortak emetörlü devre için yüksek frekans eşdeğeri Şekil 3.54. deki hale indirgenebilir. Burada giriş ve çıkıştaki paralel direnç bileşenleri

$$r_{b'e} = h_{feo} r_e, \quad r_{ce} = r_c / \mu$$

olmak üzere $r_{b'e}$ ve r_{ce} sembolleri ile gösterilmiştir. Tranzistorların yüksek frekanslardaki davranışlarını oldukça iyi bir şekilde temsil eden bu eşdeğer devre *karma π eşdeğer devresi* yahut *Giacoletto eşdeğer devresi* adı ile anılır.



Şekil 3.54. Ortak emetörlü devre için tranzistorun karma π yahut Giacioletto eşdeğer devresi.

Bu eşdeğer devredeki elemanların değerleri belirli bir çalışma noktası için ölçme yolu ile belirlenebilir. Ancak bazı elemanların (özellikle r_{bb} 'nin) direkt ölçü yolu ile belirlenmesi zor olduğundan yapımcılar kataloglarda genellikle bu eleman değerlerini vermezler. Bunun yerine tranzistörün belirli frekanslarda ve belirli çalışma noktaları için kompleks y parametrelerini Bölüm 3.4.5.2. de gösterilmiş olan —ve direkt ölçmelerle belirlenebilen— bileşenleri ile verirler. 1 GHz'den daha yüksek frekanslarda y parametrelerinin de direkt ölçü yolu ile bulunması güçleşir; tanım bağıntılarının gerektirdiği ölçme koşulları (giriş veya çıkış uçlarının kısa devre edilmesi) fiziksel olarak iyi bir şekilde gerçekleştirilemez. Bu frekanslarda —ölçülmeleri daha kolay olduğu için— tranzistörü *dağılma parametreleri* (*s parametreleri*) ile belirlemek daha uygun olur.

3.4.5.5. Tranzistörlerin Sınır Frekansları.

Bir tranzistörden kuvvetlendirici olarak yararlanılabilecek en yüksek frekans tranzistörün yapısal özelliklerine (dolayısı ile karma eşdeğer devresindeki elemanların değerlerine), devre şekline ve dış devre elemanlarına bağlıdır. Bununla beraber tranzistörleri yüksek frekanslara elverişlilik açısından karşılaştırabilmek için yalnızca tranzistörün belirlediği (dış devreye bağlı olmayan) bazı sınır frekansların tanımlanması uygun görülmüştür.

Bunlardan biri —ve ilk tanımlanmış olanı— ortak bazlı devrenin kısa devre akım kazancı olan h_{fb} nin modülünün alçak frekanslardaki değerinin $1/\sqrt{2}$ sine düştüğü frekans olan f_{hfb} (yahut f_a) frekansdır. Günümüzde ortak bazlı devre önemini kaybettiği için kataloglarda artık bu kesim frekansı verilmemektedir.

Ortak emetörlü devre için tanımlanmış olan sınır frekanslarından biri, kısa devre akım kazancı olan h_{fe} nin modülünün alçak frekanslardaki değerinin (h_{feo} m) $1/\sqrt{2}$ sine düştüğü frekans olan f_{hfe} (yahut f_β) dir. f_{hfe} frekansının fiziksel parametrelere ne şekilde bağlı olduğu Şekil 3.54. deki eşdeğer devreye h_{hfe} nin tanım bağıntısı uygulanarak bulunabilir. Tanım gereği çıkış uçları kısa devre edildiğinde kolektör akımı

$$i_c = (1/r_e) v_{b'e}$$

olur. $v_{b'e}$, i_b akımının aktığı b' ve e noktaları arasındaki empedansın uçlarındaki gerilim düşümüdür. $Z_{b'e}$ nin $C_{b'e}$, $r_{b'e}$ ve —çıkış kısa devre edilmiş olduğu için— C_{cb} 'nin paralel eşdeğeri olduğu göz önüne alınarak $h_{fe} = i_c/i_b$ oranı hesaplanırsa

$$h_{fe} = \frac{1}{r_e} \frac{r'_{be}}{1 + j\omega (C_{b'e} + C_{cb'}) r_{b'e}}$$

ve

$$r_{b'e} = h_{feo} r_e \quad \text{olduğundan}$$

$$h_{fe} = \frac{h_{feo}}{1 + j\omega (C_{b'e} + C_{cb'}) h_{feo} r_e}$$

$$|h_{fe}| = \frac{h_{feo}}{\sqrt{1 + \omega^2 (C_{b'e} + C_{cb'})^2 h_{feo}^2 r_e^2}} \quad (3.81)$$

bulunur. $|h_{fe}| = h_{feo}/\sqrt{2}$ şartını sağlayan $\omega = \omega_{hfe}$ açısıl frekansı buradan hesaplanabilir :

$$\frac{|h_{fe}|}{h_{feo}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{hfe}^2 (C_{b'e} + C_{cb'})^2 h_{feo}^2 r_e^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\omega_{hfe} = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{cb'}) h_{feo} r_e}$$

Buradan f_{hfe} frekansı

$$f_{hfe} = \frac{1}{2\pi (C_{b'e} + C_{cb'}) h_{feo} r_e} \quad (3.82)$$

bulunur. Bu frekansta kısa devre akım kazancı alçak frekanslardaki değerinden $1/\sqrt{2}$ defa küçük olmakla beraber — h_{fe} nin 100 ler mertebesinde olduğu göz önünde tutulursa— yine de büyük bir akım kazancı vardır. Bu nedenle akım kazancı bakımından daha anlamlı bir sınır frekansı olarak h_{fe} nin modülünün 1'e düştüğü frekans (f_T) tanımlanmıştır. f_T nin değeri (3.81) bağıntısı yardımı ile hesaplanırsa

$$f_T = \frac{1}{2\pi (C_{b'e} + C_{cb'}) r_e} \quad (3.83)$$

bulunur. (3.82) ve (3.83) bağıntıları karşılaştırılırsa f_{hfe} frekansı ile f_T frekansı arasında

$$f_T = h_{feo} \cdot f_{hfe} \quad (3.84)$$

bağıntısının bulunduğu görülür. Yüksek frekans tranzistorlarında f_T birkaç yüz (hattâ birkaç bin) MHz mertebesinde olur. Böyle yüksek frekanslarda f_T yi tanım bağıntısını uygulayarak doğrudan doğruya ölçmek zordur. (3.84) bağıntısı f_T nin dolaylı olarak bulunması için kullanılabilir.

(3.81) bağıntısı yardımı ile $|h_{fe}|$ nin frekansla değişim şekli çıkarılabilir. $\omega \ll \omega_{hfe}$ için $|h_{fe}| \approx h_{feo}$, $\omega = \omega_{hfe}$ için $h_{fe} = h_{feo} / \sqrt{2}$ dir. $\omega \gg \omega_{hfe}$ için ise

$$|h_{fe}| = \frac{h_{feo}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{hfe})^2}}$$

yazılıp $1 \ll (\omega/\omega_{hfe})^2$ olduğu göz önüne alınarak

$$|h_{fe}| \approx \frac{h_{feo}}{(\omega/\omega_{hfe})}$$

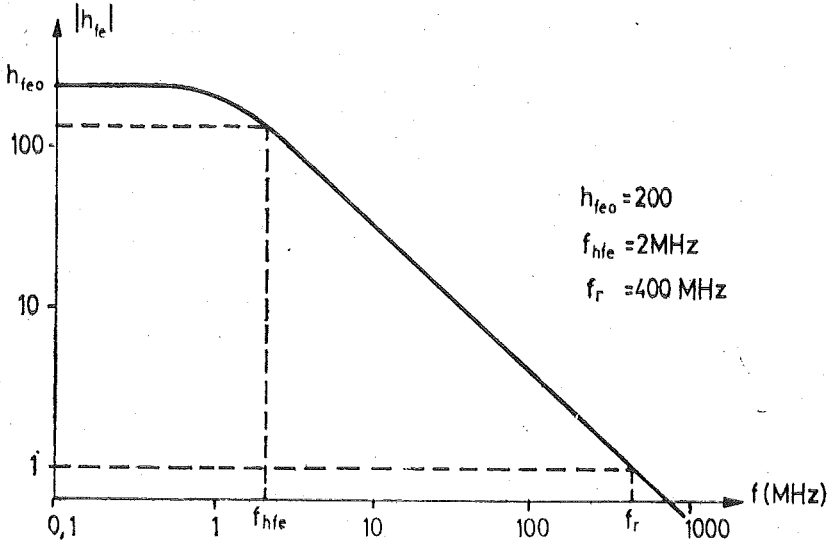
ve $\omega_{hfe} = \omega_T / h_{feo}$ bağıntısı kullanılarak

$$|h_{fe}| \approx \omega_T / \omega \quad (3.85)$$

bulunur. Bu bilgilerle h_{fe} nin frekansla değişiminin Şekil 3.55. deki gibi olacağı sonucuna varılır. (3.85) bağıntısı ω_T nin dolaylı olarak ölçülmesi için yeni bir yöntem belirlemektedir. f_{hfe} den yeteri kadar büyük herhangi bir f_x frekansında $h_{fe}(f_x)$ ölçülürse f_T , (3.85) den yararlanılarak

$$f_T \approx |h_{fe}(f_x)| \cdot f_x$$

bağıntısından hesaplanabilir.



Şekil 3.55. h_{fe} nin frekansla değişim şekli (Her iki eksen de logaritmik taksimatlandırılmıştır).

f_T frekansı tranzistorun akım kuvvetlendiricisi olarak kullanılabilceği sınırı belirler. Bu frekansın ötesinde akım kazancı 1'in altına düştüğü halde tranzistor halâ bir *güç kazancı* sağlayabilir. O halde daha gerçekçi bir sınır frekansı olarak «tranzistorun girişte ve çıkışta en uygun şartlar sağlandığında güç kazancı verebildiği en yüksek frekans» tanımlanabilir. f_{max} sembolü ile gösterilen bu frekans tranzistorun, iç empedansı tranzistorun giriş empedansının eşleniği olan bir işaret kaynağı ile sürülmesi ve çıkış empedansının eşleniği olan bir empedansla yüklenmesi halinde güç kazancının 1'e eşit olduğu frekans olarak hesaplanırsa

$$f_{max} \approx \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_{bb'} \cdot C_{cb'}}} \quad (3.86)$$

bulunur. f_{max} frekansı —bir başka bakış açısı ile— en uygun şartlar altında tranzistorun osilatör olarak çalışabileceği en yüksek frekans olduğundan, *maksimum osilasyon frekansı* adı ile de anılır.

3.4.5.6. Tranzistorların Büyük İşaret Modelleri (Ebers-Moll Modelleri).

Tranzistorların belirli bir çalışma noktasında, emetör-baz jonksiyonu geçirme yönünde, kolektör-baz jonksiyonu da tıkama yönünde olacak şekilde kutuplanması (normal kutuplama) halinde, bu çalışma noktasındaki akım ve gerilim değerlerine göre küçük genlikli değişimler için davranışlarının, eşdeğer devreler yardımı ile incelenebileceğini gördük. Tranzistorun akım-gerilim bağıntıları genellikle eğrisel (non-linear) olduğu halde küçük genlikli değişimler için akım-gerilim bağıntılarının yaklaşık olarak doğrusal (linear) kabul edilebilmesi, elde edilen eşdeğer devrelerin linear devreler olması sonucunu verdi.

Bu eşdeğer devrelerin

(a) tranzistorun *herhangi* bir şekilde kutuplanmış olması,

(b) tranzistor normal kutuplanmış olsa bile değişim genliklerinin büyük olması durumlarında kullanılamıyacakları açıktır. Böyle durumlarda tranzistorun davranışı Bölüm 3.4.3. de yapıldığı gibi özgeçiriler üzerinde, çizim yolu ile çıkartılabilir. İkinci bir yol da tranzistor için her türlü kutuplama şartı altında geçerli olacak bir model bulmaktır. Böyle bir modelin büyük genlikler için de geçerli olması istendiğinde bunun artık *linear* bir model olamayacağı açıktır. Bu şekilde, her türlü kutuplama durumu için geçerli olan *nonlinear* modellerin en basiti Ebers - Moll modeli adı ile bilinen modeldir. Gerek aşağıda incelenecek olan temel Ebers -

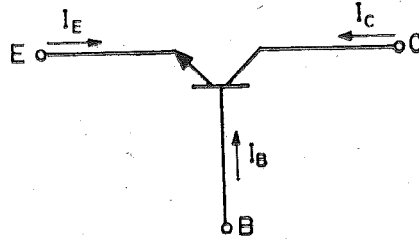
Moll modeli, gerekse bunun geliştirilmiş şekilleri, yahut başka nonlinear modeller günümüzde tranzistorlu devrelerin bilgisayar yardımı ile çözümünde geniş ölçüde kullanılmaktadır.

Temel Ebers - Moll modeline süreklilik denklemi tranzistor içindeki bütün akım bileşenleri için herhangi bir kutuplama şartı koşulmaksızın çözümlenerek ulaşılabilir. Aşağıda bu model daha basit bir yaklaşımla, yarı-iletken jonksiyonlarının bildiğimiz davranışlarından yararlanılarak çıkarılacaktır. İnceleme n-p-n tipi bir tranzistor için ve Şekil 3.10. daki referans yönleri kullanılarak yapılacaktır.

Bölüm 3.4.1. de belirtildiği gibi normal kutuplanmış bir tranzistorda emetör akımını, emetör baz jonksiyonunun kolektör jonksiyonu da akım akıtırkenki I_{EBS} doyma akımı ve V_{EB} kutuplama gerilimi belirler. Şekil 3.10. da verilmiş olan ve Şekil 3.56. da yeniden verilen akım ve gerilim referans yönleri ile emetör akımı için

$$I_E = -I_{EBS} (e^{-V_{EB}/V_T} - 1) \quad (3.87)$$

yazılabilir. Emetör akımı ile kolektör akımının büyüklükleri arasındaki orantı katsayısı α_F ile gösterilirse



Şekil 3.56. Tranzistorda standart akım referans yönleri.

$$I_C = -\alpha_F I_E \quad (3.88)$$

olur. Bu α_F katsayısına tranzistorun *ileriye doğru (normal) çalışma yönündeki akım kazancı* denir. Pozitif bir katsayı olarak tanımlanan α_F nin büyüklüğünün h_{FB} ninkine eşit olduğu açıktır. Akımların referans yönleri ile gerçek yönleri göz önüne alındığında

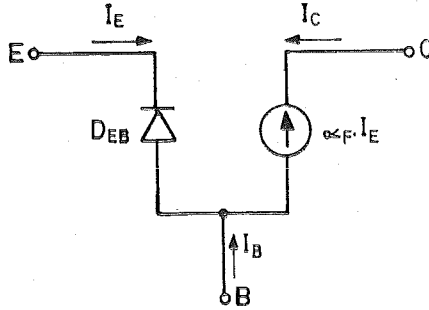
$$\alpha_F = -h_{FB}$$

olduğu kolayca görülür.

(3.87) ve (3.88) bağıntıları Şekil 3.57. deki *model* ile temsil edilebilir. Gerçekten bu modeldeki I_E akımı, D_{EB} ile gösterilen emetör-baz diyodunun

uçları arasındaki V_{EB} gerilimi tarafından belirlenmektedir. Diyot geçirme yönünde kutuplandığında (V_{EB} negatif olduğunda) E ucundan dışarıya doğru (referans yönüne göre negatif) büyük bir emetör akımı akacaktır. Buna bağımlı olarak akacak olan kolektör akımının büyüklüğü $\alpha_F I_E$ ve yönü —bağımlı kaynaktaki I_E negatif olduğundan— C ucundan içeriye doğrudur. Baz kolundan akan akım ise

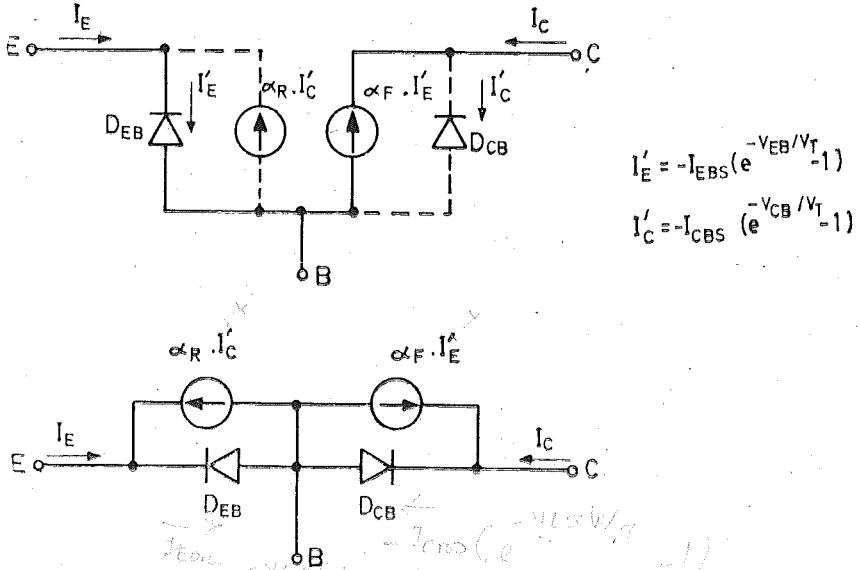
$$\begin{aligned} I_B &= -I_C - I_E \\ &= -I_C + (1/\alpha_F) I_C \\ &= \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} \cdot I_C \end{aligned} \quad (3.89)$$



Şekil 3.57. Normal kutuplanmış bir n-p-n tipi tranzistor için basit büyük işaret modeli.

bağıntısı ile belirlidir ve α_F daima 1'den küçük ve pozitif olduğundan I_B pozitif, yani gerçek akım yönü B ucundan içeriye doğrudur. Kolektör-baz jonksiyonunun tıkama yönünde kutuplanmış ideal bir jonksiyon olması hali için geçerli olan Şekil 3.57. deki model, bu jonksiyonun da geçirme veya tıkama yönünde kutuplanmış olması halini de temsil edecek şekilde geliştirilebilir. Temel yapı bakımından E-B jonksiyonu ile C-B jonksiyonu arasında bir fark yoktur. Kolektör-baz jonksiyonu geçirme yönünde, emetör-baz jonksiyonu tıkama yönünde kutuplanmış tranzistor bu sefer alışılmış ters yönde çalışan bir akım kontrol elemanı olarak iş görür. Ancak genellikle kolektör katkı yoğunluğu emetörünki kadar yüksek yapılmadığından bu durumda giriş jonksiyonu akımında bazdan giriş elektroduna doğru meydana gelen delik difüzyonu akımı ihmal edilemez; dolayısı ile çıkış jonksiyonuna gelen elektronların oluşturduğu akımla toplam giriş jonksiyonu akımının oranı olan α_R (ters yönde çalışma için akım kazancı) α_F ye göre daha küçük olur. O halde Şekil 3.57. deki model tranzistorun ters yönde çalışması halinde de $-\alpha_F$ yerine α_R koymak

şartı ile— aynen kullanılabilir ve her iki yöndeki çalışmayı bir arada temsil eden —başka bir deyişle herhangi bir kutuplama şekli için geçerli olan— bir model Şekil 3.58. (a) daki gibi çizilebilir. Normal çalışmayı temsil eden elemanları dolu çizgilerle, ters yönde çalışmayı temsil eden elemanları kesikli çizgilerle gösterilmiş olan bu model Şekil 3.58. (b) de genel olarak kullanıldığı biçimi ile görülmektedir. Bu model, buna ilişkin akım gerilim bağıntılarını 1954 de ilk çıkaranların adı ile, *Ebers - Moll modeli* olarak anılır.



Şekil 3.58. Bir n-p-n tipi tranzistoru her türlü kutuplama şartı altında temel özellikleri ile temsil edebilen Ebers-Moll modeli.

Yukardaki açıklamalara göre en genel halde emetör akımı

- Emetör-baz geriliminin bu jonksiyondan akıtacağı akım,
- Kolektör-baz jonksiyonundan akan akımın α_R katı

olmak üzere iki bağımsız bileşenin toplamı olacaktır. Kolektör jonksiyonunun emetör akım akıtırkenki doyma akımı I_{CBS} ile gösterilip akım yönleri ve referans yönleri de göz önünde tutularak emetör akımı bu iki bileşenin toplamı olarak yazılırsa

$$I_E = -I_{EBS} (e^{-V_{EB}/V_T} - 1) + \alpha_R \cdot I_{CBS} (e^{-V_{CB}/V_T} - 1) \quad (3.90 a)$$

benzer şekilde kolektör akımı için de

$$I_C = -I_{CBS} (e^{-V_{CB}/V_T} - 1) + \alpha_F \cdot I_{EBS} (e^{-V_{EB}/V_T} - 1) \quad (3.90 b)$$

bulunur. Tranzistorun temel akım-gerilim ilişkilerini veren bu bağıntılara *Ebers - Moll bağıntıları* denir. Bu bağıntılardaki I_{EBS} nin $V_{CB}=0$ haline karşı düşen emetör-baz jonksiyonu doyma akımını, I_{CBS} nin de $V_{EB}=0$ haline karşı düşen kolektör-baz jonksiyonu doyma akımını belirlediği kolayca görülebilir.

(3.90) bağıntıları gerekli ara işlemler yapılarak

$$I_E = -\alpha_R I_C - I_{EBS} (1 - \alpha_F \alpha_R) (e^{-V_{EB}/V_T} - 1) \quad (3.91 a)$$

$$I_C = -\alpha_F I_E - I_{CBS} (1 - \alpha_F \alpha_R) (e^{-V_{CB}/V_T} - 1) \quad (3.91 b)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. (3.91 a) bağıntısının ikinci terimindeki katsayı irdelenirse bunun kolektörün açık devre ($I_C=0$) olması haline karşı düşen emetör-baz jonksiyonu doyma akımı (jonksiyon tıkama yönünde kutuplandığında akan akım) olduğu görülür ve I_{EBO} sembolü ile gösterilir :

$$I_{EBO} = I_{EBS} (1 - \alpha_F \alpha_R) \quad (3.92)$$

Benzer şekilde, emetör ucu açık devre ($I_E=0$) iken akacak olan kolektör-baz jonksiyonu doyma akımı da (3.91 b) bağıntısından hesaplanabilir :

$$I_{CBO} = I_{CBS} (1 - \alpha_F \alpha_R) \quad (3.93)$$

Bu tanımlar da kullanılırsa (3.91) bağıntıları

$$I_E = -\alpha_R I_C - I_{EBO} (e^{-V_{EB}/V_T} - 1) \quad (3.94 a)$$

$$I_C = -\alpha_F I_E - I_{CBO} (e^{-V_{CB}/V_T} - 1) \quad (3.94 b)$$

şeklini alır ki bunlardan ikincisi C-B jonksiyonunun yeteri kadar büyük bir gerilimle tıkama yönünde kutuplanmış olması (normal kutuplama) hali için evvelce verilmiş olan (3.5 b) bağıntısının genel şeklidir. Benzer şekilde (3.90 a) bağıntısının da (3.87) nin genel şekli olduğu kolayca görülebilir.

Ulaşılan sonuçlardan I_{CBO} , I_{EBO} , I_{CBS} , I_{EBS} , α_F ve α_R nın tranzistorun davranışlarını belirleyen temel yapısal parametreler olduğunu görüyoruz. Ashında bunlar birbirlerinden tamamen bağımsız değildir. (3.92) ve (3.93) bağıntılarından görüldüğü gibi I_{CBS} ve I_{EBS} verilirse I_{CBO}

ve I_{EBO} bunlar yardımı ile hesaplanabilir (veya tersi yapılabilir). Ayrıca, her iki jonksiyonun da tıkama yönünde kutuplanması halinde elemanın pasif bir direnç devresi niteliği alacağı (dolayısı ile resiprok olacağı) göz önüne alınarak parametreler arasında

$$\alpha_F I_{EBS} = \alpha_R I_{CBS} \quad (3.95)$$

bağıntısının da bulunduğu görülebilir.

Ebers - Moll modeli bir tranzistorun akım-gerilim ilişkilerini herhangi bir kutuplama şekli için *ana hatları ile* temsil edebilen bir modeldir. Örneğin etkin baz genişliğinin gerilimle değişmesi olayını (Early olayını), gövde dirençlerini, kapasiteleri hesaba katmaz. Bu etkileri de —gerekli durumlarda— hesaba katacak geliştirmeler yapılarak daha iyi modeller kurmak kabildir.

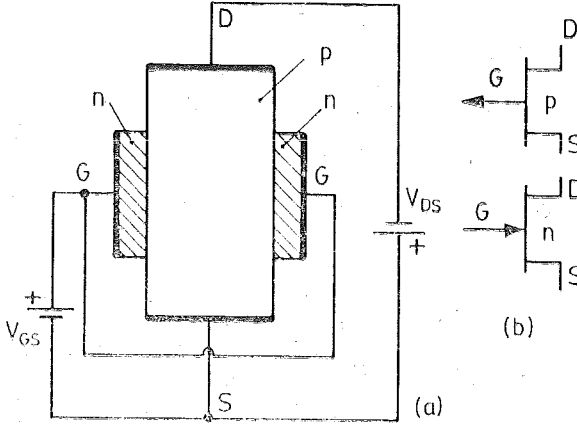
3.5. Alan Etkili Tranzistor (FET).

Bir yarıiletkenin içinden akan akımın bir elektriksel alan yardımı ile kontrol edilmesi prensibine dayandığı için *alan etkili tranzistorlar* adı verilen ve genellikle İngilizce adından (Field-Effect Transistor) kısaltılarak, kısaca FET diye anılan devre elemanları yapı bakımından birbirlerinden farklı iki sınıfa ayrılabilir : Jonksiyonlu alan etkili tranzistorlar (jonksiyonlu FET'ler) ve yalıtılmış geçitli alan etkili tranzistorlar daha yaygın adı ile Metal - Oksit - Yarıiletken Tranzistorlar (MOSFET'ler yahut MOS tranzistorlar). Bunların ortak önemli özellikleri çok büyük (pratik olarak sonsuz) giriş direncine sahip yarıiletken aktif devre elemanları olmalarıdır. Yarıiletken aktif devre elemanlarının en çok kullanılan tipi olan *bipolar tranzistorlar* (yahut kısaca *tranzistorlar*) genellikle FET'lere göre daha fazla kazanç sağlayabilirler. Fakat bunların giriş dirençleri küçüktür. O halde, çok büyük bir giriş direnci şartının bulunmadığı devrelerin bipolar tranzistorlarla gerçekleştirilmesi, ancak çok büyük bir giriş direncine sahip olması gereken devrelerde FET'lerin kullanılması uygun olur. Alan etkili tranzistorlardan MOSFET'lerin gittikçe daha geniş ölçüde kullanıldıkları bir alan da dijital tümdevrelerdir. MOSFET'li dijital tümdevrelerin belirli bir yarıiletken parçacığına çok sayıda eleman sığdırmaya elverişli olmaları bir yana, bunların yapımları da tranzistorlu tümdevrelere göre daha kolaydır.

Aşağıda jonksiyonlu FET'lerin ve MOSFET'lerin çalışma ilkeleri kısaca anlatılacak, bundan sonra özgeçirileri ve eşdeğer devreleri ile yüksek frekanslardaki özelliklerine kısaca değinilecektir.

3.5.1. Jonksiyonlu FET.

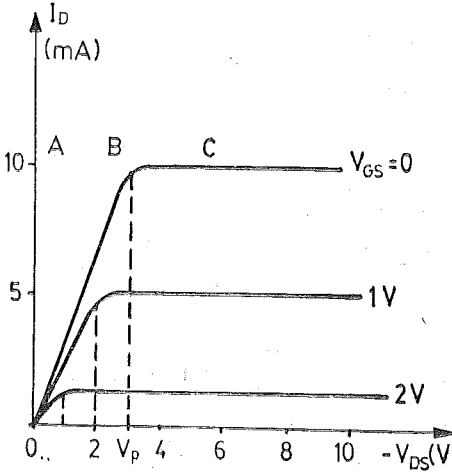
Jonksiyonlu bir FET en basit şekli ile Şekil 3.59. (a) daki gibi gerçekleştirilebilir. p tipi (veya n tipi) bir yarıiletken parçasının iki ucuna D ve S bağlantı elektrodları yerleştirilmiş, parçanın iki yan yüzeyinde de, arada birer p-n jonksiyonu meydana gelecek şekilde n tipi (asıl parça n tipi ise, p tipi) iki bölge oluşturulmuştur. D ve S arasındaki yarıiletken bölgeye «kanal» denir ve cinsine göre FET'e *n kanallı FET* veya *p kanallı FET* adı verilir. Kanalın uçlarındaki bağlantı uçlarından birine *emetör* (source - kaynak) diğerine *kolektör* (drain - savak) denir ve sırası ile S ve D harfleri ile gösterilir. Çevredeki aksi cinsten yarıiletken geçit (gate) adı verilir ve G harfi ile gösterilir. Görüldüğü gibi FET'in yapısı simetriktir ve emetör ve kolektörün yerleri değiştirilebilir.



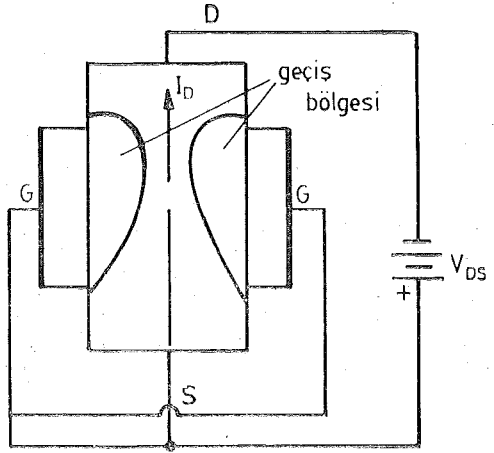
Şekil 3.59. (a) p kanallı FET ve kutuplanması. (b) FET sembolleri.

Şimdi p kanallı bir FET'te geçit ve emetör kısa devre iken ($V_{GS}=0$) kolektöre, emetöre göre negatif ve küçük bir V_{DS} gerilimi uygulayalım. Kanal p tipi yarıiletken yapılmış olduğundan belirli bir öz direnci vardır. V_{DS} gerilimi sebebi ile olacak olan akım bu öz dirençten başka V_{DS} gerilimi ile kanalın uzunluğuna ve kesit alanına bağlıdır. Akımın hemen hemen tamamı, kanal içindeki çoğunluk taşıyıcıları (burada delikler) tarafından taşınır. Akımın yönü emetörden kolektöre doğrudur.

Kanal, öz direnci belirli olan bir yarıiletken yol olduğuna göre akımın değeri, kanalın iki ucu arasında uygulanan V_{DS} gerilimi ile orantılı olarak artacaktır (Şekil 3.60. daki A bölgesi).



Şekil 3.60. FET de çıkış özgeçirileri.

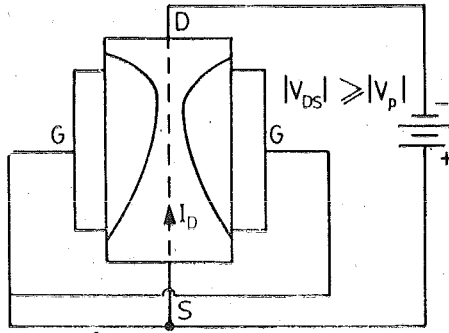


Şekil 3.61. FET de geçiş bölgelerinin genişlemesi ile kanalın daralması.

V_{DS} gerilimi ve buna bağlı olarak I_D akımı arttıkça kanal direnci üzerindeki gerilim düşümü sebebi ile kanal içindeki noktaların emetöre göre gerilimleri aynı olmayacak, kolektöre doğru gidildikçe gerilim düşümü artacaktır. Geçitle emetör kısa devre edilmiş olduğundan kanalın kolektöre yakın noktaları geçit ucuna göre daha negatif olacak, yani geçitle kanal arasındaki jonksiyonun tıkama yönündeki kutuplanma gerilimi artacaktır. Tıkama yönünde kutuplanan bir jonksiyonda taşıyıcıları farkırlanmış bir geçiş bölgesi meydana geleceğini, bu bölgenin p ve n parçaları içindeki genişliklerinin, bu parçalardaki taşıyıcı yoğunlukları ile ters orantılı olduğunu, ayrıca uygulanan tıkama yönü gerilimleri arttıkça geçiş bölgesi genişliklerinin büyüyeceğini biliyoruz. O halde geçitten kolektöre yakın kısımlarındaki tıkama yönü gerilimi, emetöre yakın kısımlarındaki tıkama yönü gerilimine göre daha büyük olduğundan geçiş bölgesi genişliği kolektöre yaklaşıldıkça artacaktır (Şekil 3.61.).

Küçük V_{DS} gerilimleri ve küçük I_D akımı değerleri için bu anlatılanların etkisi pek görülmez ve I_D , V_{DS} ile orantılı olarak artar. Ama I_D ve buna bağlı olarak kanal içindeki gerilim düşümü ve buna bağlı olarak da kanal içindeki geçiş bölgesi genişliği arttıkça kanalın, içinde taşıyıcı bulunan kesiti azalacağından, I_D akımının V_{DS} ile artış hızı azalmaya başlar (Şekil 3.60. B bölgesi). Kanalın faydalı kesitinin azaldığı bölgede kanal direnci ve buna bağlı olarak gerilim düşümü daha da artacağından

V_{DS} 'in artmaya devam etmesi halinde kanal kesit alanı hızla azalır ve V_{DS} 'in bir değeri için iki taraftaki geçiş bölgeleri birbirine kavuşarak geçit adetâ boğulur (Şekil 3.62.). V_{DS} 'in bu değerine *kısılma gerilimi* (Pinch-off gerilimi) denir ve V_P ile gösterilir. Ancak kısılma sonucunda geçidin tamamen tıkanarak akımın kesilmesi söz konusu değildir. Akım öyle bir değerde (I_{DSS}) sabit kalır ki bu akımın kanalın boğulduğu yerdeki kesitinde meydana getireceği gerilim düşümünün sebep olacağı geçiş bölgesi genişliği, kanal genişliğinin yarısından birazcık küçük olsun. $V_{DS} = V_P$ değerinden sonra akım hemen hemen sabit kalır (Şekil 3.60. C bölgesi).



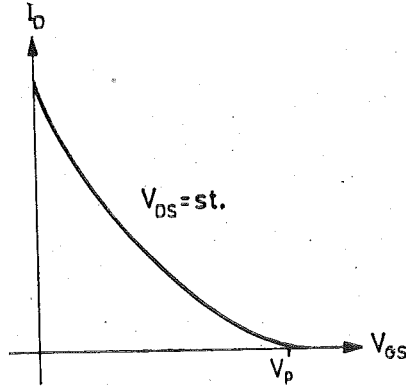
Şekil 3.62. FET de kısılma durumu.

Şimdi geçitle emetör arasına, jonksiyonu tıkama yönünde kutuplanan 1 V luk bir gerilim uyguladığımızı kabul ederek I_D nin V_{DS} ile değişimini yeni baştan inceleyelim :

Geçit-kanal jonksiyonu $V_{GS} = 1V$ ile tıkama yönünde kutuplanmış olduğundan V_{DS} 'in çok küçük değerlerinde bile V_{GS} 'in meydana getirdiği geçiş bölgeleri sebebi ile kanalın faydalı genişliği $V_{GS} = 0$ halindeki kadar küçüktür. Bu, kanal direncinin daha büyük olması demek olduğundan, I_D akımının V_{DS} ile artma hızı $V_{GS} = 0$ haline göre daha küçüktür. Kısılma olayı $V_{DS} = (V_P - 1)$ voltta meydana gelir. Akımın sabit kaldığı değer de $V_{GS} = 0$ halindeki göre daha küçüktür.

$V_{GS} = 2, 3, \dots V$ için durum incelenirse, yukarıda anlatılanlara benzer şekilde V_{GS} büyüdükçe aşağıya doğru kayan eğriler elde edilir. $V_{GS} = V_P$ için, $V_{DS} = 0$ olsa bile kısılma meydana geleceğinden akım hiç akamaz yani FET kesime girer.

FET'in belirli bir V_{DS} gerilimi için I_D akımının V_{GS} ile değişimini gösteren *geçiş eğrileri* de benzer düşüncelerle, yahut Şekil 3.60. daki eğriler yardımı ile elde edilebilir (Şekil 3.63.).



Şekil 3.63. p kanallı bir FET'de belirli bir $|V_{DS}| (> |V_P|)$ gerilimi için $I_D = f(V_{GS})$ eğrisi.

Böylece bir jonksiyonlu FET'in, D ve S uçları arasından akan akımın, V_{GS} gerilimi yardımı ile *kontrol edilebileceğini* yani FET'in bir *akım kontrol elemanı* olarak kullanılabileceğini görmüş oluyoruz. Elemanın önemli bir özeliği, G-S jonksiyonunun tıkama yönünde kutuplanmış olması sebebi ile giriş akımının çok küçük (nA mertebesinde) olmasıdır. Dolayısı ile giriş direnci çok yüksektir.

Bir jonksiyonlu FET'te, kısılma bölgesi içinde I_D akımının V_{GS} ile değişiminin büyük bir yaklaşıklıkla

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (3.96)$$

bağıntısı ile ifade edilebileceği gösterilebilir. Buradan, küçük genlikli değişimler için elemanın giriş geriliminin çıkış akımını denetleyebilme yeteneğinin bir ölçüsü olan ve *eğim* yahut *geçiş iletkenliği* olarak adlandırılan parametre tanımlanarak değeri hesaplanabilir :

$$g_m = \left[\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right]_{V_{DS}=st} = -2 \cdot I_{DSS} \cdot \frac{1}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

(3.96) dan

$$\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

olduğundan

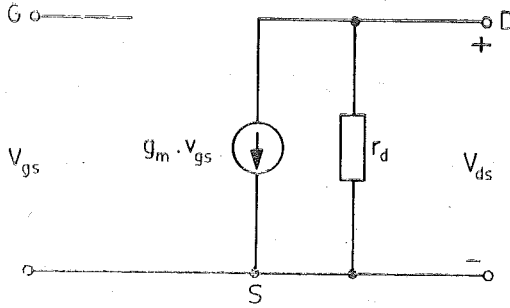
$$g_m = -2/V_P \sqrt{I_{DSS}} \cdot \sqrt{I_D}$$

bulunur. Yani eğim FET'in yapısına (V_P ve I_{DSS} sebebi ile) ve I_D kolektör akımına bağlıdır.

Elemanın giriş direncinin çok büyük olduğuna değinilmmişti. Şekil 3.60. daki çıkış özgeçirilerine bakılırsa kısılma bölgesi içinde kalmak şartı ile ($|V_{DS}| > ||V_{GS}| - |V_P||$) elemanın küçük genlikli değişimler için çıkış direnci olan

$$r_d = \left[\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right]_{V_{GS}=st}$$

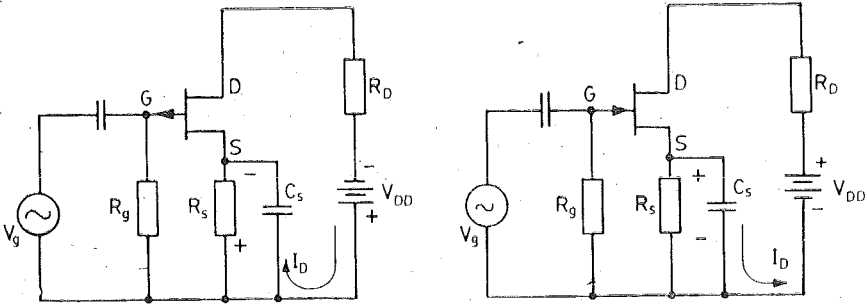
nin de oldukça büyük değerli olacağı görülür (pratikte 100 k ohm mertebesinde). Bu bilinenlerden belirli bir çalışma noktasında kutuplanmış bir FET'in küçük genlikli değişimler için eşdeğer devresi çizilebilir (Şekil 3.64.).



Şekil 3.64. Bir jonksiyonlu FET'in küçük genlikli değişimler için eşdeğer devresi.

FET'lerin ilginç bir özellikleri de oldukça iyi bir *değişken direnç* olarak kullanılabilmeledir. Gerçekten, Şekil 3.60. daki özgeçiriler incelense A bölgesi içinde, belirli bir V_{GS} gerilimi için I_D nin V_{DS} ile aşağı yukarı lineer olarak değiştiği görülür. Yani eleman bu şartlar altında değeri özgeçirinin eğimi ile belirli bir dirence eşdeğerdir. Özgeçirinin eğimi, dolayısı ile direnç değeri V_{GS} ile değiştirilebilir. O halde bir FET'den «*değeri gerilimle kontrol edilebilen bir direnç*» olarak yararlanılabilir.

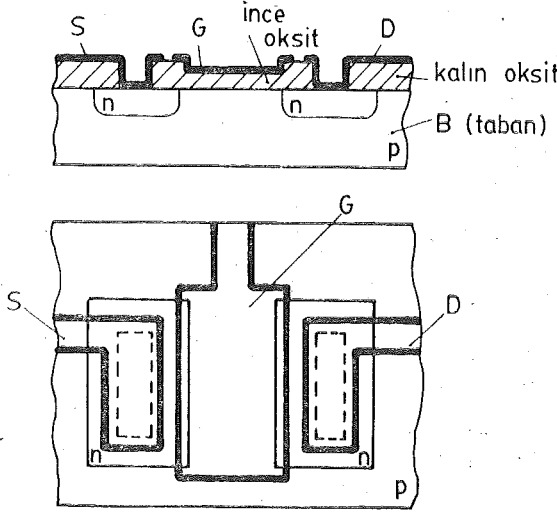
Jonksiyonlu FET'lerin bir kuvvetlendirici olarak çalıştırılırken kutuplanmaları tüplerdekine benzer şekilde, I_D nin bir direncin uçları arasında meydana getireceği gerilim düşümünden yararlanılarak sağlanabilir. Şekil 3.65. de p kanallı ve n kanallı FET'li kuvvetlendiriciler için besleme ve otomatik kutuplama devreleri gösterilmiştir. R_g direnci, R_s nin uçları arasında meydana gelen $V_{GS} = I_D \cdot R_s$ gerilimini G ucuna bağlamak için kullanılmıştır. Girişten akan akım çok küçük olduğundan R_g nin değerini çok büyük yapmakta bir sakınca yoktur. C_s kondansatörü ise I_D nin değişken bileşenlerini köprüleyerek öngerilimin sabit kalmasını sağlar. Her iki tip için de V_{GS} nin, jonksiyonu tıkama yönünde tutacak yönde olduğu gözden kaçırılmamalıdır.



Şekil 3.65. (a) p kanallı, (b) n kanallı FET'li kuvvetlendiricilerde R_s direnci yardımı ile V_{GS} kutuplama gerilimi (otomatik öngerilim) elde edilmesi.

3.5.2. Yalıtılmış Geçitli FET (MOS-FET, MOS Tranzistor).

Daha çok *MOS tranzistor* adı ile anılan *yalıtılmış geçitli bir tranzistor*'un kesiti ve üstten görünüşü Şekil 3.66. da verilmiştir. p tipi bir yarıiletken *taban* yüzeyinde iki bölge difüzyon yolu ile katkılanarak n tipine dönüştürülmüştür. Biri emetör (source) öteki kolektör (drain) ödevi görecek olan bu bölgeler arasında kalan p tipi yarıiletken yüzeyi üzerinde çok ince (1000 \AA mertebesinde) bir yalıtkan (yarıiletkenin silisyum olması halinde silisyum dioksit) tabakası oluşturulmuştur. Yüzeyin geri kalan kısmı, daha kalın bir yalıtkan tabaka ile kaplanmıştır. İnce oksit tabakanın üst yüzeyi üzerine bir iletken (genellikle alüminyum) film oluşturulmuş, emetör ve kolektör bölgelerinden de birer bağlantı ucu çıkartılmıştır. Bu yapıda ince yalıtkan tabakasının yüzeyindeki iletkene *geçit elektrodu* adı verilir.



Şekil 3.66. Bir MOS tranzistorun yapısı.

Elemanın emetörü (S ucu) ile kolektörü (D ucu) arasında bir gerilim uygulandığında emetör-taban yahut taban-kolektör jonksiyonlarından biri yahut öbürü tıkama yönünde kutuplanmış olacağından devreden —pratik olarak— bir akım akmaz. Şimdi p tipi tabanla geçit elektrodu arasında, geçiti tabana göre pozitif yapacak yönde bir doğru gerilim uyguladığımızı düşünelim. Meydana gelen alanın etkisi ile yarıiletken tabanın oksit tabakasına yakın yerlerinde pozitif taşıyıcılar (delikler) itilerek bu bölgeden uzaklaştırılırken, elektronlar oksit-yarıiletken geçiş yüzeyine doğru çekilirler. Uygulanan gerilimin bir değeri için bu bölgedeki elektron yoğunluğu delik yoğunluğunu aşar; yani geçit elektrodu altında kalan bölgede ince bir yarıiletken tabakası, p tipinden n tipine dönüşmüş olur. Böylece, zaten n tipi olan emetör (S) ve kolektör (D) bölgeleri arasında bir iletim yolu (*kanal*) oluşmuş olur. Kanal n tipi olduğundan böyle bir MOS'a *n kanallı MOS* (kısaca *n - MOS*) denir.

Geçide uygulanan pozitif gerilim arttırılırsa n tipine dönüşen tabakanın kalınlığı artar, yani kanal direnci küçülür. MOS tranzistorda bu şekilde geçit elektrodunun altında kalan bölgede cins değiştiren yarıiletken tabakasına *evirtim tabakası* ve bu olaya *evirtim* denir. Evirtimin meydana gelebilmesi için gerekli minimum geçit gerilimine de *eşik gerilimi* denir ve genellikle V_T sembolü ile gösterilir. (Eşik gerilimi (threshold voltage) için kullanılan V_T sembolü (kT/q) büyüklüğünü ifade etmek için kullanılan V_T ile karıştırılmamalıdır.)

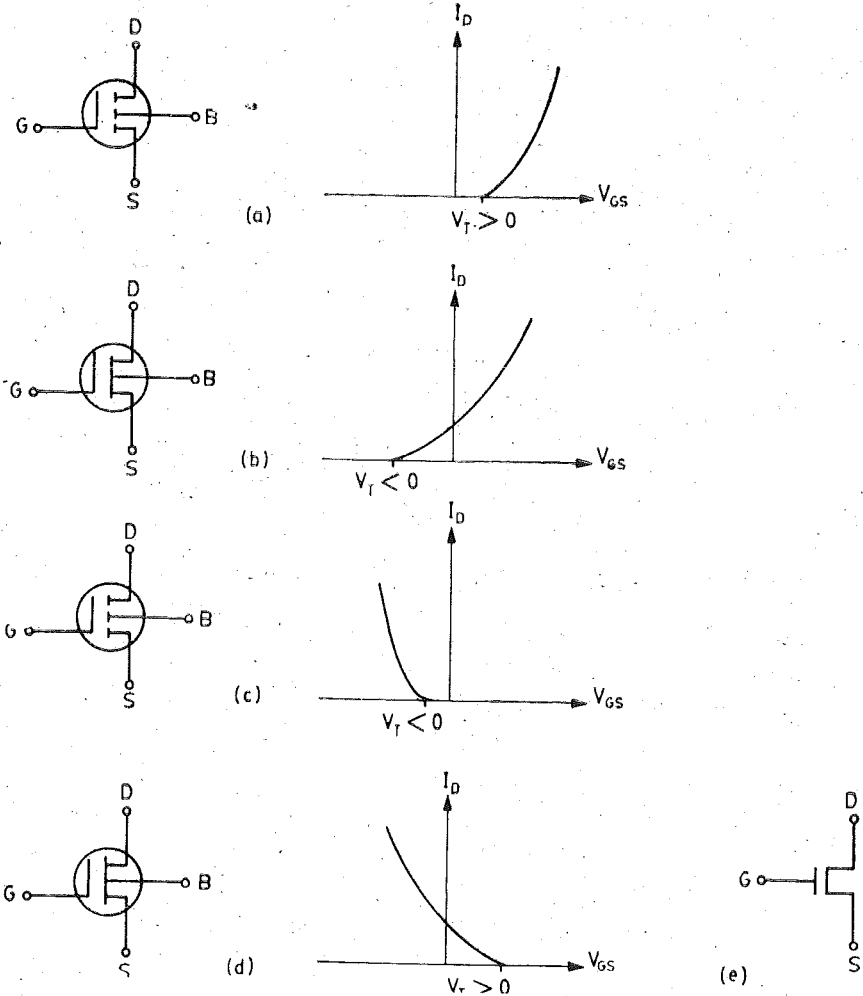
Buraya kadar anlatılan MOS yapısındaki tersi, yani tabanı n tipi, S ve D bölgeleri p tipi olan bir MOS'da iletimi sağlayacak p tipi bir kanalın oluşması için geçide, tabana göre negatif bir gerilim uygulanması gerekir. Böyle bir MOS'a *p kanallı MOS (kısaca p - MOS)* denir.

Yeteri kadar büyük bir gerilim uygulanarak kanalı oluşturulmuş bir MOS'da S ucu ile D ucu arasına bir gerilim uygulandığında kanal boyunca bir akım akar. Akımın değeri V_{DS} gerilimi ile orantılı olarak artar. S ucu tabana bağlanmış bir n kanallı MOS'da D ucu S ye göre pozitif olacak şekilde bir gerilim uygulanırsa çok küçük V_{DS} gerilimi değerleri için akım-gerilim bağıntısı yine lineerdir. V_{DS} geriliminin değeri arttırılırsa, kanalın S ucuna yakın noktalarında geçit-taban gerilimi, uygulanmış olan V_{GS} gerilimine eşit olduğu halde, kanal içinde D ye doğru gidildikçe —akmakta olan akımın kanal direncinde meydana getirdiği gerilim düşümü sebebi ile— geçitle taban arasındaki gerilim azalır ve bir noktadan sonra V_T eşik geriliminin altına düşer. Böylece kanal *kısıılır*. V_{DS} gerilimi arttırılsa da akım daha artmaz. Bu açıklamadan MOS çıkış özgeçirilerinin jonksiyonlu bir FET'in çıkış özgeçirilerine benzer eğriler olacağı anlaşılır.

Buraya kadar anlatılmış olan MOS'larda geçite bir gerilim uygulanmadığı sürece bir iletim kanalı yoktur. Kanalı, geçide uygulanan gerilim oluşturur. Bu yüzden bu tipten bir MOS'a *kanal oluşturmali MOS* (İngilizcesi; enhancement MOS yahut normally-off MOS) denir. Mantık devrelerinde kullanılan MOS tranzistorlar bu tiptendir. Bazı uygulamalarda geçide (girişe) gerilim uygulanmamışken MOS'un belirli bir ölçüde iletken olması, V_{GS} geriliminin bir yönde değişimi ile akımın artması, öteki yönde değişimi ile ise akımın azalması istenir. n-kanallı MOS tranzistorlarda bu durum tabanın katkı yoğunluğuna bağlı olarak, genellikle kolayca sağlanır. p-kanallı yapılarda kanal bölgesinin katkılanması gerekir. Bu tipten bir MOS'a da *kanal ayarlamali MOS* (İngilizcesi; depletion MOS yahut normally-on MOS) denir. Şekil 3.67. de çeşitli tipten MOS'lar için kullanılan sembollerle bunların $I_D=f(V_{GS})$ ($V_{DS}=\text{sabit}$) eğrilerinin tipik biçimleri ve önemli akım ve gerilimlerinin işaretleri topluca verilmiştir.

MOS tranzistorların akım kontrol özelliklerinden kuvvetlendirici devreler yahut anahtar olarak kullanılan MOS'ların uygun şekilde bağlanmaları ile oluşturulan mantık devreleri gerçekleştirilmede yararlanılabilir. MOS'ların *eğim*'leri bipolar tranzistorlarınkine göre genellikle daha küçük olduğundan —özel uygulama alanları dışında— MOS'lar kuvvetlendiricilerde pek kullanılmazlar. MOS'da giriş elektrodu olan geçit, öteki elektrot-

lardan çok iyi bir yalıtkan olan silisyum dioksitle ayrılmış olduğundan giriş akımı çok küçüktür ($10^{-11} \dots 10^{-12}$ A). Bu yüzden çok küçük bir giriş akımının (yahut çok büyük bir giriş direncinin) gerekli olduğu bazı durumlarda kuvvetlendiricilerin ilk katı MOS tranzistor kullanılarak gerçekleştirilir. MOS'ların asıl yaygın oldukları kullanılma alanı geniş çapta tümleştirilmiş dijital devreler ve sistemlerdir.



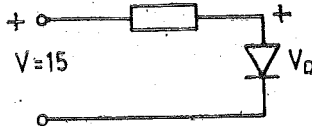
Şekil 3.67. Çeşitli MOS tranzistor sembolleri ve geçiş özgeçirileri: (a) Kanal oluşturmali n-MOS, (b) kanal ayarlamali n-MOS, (c) kanal oluşturmali p-MOS, (d) kanal ayarlamali p-MOS, (e) MOS tranzistorunun tipinin bilinmesi halinde (genellikle mantık devrelerinde) kullanılan genel MOS sembolü.

P R O B L E M L E R

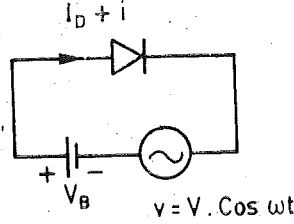
1 — Bir silisyum diyodun anodu ile katodu arasına uygulanan gerilim $V_D=0,5$ V tur. Bu durumda akan akım 0,1 mA dir. 0,6 V luk bir gerilim uygulandığında akan akımı ve diyodun bu çalışma noktası için değişken akım ve doğru akım dirençlerini bulunuz. ($T=300^\circ\text{K}$)

2 — Şekildeki devrede kaynak gerilimi $V=15$ V, direncin değeri $R=3$ K olduğuna göre

- Devreden akan akımı
- Diyot silisyum ise V_D gerilimini ($I_0=10$ nA dir.)
- Diyot germanyum ise V_D gerilimini ($I_0=20$ μA dir.) bulunuz. ($T=300^\circ\text{K}$), ($V \gg V_D$ alınacaktır).

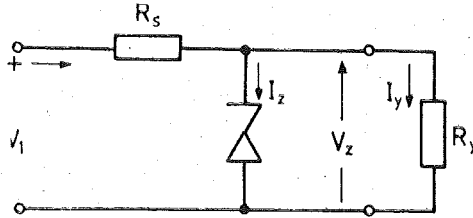


3 — Şekildeki germanyum diyoda $V_B=0,3$ V, $V_C=3$ mV olacak şekilde gerilim uygulanmıştır. Diyodun doyma akımı $T=300^\circ\text{K}$ için $I_0=10$ μA dir. Akan akımın, doğru ve değişken akım bileşenlerini bulunuz.



4 — BZY 83/C9V1 tipi Zener diyodunun Zener geriliminin anma değeri 9,1 V dur. Zener bölgesi içinde küçük işaret direnci ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Diyot akımının sınır değerleri $I_{z \min} = 1 \text{ mA}$, $I_{z \max} = 27 \text{ mA}$ olarak verilmiştir.

- Diyottan 1 mA den daha küçük bir zener akımı akıtmanın sakıncası nedir?
- Diyottan 27 mA den daha büyük bir zener akımı akıtmanın sakıncası nedir?



5 — Prob. 4 deki diyotla şekildeki gerilim regülatörü devresi kuruluyor. Girişteki doğru gerilim $V_1 = 15 \text{ V}$ dur.

- R_y yük direnci açık devre edilse de diyodun zarar görmemesi için R_s direncinin değeri ne olmalıdır?
- Yükün uçlarındaki gerilimin V_z değerini koruyabilmesi için R_y hangi değerden daha küçük olmamalıdır?
- R_y den 10 mA lik bir I_y akımı akmaktadır. Yük akımının bu değerini koruyabilmesi için V_1 giriş gerilimi hangi değerden daha aşağıya düşmemeli ve hangi değerden yukarıya çıkmamalıdır.
- Bulduğunuz sonuçları yorumlayınız.

6 — Prob. 4 deki diyodun zener bölgesi içinde ortalama küçük ışıret direnci 10 ohm dan küçüktür ve özegrinin her noktasında aynı değerde kabul edilebilir. $V_1=20$ V ve $R_s=5$ k ohm dur.

a) V_1 in üzerinde tepe değeri 1 V olan sinüs biçimli bir dalgalı bileşen varsa R_v açık devre iken diyodun uçlarındaki gerilimin üzerindeki dalgalı bileşenin tepe değeri nekadar olur?

b) Aynı giriş gerilimi ve $R_v=10$ k ohm için çıkış gerilimi üzerindeki dalgalı bileşenin değeri nekadar olur?

c) Sonuçları yorumlayınız.

7 — BC 107 A tranzistorunun Ek — 1 de verilmiş olan özegrilerinden yararlanarak $V_{CE}=15$ V a karşı düşen $I_C=f(I_B)$ akım geçiş eğrisini çıkartınız.

8 — a) BC 107 A tranzistorunun Ek — 1 de verilmiş olan özegrisi üzerine Şekil 3.23. deki devre için $V_{CC}=20$ V, $R_C=250$ ohm'a karşı düşen yük doğrusunu çiziniz.

b) Bu durum için $V_{CE}=f(V_{BE})$ gerilim geçiş eğrisini çıkartınız.

c) Geçiş eğrisi üzerinde doğrusal çalışma bölgesinin sınırlarını belirleyiniz ve uygun bir çalışma noktası seçiniz.

d) Bu çalışma noktası için küçük ışıret gerilim kazancını çizim yolu ile bulunuz.

e) v_{be} tepe değeri 40 mV olan sinüs biçimli bir gerilimdir. v_{ce} geriliminin dalga şeklini çıkartınız.

9 — Şekildeki devre BC 237 B tranzistoru ile gerçekleştirilecektir. Bu tranzistor için h_{FE} nin en büyük değeri 290 ve dağılıma sınırları (h_{FE} nin alabileceği en büyük ve en küçük değerler) 180 ve 460 dir.

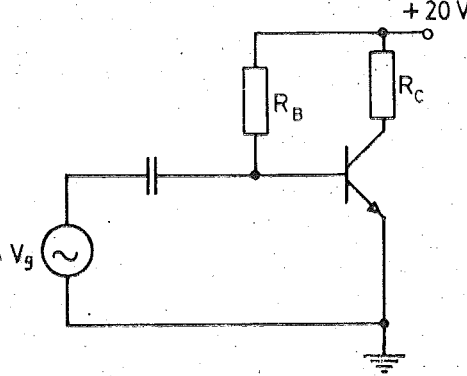
a) R_C ve R_B yi $V_{CEQ}=10$ V, $I_{CQ}=2$ mA olacak şekilde hesaplayınız (h_{FE} nin en büyük değerini kullanınız).

b) h_{FE} nin toleransı sebebi ile çalışma noktası hangi noktalara kadar kayabilir.

c) Bulduğunuz sonucu yorumlayınız.

d) $S(I_C, R_B)$ bağılı duyarlığını hesaplayınız. Sonucu yorumlayınız.

e) I_{CQ} nun sıcaklıkla bağılı değişimini hesaplayınız (Çalışma sıcaklığında $I_{CBO}=0,1 \mu A$ olarak verilmiştir).

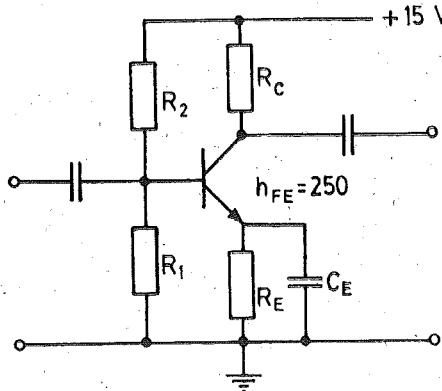


10 — Şekildeki devrede $I_{CQ}=1 \text{ mA}$, çıkış geriliminin tepeden tepeye toplam değişim alanı 12 V olacaktır.

a) C_E kondansatörünün değerinin çok büyük olduğunu kabul ederek R_E direncinin değerini hesaplayınız.

b) Çıkış geriliminin iki yöne doğru kırılmadan eşit miktarlarda değişebilmesi için R_C direncinin değeri ne olmalıdır? (Tranzistorun $V_{CE sat}$ doyma gerilimi ihmal edebilecek kadar küçüktür).

c) Çalışma noktasındaki kolektör akımının tranzistorun h_{FE} sine karşı duyarlığının $0,2$ olması isteniyor. R_1 ve R_2 dirençlerinin değerlerini bulunuz ($V_{BE}=0,6 \text{ V}$ dur).



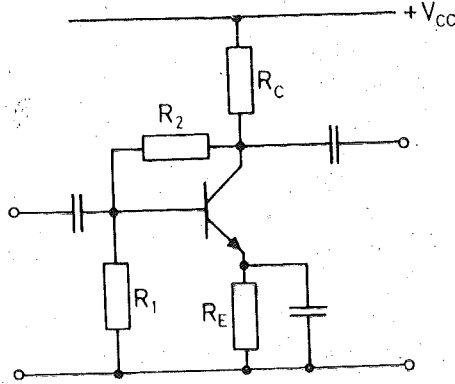
11 — Prob. 10 daki devrede $V_{CEQ}=5\text{ V}$, $I_{CQ}=2\text{ mA}$, $S(I_{CQ}, h_{FE})=0,1$ olması isteniyor.

a) Çıkış geriliminin iki yöne doğru kırılmamasız değişebilme alanının eşit ve maksimum olması için R_E , R_C , R_1 ve R_2 dirençlerinin değerleri ne olmalıdır?

b) $T=25^\circ\text{C}$ için K bağıl sıcaklık katsayısını hesaplayınız (h_{FE} nin sıcaklıkla değişim katsayısı $k''=1,1/^\circ\text{C}$, 25°C de $I_{CBO}=20\text{ nA}$ olarak verilmiştir).

12 — Şekildeki devrede çalışma noktasının kararlılığı hem R_E üzerinden, hem de R_2 direnci yolu ile sağlanan geribesleme yardımı ile sağlanmıştır.

a) R_E ve R_2 nin ısıl kararlılık üzerindeki etkilerini devre üzerinde akıl yürüterek açıklayınız.



b) Devre için K bağıl sıcaklık katsayısı ifadesini çıkartınız.

c) R_2 üzerinden meydana gelen işaret geribeslemesi nasıl önlenbilir?

13 — Şekil 3.33. (b) deki devrede $V_{CC}=+20\text{ V}$, $R_E=1\text{ k}$, $R_2=100\text{ k}$, $R_C=R_1=5,6\text{ k}$ dir. Transistör için $T=20^\circ\text{C}$ de $h_{FE}=200$, $k''=1$, $V_{BE}=0,6\text{ V}$, $I_{CBO}=20\text{ nA}$, $k=7/^\circ\text{C}$, diyotların geçirme yönü gerilimleri $V_D=V_D'\approx 0,6\text{ V}$ dur. Transistör ve diyotlar için $k'=-2,5\text{ mV}/^\circ\text{C}$ dir.

a) $T=25^\circ\text{C}$ için devredeki akım ve gerilimleri hesaplayınız.

b) Devrenin K bağıl sıcaklık katsayısını veren bağıntıyı çıkartınız.

c) K nın değerini hesaplayınız.

d) K nın değerini devrede diyotların bulunmaması hali için hesaplayınız.

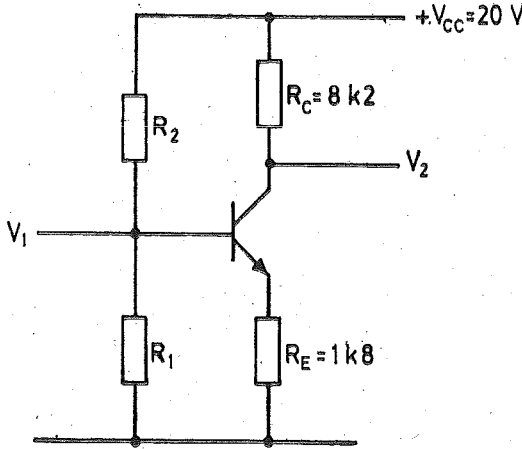
e) (c) ve (d) de bulunan sonuçları karşılaştırınız.

14 — şekildeki devrede kullanılan silisyum tranzistorun parametreleri $h_{fe}=h_{FE}=200$, $h_{ie}=5\text{ k}$, $h_{re}=0$, $h_{oe}=0$ olarak veriliyor.

a) $S(I_{CQ}, h_{FE})=0,2$, $V_{CE}=10\text{ V}$ olması için R_1 ve R_2 dirençlerinin değerlerini bulunuz.

b) V_1/V_2 gerilim kazancını bulunuz.

c) R_E direnci bir kapasite ile köprülendiğine göre gerilim kazancının yeni değeri ne olur?

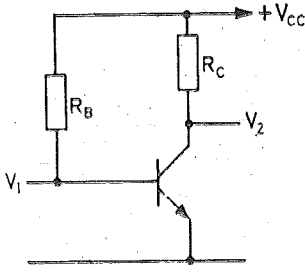


15 — a) Sayfa 121'deki şekilde görölen tranzistorlu devrelerin eşdeğer devrelerini çiziniz (Tranzistorlar h eşdeğerleri ile temsil edilecektir).

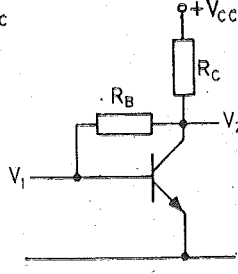
b) Tranzistorun çalışma noktasındaki parametreleri $h_{ie}=5\text{ k}$, $h_{fe}=200$, $h_{oe}\approx 0$, $h_{re}=0$ olduğuna göre herbir devre için V_1/V_2 gerilim kazancını hesaplayınız.

16 — Bir tranzistorun f_{htb} kesim frekansını karma π eşdeğer devresi elemanları cinsinden hesaplayınız. Sonucu f_T frekansını veren bağıntı ile karşılaştırarak yorumlayınız.

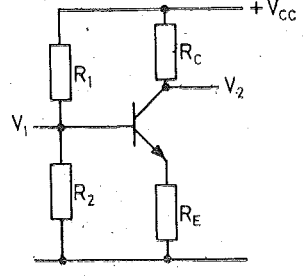
17 — Bir silisyum yüksek frekans tranzistorunda emetör-baz jonksiyon kapasitesi $C_{b'ej}=2\text{ pF}$, kolektör-baz jonksiyon kapasitesi $C_{cb'j}=0,5\text{ pF}$



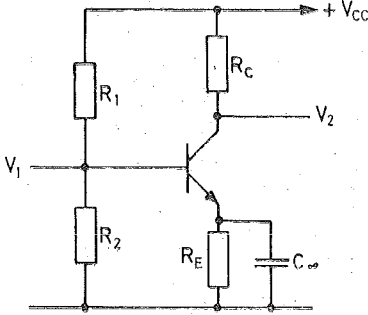
1



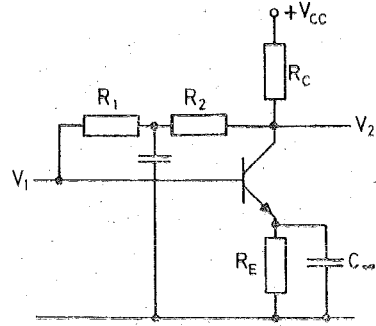
2



3



4



5

dır. Kolektör-baz difüzyon kapasitesi ihmal edilebilecek kadar küçük, $I_C=2 \text{ mA}$ için $f_T=500 \text{ MHz}$, $h_{fe0}=200$, $r_{bb}'=40 \text{ ohm}$ 'dur.

- $I_C=2 \text{ mA}$ için f_{hfe} yi hesaplayınız.
- $I_C=2 \text{ mA}$ için f_{htb} yi hesaplayınız.
- $I_C=0,1 \text{ mA}$ için f_T yi hesaplayınız.

18 — Prob. 17deki tranzistorun h_{fe} kısa devre akım kazancının $f=100 \text{ MHz}$ deki modülünü ve açısını hesaplayınız.

19 — Prob. 17deki tranzistorun f_{max} sınır frekansının $I_C=2 \text{ mA}$ için değerini bulunuz.

20 — Bir tranzistorun $I_C=1 \text{ mA}$, $V_{CE}=5 \text{ V}$ çalışma noktası için $h_{fe0}=150$, $\mu=10^{-4}$, $C_{cb}'=1 \text{ pF}$, $f_T=200 \text{ MHz}$, $r_{bb}'=50 \text{ ohm}$ değerleri ölçü yolu ile bulunmuştur.

a) Bu tranzistorun $f=1 \text{ MHz}$ ve verilen çalışma noktası için y parametrelerini bulunuz.

b) Aynı çalışma noktası ve $f=30$ MHz için y parametrelerini bulunuz.

21 — n-p-n tipi bir tranzistorun normal kutuplama durumu için kısa devre akım kazancı $h_{FEF}=100$, emetörle kolektöre yer değiştirilerek ölçülen (ters yönde) kısa devre akım kazancı $h_{FER}=2$ bulunmuştur. Ayrıca 25°C da $I_{CBO}=10$ nA dir.

a) Tranzistorun Ebers - Moll bağıntılarını yazınız.

b) $V_{CB}=10$ V iken kolektör akımının $I_C=1$ mA olması için gerekli V_{BE} geriliminin değeri nedir?

c) Tranzistor doyma bölgesinde ve $V_{BE}=0,6$ V, $V_{CE}=0,1$ V iken I_E , I_C ve I_B yi hesaplayınız.

22 — n-p-n tipi bir tranzistorda $\alpha_F=0,99$, $\alpha_R=0,6$, $I_{CBO}=5$ nA dir. $V_{BE}=0,6$ V ve $V_{CB}=5$ V çalışma noktası için Ebers - Moll bağıntılarından yararlanarak

a) h_{ib} nin değerini

b) h_{fb} nin değerini

hesaplayınız.

c) h_{rb} ve h_{ob} parametrelerinin bu yoldan bulunacak değerleri neden hatalı çıkar? Açıklayınız.

23 — BF 256 tipi n-kanallı jonksiyonlu FET'in özgeçirileri Ek — 1 de verilmiştir.

a) I_{DSS} ve V_P değerlerini belirleyiniz.

b) $V_{GS}=-1$ V için I_D akımı ne kadardır? Özgeçiri üzerinden bulduğunuz I_D değeri ile (3.96) bağıntısı yardımı ile hesapladığınız I_D değerini karşılaştırınız.

c) $V_{DSQ}=10$ V, $V_{DQ}=1$ mA çalışma noktası için g_m ve r_p yi özgeçiriler yardımı ile bulunuz.

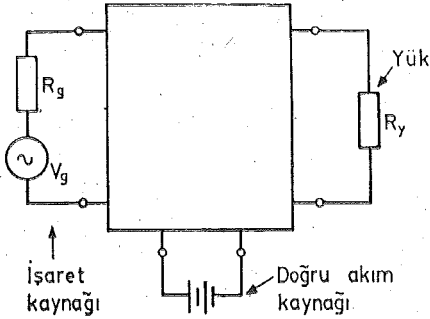
d) g_m yi bir defa da (3.96) bağıntısından, türev alarak hesaplayınız ve sonuçları karşılaştırınız.

4. KUVVETLENDİRİCİLER.

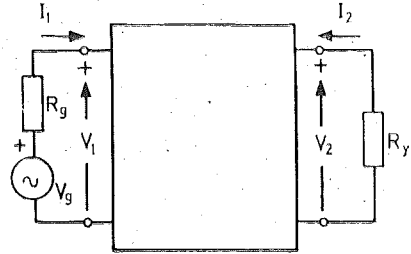
GENEL KAVRAMLAR VE TEMEL KUVVETLENDİRİCİ DEVRELERİ

4.1. Giriş.

Kuvvetlendirici diye, bir işaret kaynağı tarafından girişine uygulanan gücü, çıkış uçlarına bağlanan bir yüke kuvvetlendirerek veren devrelere diyoruz. Kuvvetlendiricilerin gerçekleştirilmesinde bir doğru akım kaynağından sağlanan akımı, girişine uygulanan işaretle kontrol etme özelliğine sahip olan elemanlardan (örneğin tranzistörlerden) yararlanır. Kontrol işaretinin elemanın girişinde harcadığı güce *giriş gücü* ve çıkışta, yük empedansında harcanan güçte meydana gelen değişime de *çıkış gücü* denir. Çıkış gücü ile giriş gücü arasındaki oran kuvvetlendiricinin *güç kazancı* dir. Özellikle büyük güçlü kuvvetlendiricilerde önemli olan bir devre özelliği de çıkış gücü ile doğru akım besleme kaynağından çekilen toplam gücün oranı olarak tanımlanan *verim* dir.



Şekil 4.1. Bir kuvvetlendiricinin doğru akım besleme kaynağı ile birlikte blok şeması.



Şekil 4.2. Bir 4-üçlü olarak kuvvetlendirici. V_1 ve I_1 devrenin giriş gerilimi ve akımı, V_2 ve I_2 ise çıkış gerilimi ve akımıdır.

Şekil 4.1. de bir kuvvetlendirici doğru akım besleme kaynağı, girişteki işaret kaynağı ve yük direnci (daha genel olarak; yük empedansı)

ile, blok olarak gösterilmiştir. Yukarıda da değinildiği gibi aslında çıkış gücü doğru akım besleme kaynağından sağlanmakta ve bu, işaret kaynağı ile kontrol edilmektedir. Fiziksel gerçek böyle olmakla beraber devreyi sadece bir çift giriş ucu ve bir çift çıkış ucu olan bir 4-uçlu (2-kapılı) olarak ele alıp incelemek de kabildir (Şekil 4.2.). Bu bakış açısı özellikle devre içindeki akım ve gerilim değişimlerinin küçük olduğu, dolayısı ile kontrol elemanlarının lineer 4-uçlu parametreleri ile temsil edilebildiği durumlarda, bilinen lineer devre analizi yöntemlerini kolayca uygulamaya imkân verdiği için elverişlidir.

Bir kuvvetlendiricinin temel özelliği *güç kazancı sağlama* olmakla beraber birçok hallerde devrenin *gerilim kazancı* (yani çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı) daha önemlidir. Bazen de *akım kazancı* devrenin kullanıldığı amaç açısından daha önemli olur. Bu gibi hallerde kuvvetlendiriciye *gerilim kuvvetlendiricisi* yahut *akım kuvvetlendiricisi* adı verilir. Uygulamada gerilim kuvvetlendiricileri en çok kullanılan devrelerdir.

Şekil 4.2. deki kuvvetlendiricinin gerilim kazancı, tanım gereği,

$$K_v = V_2 / V_1$$

ve akım kazancı

$$K_i = I_2 / I_1$$

dir. Güç kazancı da R_1 kuvvetlendiricinin giriş direncini göstermek üzere

$$\begin{aligned} K_G = P_2 / P_1 &= \frac{V_2^2}{R_y} / \frac{V_1^2}{R_1} \\ &= I_2^2 \cdot R_y / I_1^2 \cdot R_1 \\ &= V_2 \cdot I_2 / V_1 \cdot I_1 \\ &= K_v \cdot K_i \end{aligned} \quad (4.1)$$

dir. Yükün saf bir direnç değil bir Z_y empedansı, yahut Y_y admitansı kuvvetlendiricinin giriş admitansının da Y_1 olması halinde güç kazancı

$$K_G = |V_2|^2 \cdot R_o \{Y_y\} / |V_1|^2 \cdot R_o \{Y_1\} \quad (4.2)$$

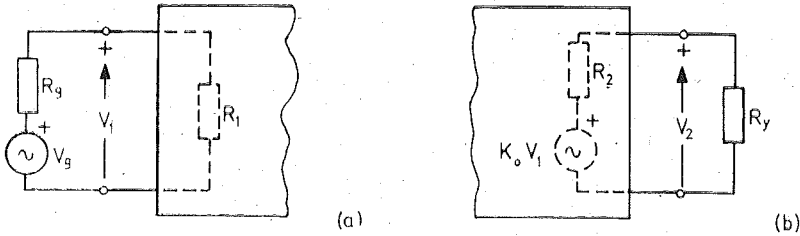
bağıntısı ile hesaplanır.

Bir kuvvetlendiricinin davranışını belirlemek için sadece kazançlarının bilinmesi yeterli değildir; *giriş empedansı* ve *çıkış empedansı* da önemlidir. Kuvvetlendiricinin çıkışına normal yükü bağlı iken giriş uçla-

rından ölçülen empedansa *giriş empedansı* denir. Birçok hallerde, geniş bir frekans aralığında empedans frekanstan bağımsız ve gerçeldir; yani bir dirençtir ve *giriş direnci* adı ile anılır. Kuvvetlendiricinin girişine normal işaret kaynağı (yahut kaynağın iç empedansına eşit bir empedans) bağlı iken çıkış uçlarından ölçülen empedansa da *çıkış empedansı* adı verilir. Bu da frekanstan bağımsız ve gerçel olduğu frekans bandı içinde *çıkış direnci* adı ile anılır.

Bir kuvvetlendiriciden elde edilebilecek en yüksek güç kazancını sağlamak için işaret kaynağından kuvvetlendiricinin girişine ve kuvvetlendiricinin çıkışından yük empedansına güç aktarılmasının en iyi şekilde yapılması gerekir. Bunun için gerek şart, bilindiği gibi, kaynak iç empedansı ile kuvvetlendiricinin giriş empedansının ve kuvvetlendiricinin çıkış empedansı ile yükün birbirlerinin *eşleniği* olmalarıdır. Kuvvetlendiricinin giriş ve çıkış empedanslarının gerçel (direnç) olduğu frekanslarda en yüksek güç kazancının elde edilebilmesi için kaynak iç direncinin giriş direncine ve yük direncinin çıkış direncine eşit olması gerekir.

Bir gerilim kuvvetlendiricisinden elde edilebilecek en yüksek gerilim kazancının elde edilebilmesi için işaret kaynağı geriliminin kuvvetlendiricinin girişine aktarılmasında bir gerilim kaybı olmaması gerekir. Şekil 4.3. (a) dan V_1 giriş gerilimi ile V_g kaynak gerilimi arasındaki bağıntı yazılırsa



Şekil 4.3. (a) Bir gerilim kuvvetlendiricisinde giriş gerilimi (V_1) ve işaret kaynağı gerilimi (V_g). Kuvvetlendiricinin giriş direnci R_1 ile gösterilmiştir. (b) Kuvvetlendiricinin çıkış tarafı: R_2 çıkış direncini ve $K_o V_1$ bağımlı kaynağı kuvvetlendiricinin açık devre çıkış gerilimini göstermektedir.

$$V_1 = V_g \frac{R_1}{R_1 + R_g}$$

$$V_1 = V_g \frac{1}{1 + \frac{R_g}{R_1}} \quad (4.3)$$

elde edilir. Buradan açıkça görüldüğü gibi V_1 'in alabileceği en büyük değer V_g dir ve bu değere $R_1 \gg R_g$ olması halinde erişilebilir.

Kuvvetlendiricinin çıkışından elde edilen V_2 çıkış geriliminin mümkün olduğu kadar büyük yapılabilmesi için ise $R_2 \ll R_v$ olması gerektiği Şekil 4.3. (b) den kolayca görülebilir. Demek oluyor ki iyi bir gerilim kuvvetlendiricisinin giriş direncinin kaynak iç direncine göre çok büyük, çıkış direncinin ise yük direncine göre çok küçük yapılması gerekir.

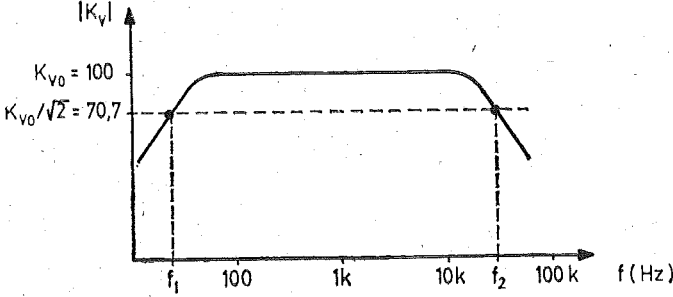
Bir akım kuvvetlendiricisinde ise yüksek bir akım kazancı elde edilebilmesi için giriş direncinin girişteki akım kaynağının iç direncine göre çok küçük, çıkış direncinin de yük direncine göre çok büyük yapılması gerektiği kolayca görülebilir.

4.1.1. Frekans Eğrileri.

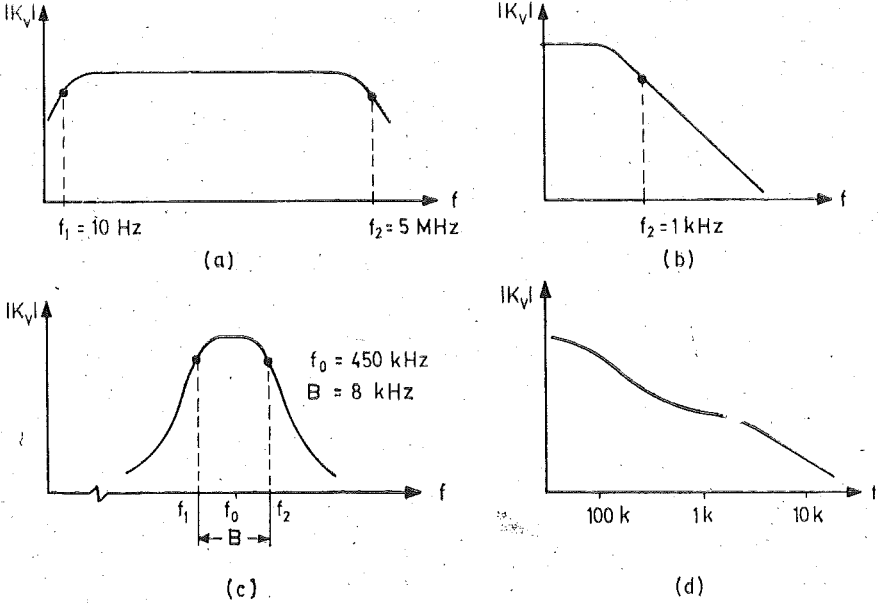
Bir gerilim kuvvetlendiricisinin girişine küçük genlikli ve f frekanslı bir sinüs biçimli gerilim uygulandığını düşünelim. Gerilimin genliği sabit tutularak frekansı değiştirilirse genellikle geniş bir frekans bölgesinde V_2 çıkış gerilimi genliğinin de sabit kaldığı görülür. Daha yüksek frekanslara doğru gidildiğinde genellikle çıkış gerilimi düşer. Benzer bir düşme —kuvvetlendiricinin iç yapısına bağlı olarak— alçak frekanslarda da ortaya çıkabilir. Çıkış geriliminin genliğinin (yahut gerilim kazancının modülünün) frekansla değişimini veren grafiğe kuvvetlendiricinin *genlik-frekans eğrisi* yahut kısaca *frekans eğrisi* denir. Frekans eğrilerinde yatay eksen frekansa göre genellikle logaritmik olarak taksimatlandırılır. Kazancın, sabit kaldığı bölgedeki değerinin $1/\sqrt{2}$ sine düştüğü frekanslara kuvvetlendiricinin *alt ve üst kesim frekansları* ve bu iki frekans arasında kalan aralığa *band genişliği* adı verilir.

Kuvvetlendiriciler kesim frekanslarına ve band genişliklerine bağlı olarak sınıflandırılırlar. Örneğin iletilebilen frekansları kuvvetlendiren kuvvetlendiricilere *ses frekansı kuvvetlendiricileri* denir. Şekil 4.4. de bir ses frekansı kuvvetlendiricisine ait frekans eğrisi verilmiştir. Genellikle band genişliği ses frekanslarının ötesinde olan kuvvetlendiricilere *geniş bantlı kuvvetlendiriciler* adı verilir (Şekil 4.5. a). Kazancı alçak frekanslarda düşmeyen ve $f=0$ 'a (doğru gerilime) kadar sabit kalan kuvvetlendiricilere *doğru gerilim kuvvetlendiricileri* denir (Şekil 4.5. b). Bazı kuvvetlendiricilerin yüksek frekans bölgesinde, dar bir band içinde kazanç sağlaması istenir. Bu türden kuvvetlendiricilere de *dar bantlı kuvvetlendiriciler* yahut daha çok *akordlu kuvvetlendiriciler* denir (Şekil 4.5. c). Bazı kuvvetlendiricilerde de kazancın frekansla belirli bir şekilde değiş-

mesi istenir. Genellikle ses frekansı devrelerinde kazanç eğrisini elde olmayan bir nedenle bozan bir etkiyi karşılamak üzere gerçekleştirilen ya-
hut daha önce belirli bir amaçla bozulmuş olan frekans eğrisini tekrar
düz hale getirmek için kullanılan bu türden kuvvetlendiriciler de *denk-
leştirici kuvvetlendirici* yahut *egalizör kuvvetlendirici* adı ile anılırlar
(Şekil 4.5. d).

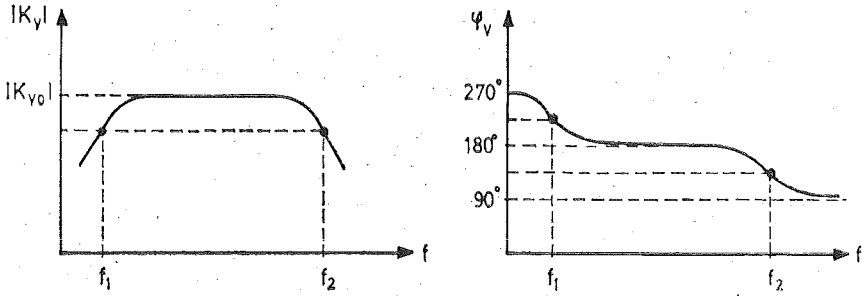


Şekil 4.4. Bir ses frekansı kuvvetlendiricisinin frekans eğrisi.
Alt kesim frekansı f_1 , üst kesim frekansı f_2 ve
band genişliği $B = f_2 - f_1$ dir.



Şekil 4.5. Çeşitli tipten kuvvetlendiricilere ilişkin tipik frekans eğrileri. (a) Geniş
bantlı kuvvetlendirici, (b) doğru gerilim kuvvetlendiricisi, (c) akordlu kuvvetlendirici,
(d) egalizör kuvvetlendirici.

Bir kuvvetlendiricide çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki faz farkının frekansla değişimini veren grafiğe de kuvvetlendiricinin *faz eğrisi* adı verilir. Bu faz farkı (kazancın faz açısı), modülün sabit kaldığı bölgede ya sıfır, ya da 180° olur. Şekil 4.6. da tek katlı bir kuvvetlendiriciye ilişkin frekans ve faz eğrileri bir arada verilmiştir. Burada faz açısının, alçak ve yüksek frekanslara doğru gidildikçe orta frekanslardaki değerinden (180° den) ayrıldığı ve $180^\circ \pm 90^\circ$ değerlerine asimptot olduğu görülmektedir. Faz eğrisinin frekansla değişim biçimi ve uç değerleri kuvvetlendiricinin iç yapısına bağlıdır.



Şekil 4.6. Tek katlı tipik bir kuvvetlendiricinin frekans ve faz eğrileri.

Buraya kadar söylenenlerden, girişi sinüs biçimi bir gerilimle uyarılan bir kuvvetlendiricinin gerilim kazancının

$$K_v(\omega) = |K_v(\omega)| \angle \varphi_v(\omega) \quad (4.4)$$

şeklinde, bir kompleks büyüklük olarak gösterilebileceği sonucuna varılır. Akım kazancı da benzer şekilde

$$K_i(\omega) = |K_i(\omega)| \angle \varphi_i(\omega) \quad (4.5)$$

olarak ifade edilebilir. $|K_i|$ ve φ_i 'nin frekansla değişimlerinin de gerilim kazancı için yapılabildiği benzer şekilde, eğrilerle verilebileceği açıktır.

4.1.2. Kuvvetlendiricilerin Art-Arda (Kaskad) Bağlanmaları.

Bir tek tranzistor (veya triyot tübü v.b.) ile gerçekleştirilen bir kuvvetlendiricinin sağlayabildiği kazanç genellikle yeterli olmaz. Daha yüksek bir kazanç elde edilebilmesi için tek elemanlı kuvvetlendiriciler (kuvvetlendirici katları) birinin çıkışı bir sonra gelen katın girişini besleye-

cek şekilde, art arda (kaskad) bağlanırlar. Şekil 4.7. de görülen n katlı kuvvetlendiricide toplam gerilim kazancı olan $K_{VT} = V_{n+1}/V_1$ kat kazançları cinsinden kolayca hesaplanabilir :

$$K_{VT} = \frac{V_{n+1}}{V_1} = \frac{V_{n+1}}{V_n} \cdot \frac{V_n}{V_{n-1}} \cdots \frac{V_3}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1}$$

$$= K_{v_n} \cdot K_{v_{(n-1)}} \cdots K_2 \cdot K_1 \quad (4.6)$$

Kat kazançlarından herbirinin modülü ve açısı frekansın fonksiyonu olarak

$$K_{v_i} = |K_{v_i}| \angle \varphi_{v_i}$$

şeklinde ifade edilirse toplam kazancın modülü ve açısı

$$|K_{VT}| = |K_{v_1}| \cdot |K_{v_2}| \cdots |K_{v_n}|$$

$$\varphi_{VT} = \varphi_{v_1} + \varphi_{v_2} + \cdots + \varphi_{v_n}$$

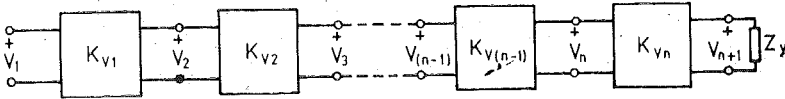
olarak hesaplanabilir.

Benzer şekilde çok katlı bir akım kuvvetlendiricisinde toplam kazanç;

$$K_{IT} = K_{i_1} \cdot K_{i_2} \cdots K_{i_n} \quad (4.7)$$

$$K_{IT} = |K_{i_1}| \cdot |K_{i_2}| \cdots |K_{i_n}|$$

$$\varphi_{IT} = \varphi_{i_1} + \varphi_{i_2} + \cdots + \varphi_{i_n}$$



Şekil 4.7. Gerilim kazançları $K_{v_1}, K_{v_2}, \dots, K_{v_n}$ olan n tane katın art arda bağlanması ile oluşturulan n katlı kuvvetlendirici. Son katın yükü Z_y , öteki katların yükleri ise bir sonraki katın giriş empedansıdır.

güç kazancı ise

$$K_{GT} = K_{G1} \cdot K_{G2} \cdots K_{Gn} \quad (4.8)$$

bağıntıları ile hesaplanabilir.

4.1.3. Bağlı Kazanç ve «Desibel» Tanımı.

Birçok hallerde bir gücü bir başka güce göre logaritmik eşelde bağlı olarak ifade etmek faydalı olur. Kullanılan eşelin birimi «desibel» dir; dB sembolü ile gösterilir ve

$$N \text{ (dB)} = 10 \log (P/P_r) \quad (4.9)$$

bağıntısı ile tanımlanır. Özel olarak P yerine bir kuvvetlendiricinin çıkış gücü (P_2), P_r referans gücü yerine de bu kuvvetlendiricinin giriş gücü (P_1) alınırsa

$$N \text{ (dB)} = 10 \log (P_2/P_1) = 10 \log K_G \quad (4.10)$$

olur ve kuvvetlendiricinin güç kazancını dB olarak ifade eder. Bu duruma göre, örneğin, girişine uygulanan 10 mW lık bir işaret gücü için çıkışındaki yüke 1 W lık bir güç veren bir kuvvetlendirici için

$$\begin{aligned} 10 \log \frac{P_2}{P_1} &= 10 \log \frac{1000 \text{ mW}}{10 \text{ mW}} \\ &= 20 \text{ dB} \end{aligned}$$

olduğundan, *kuvvetlendiricinin güç kazancı 20 dB dir yahut çıkış gücü giriş gücünden 20 dB yüksektir* denir.

Çıkış gücü giriş gücünden daha küçük olan bir devrede (bir zayıflatıcıda) P_2/P_1 olarak tanımladığımız güç kazancı 1 den küçük olduğundan bunun dB olarak değeri negatif bir büyüklük olacaktır.

Giriş direnci R_1 , yük direnci R_y olan bir kuvvetlendiricide

$$P_1 = \frac{V_1^2}{R_1}, \quad P_2 = \frac{V_2^2}{R_y}$$

olduğundan, dB olarak güç kazancı

$$\begin{aligned} N \text{ (dB)} &= 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \frac{V_1^2/R_1}{V_2^2/R_y} \\ &= 20 \log \frac{V_2}{V_1} + 10 \log \frac{R_1}{R_y} \end{aligned}$$

şeklinde ifade edilebilir. $R_1=R_y$ özel hali için bağıntı

$$N \text{ (dB)} = 20 \log (V_2/V_1) \quad (4.11)$$

olur. Bu duruma göre güç kazancının dB olarak değeri, V_2/V_1 oranı (gerilim kazancı) cinsinden yukardaki bağıntı ile bulunabilir. Buna *gerilim kazancının —yahut gerilimler oranının— dB olarak değeri* de denir. Ancak, güç kazancının dB olarak değeri ile gerilim kazancının dB olarak değerinin, güçlerin harcandıkları dirençlerin eşit olması halinde aynı olacakları unutulmamalıdır. Yukarda gerilim kazancı —yahut herhangi bir ge-

rilimler oranı— için çıkartılmış olan bağıntının benzeri, akım kazancı—yahut iki akımın oranı— için de çıkartılabilir:

$$N \text{ (dB)} = 20 \log (I_2/I_1)$$

Bu bağıntı ile bulunan N değerinin, I_1 ve I_2 akımları sebebi ile açığa çıkan güçlerin oranından gidilerek bulunan N değerine eşit çıkması yine, dirençlerin eşit olması şartına bağlıdır. Çeşitli akım, gerilim yahut güç oranlarına karşı düşen dB değerleri Şekil 4.8. de bir grafikte verilmiştir.

Desibel tanımı özellikle çok katlı bir kuvvetlendiricinin yahut daha genel olarak, art arda bağlı çok sayıda bölümden oluşan bir işaret iletim dizisinin toplam kazancının hesaplanmasında yararlı olur. Örnek olarak Şekil 4.7. deki çok katlı kuvvetlendiriciyi göz önüne alalım. Katların güç kazançları sırası ile P_2/P_1 , P_3/P_2 , P_4/P_3 , ..., P_n/P_{n-1} ise toplam güç kazancının

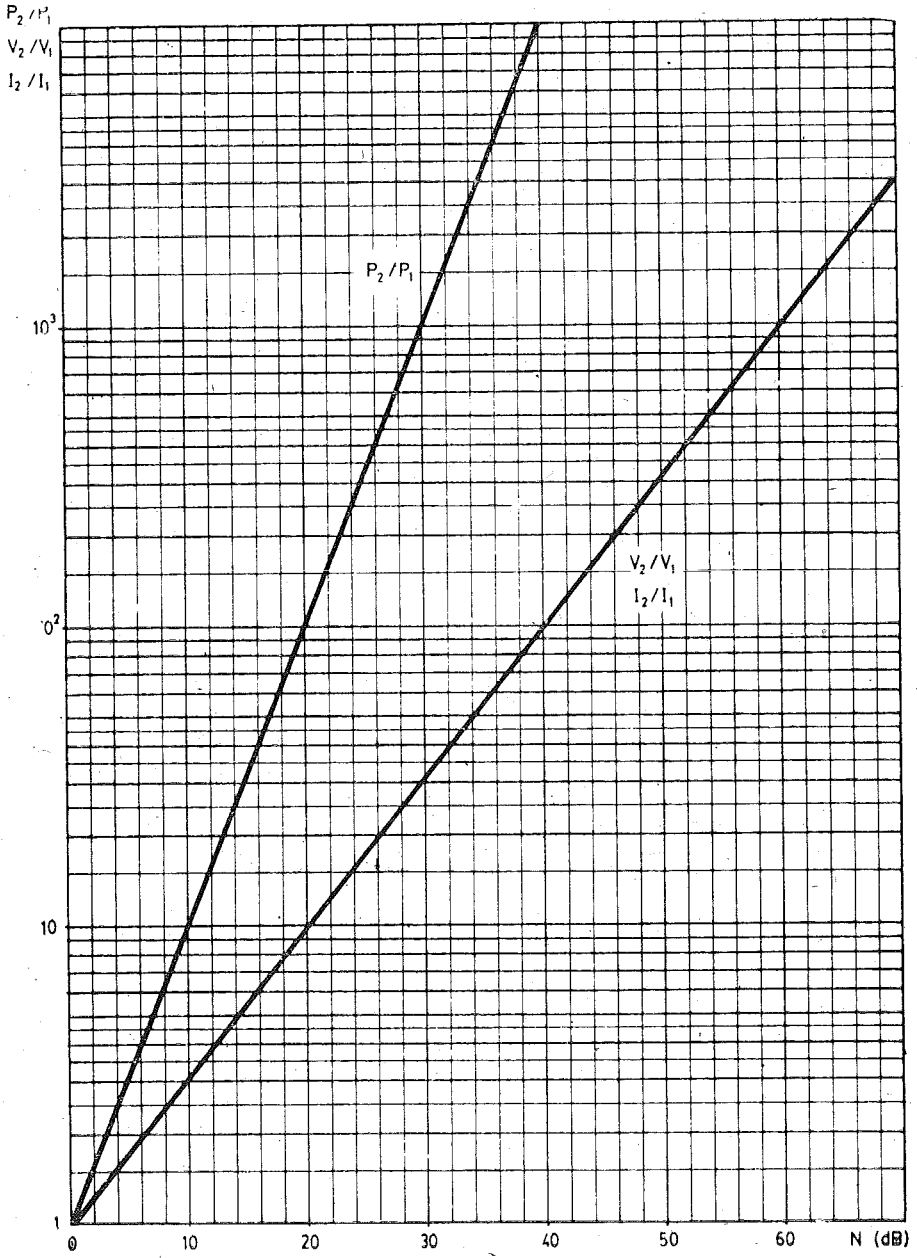
$$K_{GT} = \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{P_3}{P_2} \cdots \frac{P_n}{P_{n-1}}$$

olduğunu biliyoruz. K_G yi dB olarak ifade etmek istersek

$$\begin{aligned} N_T(\text{dB}) &= 10 \log \frac{P_n}{P_1} \\ &= 10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{P_3}{P_2} \cdot \frac{P_4}{P_3} \cdots \frac{P_n}{P_{n-1}} \right) \quad (4.12) \\ &= 10 \log \frac{P_2}{P_1} + 10 \log \frac{P_3}{P_2} + 10 \log \frac{P_4}{P_3} + \dots + 10 \log \frac{P_n}{P_{n-1}} \\ &= N_1 + N_2 + N_3 + \dots + N_n \end{aligned}$$

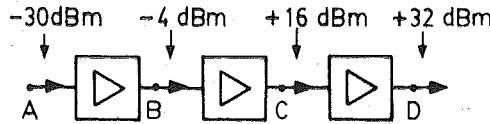
bulunur. Demek oluyor ki çok katlı bir kuvvetlendiricide dB olarak toplam kazanç, kat kazançlarının dB olarak değerlerinin toplamına eşittir. Benzer bağıntılar akım kazancı ve gerilim kazancı için de çıkartılırsa yine aynı sonuç bulunur :

$$\begin{aligned} N_T(\text{dB}) &= 20 \log \frac{V_n}{V_1} \\ &= 20 \log \left(\frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_3}{V_2} \cdot \frac{V_4}{V_3} \cdots \frac{V_n}{V_{n-1}} \right) \quad (4.13) \\ &= 20 \log \frac{V_2}{V_1} + 20 \log \frac{V_3}{V_2} + \dots + 20 \log \frac{V_n}{V_{n-1}} \\ &= N_1 + N_2 + \dots + N_n \end{aligned}$$



Şekil 4.8. Güç, gerilim ve akım oranlarının dB karşılıkları.

Güçlü bir referans güce göre dB olarak ifade edilirken, herhangi bir güç referans alınabilir. Ancak, keyfi olarak seçilecek farklı farklı referans güçler kullanmaktan doğacak karışıklığı önlemek amacı ile haberleşme tekniğinde referans güç olarak 1 mW kabul edilmiştir. 1 mW'a göre dB olarak ifade edilen güçler, bu belirli referans güce göre ifade edildiklerini belirtmek üzere ayrı bir birimle (dBm) ölçülür. Alçak frekanslarda kullanılan ses ve haberleşme düzenlerinde gerilim referansı olarak da 0,775 V (içinde 1 mW lık bir güç harcanan 600 ohm'luk bir direncin uçları arasındaki gerilim) kabul edilmiştir. (*) Şekil 4.9. da çok katlı bir kuvvetlendiricinin blok şeması verilmiş ve çeşitli noktalarındaki güç seviyeleri dBm olarak gösterilmiştir. Buna göre katların kazançları sırası ile 26 dB, 20 dB ve 16 dB, toplam kazanç ise 62 dB dir. Şekil üzerindeki



Şekil 4.9. Çok katlı bir kuvvetlendiricinin çeşitli noktalarındaki işaret seviyeleri.

bilgilerden çeşitli noktalarındaki güçlerin gerçek değerleri de hesaplanabilir. Örneğin kuvvetlendiricinin girişine uygulanan güç -30 dBm, yani 1 mW dan 30 dB aşağıdır. Hesaplanırsa,

$$N_A = 10 \log \frac{P_A}{1 \text{ mW}} = -30 \text{ dBm}$$

$$\log \frac{P_A}{1 \text{ mW}} = -3$$

$$\frac{P_A}{1 \text{ mW}} = \frac{1}{1000}$$

$$P_A = 10^{-3} \text{ mW} = 1 \mu\text{W}$$

bulunur. Benzer şekilde çıkış gücü hesaplanırsa

(*) Uygulamada çeşitli referans seviyeleri ve empedans değerleri için tanımlanmış çok sayıda dB birimi kullanılmaktadır. Bunların dBm den sonra en önemli olanları mikrodalga tekniğinde kullanılan dBW (referans güç seviyesi 1 W) ve video işaretlerinin iletiminde kullanılan dBmV (referans gerilim seviyesi 75 ohm'un uçlarında 1 mV) dur.

$$N_D = 10 \log \frac{P_D}{1 \text{ mW}} = 32 \text{ dBm}$$

$$P_D = 1585 \text{ mW} = 1,585 \text{ W}$$

çıkar.

4.2. Temel Kuvvetlendirici Devreleri.

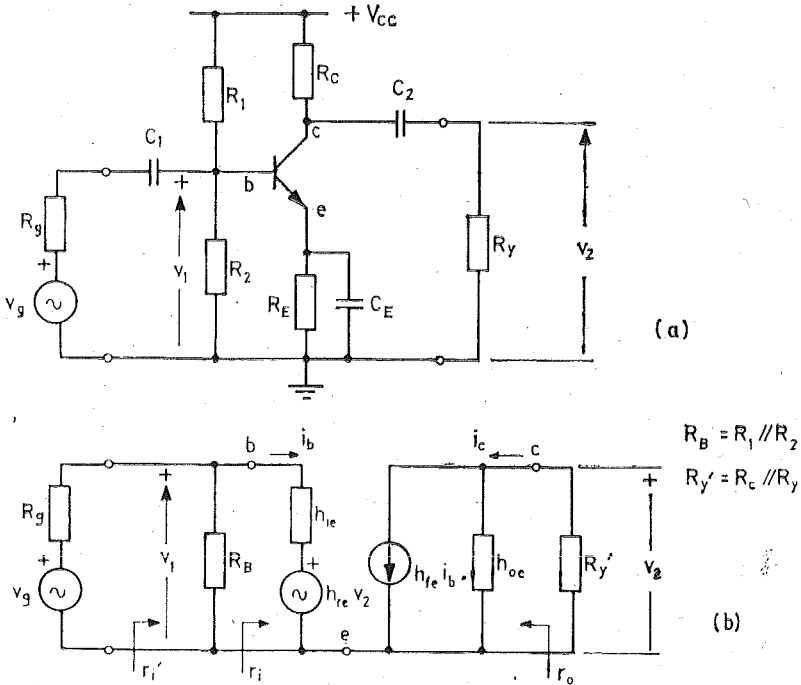
Bipolar tranzistor, alan etkili tranzistor v.b. bir akım kontrol elemanının kuvvetlendiricilerin gerçekleştirilmesinde kullanılabileceklerine daha önce değinilmiş ve Kısım 3.4.3. de bir tranzistordan kuvvetlendirici olarak nasıl yararlanılabileceği kısaca anlatılmıştı. Bu bölümde konu daha ayrıntılı olarak ele alınacak, temel kuvvetlendirici devreleri önemli devre özellikleri bakımından incelenecektir. Bu incelemelerde kuvvetlendiricilerin kutuplama elemanlarının devre özellikleri üzerindeki etkileri de göz önünde bulundurulacaktır. Devrelerin temel davranışlarının berrak bir şekilde kavranabilmesi için elemanların, yüksek frekanslarda etkili olmaya başlayan elektrodlar arası kapasiteleri ihmal edilecek, bağlama ve köprüleme kondansatörlerinin ise değişken işaretler bakımından (en alçak frekanslı bileşenler için bile) kısa devre sayılabilecek kadar büyük kapasiteli oldukları kabul edilecektir. Devre özelliklerinin frekansa bağlı olarak değişimleri ilerde, Bölüm — 5 de de ele alınmıştır.

4.2.1. Ortak Emetörlü Devre.

Tranzistorlu temel kuvvetlendirici katları arasında en çok kullanılan giriş ucu baz, çıkış ucu kolektör, giriş ve çıkış için ortak ucu emetör olan ve *ortak emetörlü devre* (yahut emetör montajı) adı ile anılan devredir. Bu devre tipinin önemli özelliği, giriş ve çıkış dirençlerinin, art arda bağlama halinde yüksek bir kat kazancı elde etmeye elverişli olmalarıdır.

Şekil 4.10. (a) da tipik bir ortak emetörlü kuvvetlendirici devresi kutuplama elemanları (R_1 , R_2 , R_E ve C_E) ile birlikte verilmiştir. Kuvvetlendirilecek değişken gerilimi üreten v_s işaret kaynağı devrenin girişine C_1 bağlama kondansatörü ile bağlanmıştır. Çıkışa C_2 bağlama kondansatörü ile bağlanmış olan R_c direnci ise ya bir sonraki kuvvetlendiricinin giriş direncini ya da kuvvetlendirilmiş işaretin kullanılacağı elemanı (örneğin bir ölçü aletini yahut dönüştürücüyü) temsil eder.

Devrenin küçük genlikli değişken işaretler bakımından eşdeğeri Şekil 4.10. (b) de verilmiştir. Bu eşdeğer devre çizilirken:



Şekil 4.10. (a) Tipik bir ortak emetörlü kuvvetlendirici devresi, (b) Kuvvetlendiricinin küçük genlikli değişken işaretler bakımından eşdeğeri.

a) Transistörün yerine h eşdeğer devresi konulmuştur (eşdeğer devredeki h parametrelerinin değerleri, R_1 , R_2 , R_E , R_C ve V_{CC} nin birlikte belirledikleri Q çalışma noktasına ilişkin parametre değerleridir!)

b) Bağlama ve köprüleme kondansatörleri değişken işaretler bakımından kısa devre kabul edilmiştir.

c) V_{CC} doğru akım besleme kaynağı, iç direnci genellikle çok küçük olduğu için, değişken işaretler bakımından kısa devre kabul edilmiştir. Bu nedenle R_1 ve R_2 baz bölücü dirençleri, bunların paralel eşdeğeri olan R_B direnci ile, R_C ve R_Y dirençleri de R_Y' direnci ile temsil edilmiştir.

Kuvvetlendiricinin küçük genlikli değişken işaretler bakımından önemli özellikleri;

Girişten çıkışa gerilim kazancı :

$$K_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-h_{fe} \cdot R_y'}{h_{ie} + [\Delta h_o] \cdot R_y'} \quad (4.14)$$

Tranzistorun baz-emetör giriş direnci :

$$r_i = \frac{v_1}{i_b} = \frac{h_{ie} + [\Delta h_o] \cdot R_y'}{1 + h_{oe} \cdot R_y'} \quad (4.15)$$

Tranzistorun kolektör-emetör çıkış direnci :

$$r_o = \frac{v_2}{i_c} = \frac{h_{ie} + R_g'}{[\Delta h_o] + h_{oe} \cdot R_g'} \quad (4.16)$$

bağıntıları ile hesaplanabilir. ($R_g' = R_g // R_B$ ve $[\Delta h_o]$ nin değeri 3,59 bağıntılarında da belirtildiği gibi $h_{ie} \cdot h_{oe} - h_{re} \cdot h_{fe}$ dir). Uygulamada genellikle daha önemli olan kutuplama dirençleri ile birlikte *devrenin toplam giriş direnci* :

$$r_i' = (r_i // R_B) = \frac{r_i \cdot R_B}{r_i + R_B} \quad (4.17)$$

ve kaynaktan çıkışa gerilim kazancı ise

$$K_{vk} = \frac{v_2}{v_g} = \frac{y_1}{v_g} \cdot \frac{v_2}{v_1}$$

$$K_{vk} = \frac{r_i'}{r_i' + R_g} \cdot K_v \quad (4.18)$$

dir.

Tranzistorun h_{re} parametresinin değerce çok küçük olduğu göz önünde bulundurulursa (4.14) ... (4.16) bağıntıları önemli ölçüde basitleştirilebilir. Gerçekten, eşdeğer devre $h_{re} \cdot v_2$ bağımlı kaynağı ihmal edilerek çizilirse (Şekil 4.11.), buradan gerilim kazancı ile giriş ve çıkış dirençleri kolayca hesaplanabilir :

$$v_2 = -h_{fe} \cdot i_b \cdot R \quad , \quad R = R_y' // (1/h_{oe})$$

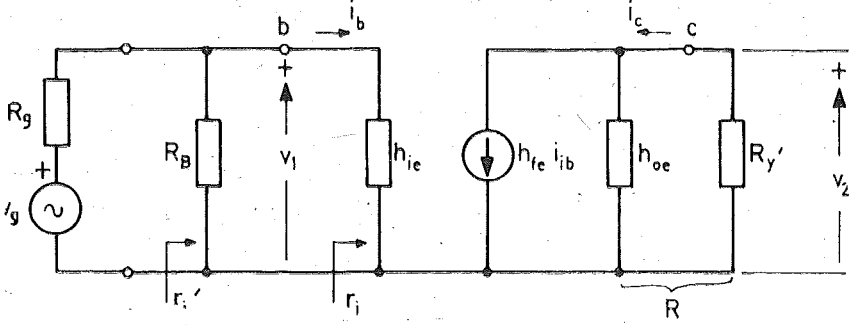
$$v_1 = i_b \cdot h_{ie}$$

$$K_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{h_{fe} \cdot R}{h_{ie}} \quad (4.19)$$

$$r_i = h_{ie} \quad (4.20)$$

$$r_o = 1/h_{oe} \quad (4.21)$$

Yukardaki bağıntılarda h_{ie} parametresini tranzistorun fiziksel parametreleri cinsinden ifade eden



Şekil 4.11. h_{re} nin değerce çok küçük olması göz önünde bulundurularak, $h_{re} \cdot v_{ce}$ bağımlı kaynağının ihmal edilmesi ile çizilen basitleştirilmiş eşdeğer devre.

$$h_{ie} \approx h_{fe} \cdot r_e \quad (3.73)$$

bağıntısı kullanılırsa

$$K_v \approx - \frac{h_{fe} \cdot R}{h_{fe} \cdot r_e} = - \frac{R}{r_e}$$

ve genellikle $1/h_{oe} \gg R_y'$ eşitsizliğinin gerçekleştiği göz önünde bulundurularak $R = R_y'$ yazılırsa

$$K_v \approx -R_y'/r_e \quad (4.22)$$

bulunur. Bu çok basit kazanç bağıntısının payı, tranzistorun çıkışına paralel gelen toplam paralel dirençten, paydası ise sükünetteki emetör doğru akımına bağlı olarak

$$r_e \approx V_T/I_{EQ} \quad (3.64)$$

bağıntısı ile hesaplanabilen r_e direncinden ibarettir.

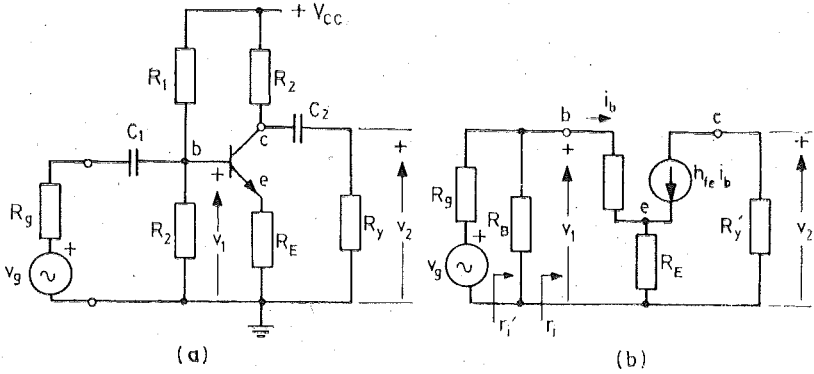
Gerek (4.22) bağıntısı, gerekse (4.20) ve (3.73) bağıntılarının verdiği

$$r_i \approx h_{ie} \cdot r_e \quad (4.23)$$

giriş direnci bağıntısı tranzistorlu kuvvetlendiricilerin yaklaşık analizinde çok kullanılan, basit bağıntılardır. Tranzistorlar için kataloglarda verilen parametre değerlerinin toleransları genellikle çok yüksek olduğundan, aslında, yaklaşık olmayan bağıntıların kullanılması ile yapılan hesaplar da çoğu zaman gerçeğe uygun sonuçlar vermez (Problem 4, 5 ve 6 ya bakınız). Bu da (4.22) ve (4.23) bağıntılarının çok kullanılmasının bir başka nedenidir.

4.2.2. Emetör Direnci Köprülenmemiş Ortak Emetörlü Devre.

Şekil 4.10. (a) da verilmiş olan ortak emetörlü devrede R_E direncini köprüleyen C_E kondansatörü açık devre edilirse devre özellikleri üzerinde bazı önemli ve genellikle olumlu yönde değişiklikler ortaya çıkar. Bu nedenle Şekil 4.12. (a) daki emetör direnci köprülenmemiş ortak emetörlü



Şekil 4.12. (a) Emetör direnci köprülenmemiş ortak emetörlü devre. (b) Basitleştirilmiş eşdeğer devre (h_{re} ve h_{oe} parametreleri sıfır kabul edilmiştir). $R_y' = R_y // R_c$ ve $R_B = R_1 // R_2$ dir.

devre uygulamada çok kullanılır. Devrenin küçük genlikli değişken işaretler bakımından basitleştirilmiş eşdeğeri Şekil 4.12. (b) de verilmiştir.

Devrenin kazancı Şekil 4.12. (b) den kolayca hesaplanabilir :

$$v_1 = h_{ie} \cdot i_b + (h_{fe} + 1) i_b \cdot R_E$$

$$v_2 = -h_{fe} \cdot i_b \cdot R_y'$$

$$K_v = \frac{v_2}{v_1} = - \frac{h_{fe} \cdot R_y'}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E} \quad (4.24)$$

Genellikle $h_{fe} \gg 1$ olduğu göz önünde bulundurulur ve h_{ie} için (3.73) bağıntısı kullanılırsa kazanç

$$K_v \approx - \frac{R_y'}{r_e + R_E} \quad (4.25)$$

bulunur. Bu bağıntı emetör direnci köprülenmiş olan devrenin kazancını ifade eden (4.22) bağıntısı ile karşılaştırılırsa C_E kondansatörünün bağlanmamasının kazancı küçülttüğü görülür. Buna rağmen bu devrenin yay-

gın bir şekilde kullanılmasının nedeni, kazancın küçük olmakla beraber çalışma noktasına bağımlılığının azalmış olmasıdır. Gerçekten her iki devre için kazanç r_e yerine (3.64) bağıntısı ile verilmiş olan değeri konularak, I_{EQ} sükûnet akımı cinsinden yazılıp K_v nin I_{EQ} ya göre bağlı duyarlılıkları hesaplanırsa emetör direnci köprülenmiş devrede

$$S(K_v, I_{EQ}) = \frac{\frac{dK_v}{K_v}}{\frac{dI_{EQ}}{I_{EQ}}} = 1 \quad (4.26)$$

ve emetör direnci köprülenmemiş devrede

$$\frac{dK_v}{K_v} = \frac{1}{1 + \frac{R_E I_{EQ}}{V_T}} \cdot \frac{dI_{EQ}}{I_{EQ}}$$

$$S(K_v, I_{EQ}) = \frac{1}{1 + \frac{V_{EQ}}{V_T}} \quad (4.27)$$

bulunur. (4.26) bağıntısına göre, emetör direnci köprülenmiş bir devrede I_{EQ} sükûnet akımı ne oranda değişirse kazanç da aynı oranda değişir. Emetör direnci köprülenmemiş bir devrede ise, (4.27) bağıntısına göre, aynı oranda bir I_{EQ} değişimi için kazançtaki değişim $(1 + V_{EQ}/V_T)$ defa daha küçük olacaktır. Devrede $R_E \gg r_e$ şartı sağlandığında ise (4.25) bağıntısı

$$K_v \simeq -R_v'/R_E \quad (4.28)$$

şeklini alır; yani tranzistor parametrelerinden, dolayısı ile çalışma noktasından tamamen bağımsız hâle gelir.

Bir devrede sükûnet halindeki I_{EQ} emetör doğru akımının değişmesi başlıca iki şekilde ortaya çıkabilir: (a) Çevre sıcaklığının yahut V_{CC} besleme kaynağı geriliminin değişmesi nedeni ile I_{EQ} nun değişmesi, (b) devrede kullanılan tranzistorun değiştirilmesi halinde, h_{FE} nin farklı değerde olması nedeni ile I_{EQ} nun değişmesi. Hangi nedenden kaynaklanırsa kaynaklansın I_{EQ} nun değişmesinin en önemli devre büyüklüğü olan *kazanç*'i az etkilemesi daima istenilen, önemli bir özelliktir ve emetör direnci köprülenmemiş devre bu nedenle daha çok kullanılır.

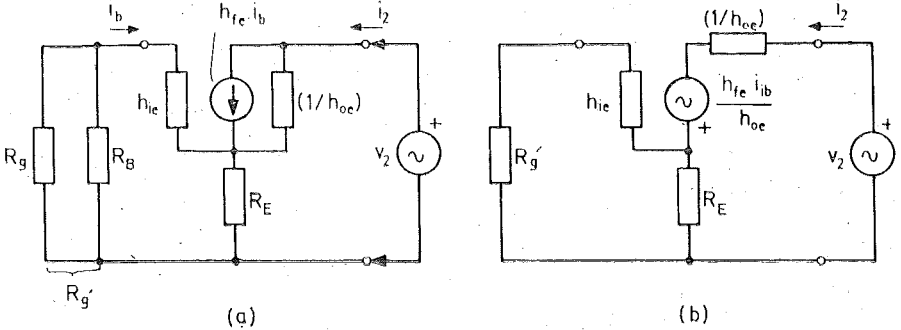
Devrenin $r_i = v_i/i_b$ giriş direnci de Şekil 4.12. (b) den kolayca hesaplanabilir :

$$r_i = h_{ie} (r_e + R_E) \quad (4.29)$$

Genellikle ısı kararlılığın iyi olması için büyük R_E değerleri kullanıldığından, yani $R_E \gg r_e$ olduğundan, giriş direnci emetör direncinin köprülenmiş olması haline göre önemli ölçüde büyük olur. Ancak devrenin toplam giriş direnci r_i den ibaret değildir; r_i ile R_B nin paralel eşdeğeri. R_B ise ısı kararlılığın yüksek olması amacı için fazla büyük yapılamaz. Bu nedenle emetör direnci köprülenmemiş kuvvetlendirici devrelerinde r_i' direncini belirleyen asıl etken R_B nin değeri olur.

Şekil 4.12. (a) daki devrenin çıkış direnci 4.12. (b) eşdeğer devresinden hesaplanırsa, sonsuz çıkar. Gerçekle bağdaşmayan bu durumun nedeni, tranzistorun $1/h_{oe}$ çıkış direncinin sonsuz kabul edilmiş olmasıdır. Öyleyse eşdeğer devrenin h_{oe} ihmal edilmeden, yeniden çizilip çıkış direncinin buradan hesaplanması gerekir. Şekil 4.13. (a) daki eşdeğer devreye tranzistorun h_{oe} si de dahil edilmiştir. Ayrıca r_o çıkış direnci hesaplanacağından girişteki bağımsız gerilim kaynağı kısa devre edilmiş, çıkışa bir v_2 kaynağı uygulanmıştır. Devrenin çıkış direnci $r_o = v_2/i_2$ dir. Bu oran $h_{fe} \cdot i_b$ bağımlı kaynağı ve buna paralel $1/h_{oe}$ direnci yerine gerilim kaynağı eşdeğeri konulursa daha kolay hesaplanabilir (Şekil 4.13. b);

Giriş çevresinden;



Şekil 4.13. Çıkış direncinin hesabında kullanılan eşdeğer devreler.

$$0 = i_b (R_g' + h_{ie} + R_E) + i_2 R_E$$

Çıkış çevresinden;

$$v_2 + \frac{h_{fe}}{h_{oe}} i_b = (i_b + i_2) R_E + i_2 \frac{1}{h_{oe}}$$

ve ara işlemlerden sonra

$$r_o = \frac{1}{h_{oc}} \frac{(1+h_{fe})R_E + (R_g' + h_{ie})_i(1+h_{oe}R_E)}{R_g' + h_{ie} + R_E}$$

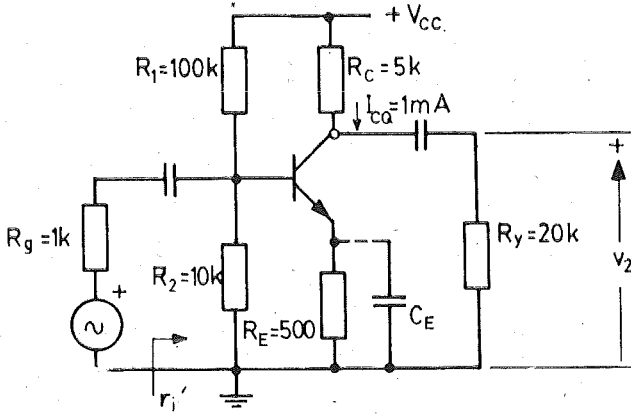
ve genellikle $1/h_{oe} \gg R_E$, $h_{fe} \gg 1$ olduğu göz önünde bulundurulursa

$$r_o \approx \frac{1}{h_{oe}} \left[\frac{R_g' + h_{ie} + R_E h_{fe}}{R_g' + h_{ie} + R_E} \right] \quad (4.30)$$

elde edilir.

Örnek :

Şekil 4.14. deki devrede (a) C_E köprüleme kondansatörü devrede iken, (b) C_E kondansatörü devrede yokken, (1) r_i' giriş direncini, (2) K_v ve K_{v_k} gerilim kazançlarını ve K_v 'nin I_{EQ} ya duyarlıklarını, (3) r_o çıkış direncini hesaplayınız.



Şekil 4.14. Transistörün bu devredeki çalışma noktası için parametreleri $h_{FE} \approx h_{fe} = 200$, $h_{ie} = 5 \text{ k ohm}$, $h_{oe} = 20 \mu\text{S}$ ve $h_{re} \approx 0$ olarak verilmiştir.

(a1) C_E devrede iken r_i giriş direnci (4.20) bağıntısına göre h_{ie} , 5 k ohm 'dur. r_i' direnci r_i ile R_B 'nin (yani R_1 ile R_2 nin paralel eşdeğerinin) paralel eşdeğeridir. Buradan,

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 9,1 \text{ k ohm}$$

$$r_i' = \frac{R_B \cdot r_i}{R_B + r_i} = 3,23 \text{ k ohm}$$

bulunur.

(a2) K_v gerilim kazancı (4.19) bağıntısından hesaplanabilir. Bağıntıdaki R direnci tranzistorun çıkış direnci ($r_{oe}=1/h_{oe}=50$ k ohm) ile R_c ve R_y nin paralel eşdeğeri, yani

$$R = \frac{r_{oe} \cdot R_c \cdot R_y}{r_{oe} \cdot R_c + r_{oe} R_y + R_c R_y} = 3,7 \text{ k ohm}$$

dur. Bu değer ve Şekil 4.14. de verilmiş olan parametre değerleri kullanılarak

$$K_v = - \frac{200 \cdot 3,7 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} = - 148$$

bulunur. Kaynaktan çıkışa gerilim kazancı (4.18) bağıntısı yardımı ile hesaplanabilir :

$$K_{vk} = \frac{3,23 \cdot 10^3}{3,23 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3} \cdot (-148) = -113$$

K_v nin $I_{CQ} \approx |I_{EQ}|$ nin değişimlerine karşı bağıl duyarlılığı 1 dir. Yani I_{CQ} ne oranda değişirse K_v de aynı oranda değişir.

(a3) Emetör direnci köprülenmiş devrenin çıkış direnci $h_{re}=0$ olduğunda $1/h_{oe}$ den ibarettir, yani 50 k ohm'dur.

Şimdi C_E açık devre ikenki devre büyüklüklerini hesaplayalım :

(b1) Bu durum için r_i , (4.29) bağıntısından hesaplanabilir. $r_e = V_T / |I_{EQ}| = 25$ ohm'dur. O halde

$$r_i = 200 (25 + 500) = 105 \text{ k ohm}$$

yani emetör direnci köprülenmiş olan devrenin 5 k ohm olan r_i giriş direncine göre önemli ölçüde büyüktür. Ancak R_1 ve R_2 buna paralel geldiğinden r_i' toplam giriş direnci aynı oranda büyük çıkmaz. R_1 ve R_2 nin paralel eşdeğeri $R_B = 9,1$ k ohm idi. O halde

$$r_i' = \frac{r_i \cdot R_B}{r_i + R_B} = 8,37 \text{ k ohm}$$

olur, yani büyük ölçüde R_B tarafından belirlenir.

(b2) K_v gerilim kazancı (4.25) bağıntısından

$$K_v \approx - \frac{4 \cdot 10^3}{25 + 100} = - 7,6$$

bulunur. Yani kazanç emetör direncinin köprülenmiş olması haline göre önemli ölçüde azalmıştır. Ancak bunun I_{CQ} ya duyarlılığı (4.27) bağıntısından, $V_{EQ} = |I_{EQ}| \cdot R_E \approx I_{CQ} \cdot R_E = 500 \text{ mV}$ ve $V_T = 25 \text{ mV}$ değerleri kullanılarak hesaplanırsa

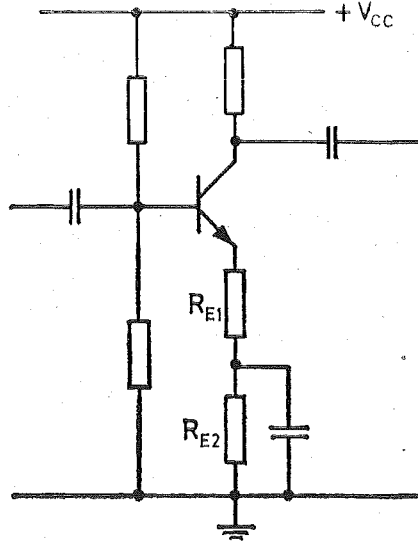
$$S(K_v, I_{EQ}) = \frac{1}{1 + \frac{500}{25}} = 0,047$$

çıkar, yani öteki devreye göre 21 defa daha küçüktür.

K_{vk} kazancı ise yine (4.18) bağıntısı yardımı ile

$$K_{vk} = \frac{8,37 \cdot 10^3}{8,37 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3} \cdot (-7,6) = -6,79$$

bulunur.



Şekil 4.15. Emetör direncinin bir bölümü köprülenmiş ortak emetörlü kuvvetlendirici.

(b3) Emetör direncinin köprülenmemiş olması hali için çıkış direnci (4.30) bağıntısı ile verilmiştir. Değerler yerine konursa

$$r_o \approx 1,61 \text{ M ohm}$$

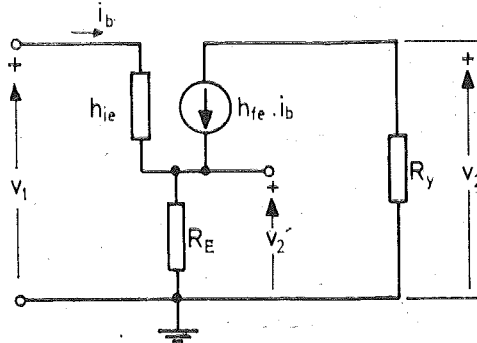
bulunur; yani tranzistorun çıkış direncine göre önemli ölçüde büyüktür.

Yukardaki örnekte de görüldüğü gibi emetör direncini köprüleyen C_E kondansatörünün kullanılmaması gerilim kazancının önemli ölçüde küçülmesine yol açar. Özellikle ısıl kararlılığın yüksek olmasını sağlamak amacı ile büyük değerli emetör direnci kullanılan devrelerde kazanç aşırı derecede küçülür. Bu durumun önüne geçmenin bir yolu, R_E direncinin bir bölümünü köprülemektir. Şekil 4.15. de verilmiş olan böyle bir devrede ısıl kararlılık bakımından etkili olan emetör —doğru akım— direnci $(R_{E1} + R_{E2})$ olduğu halde kazanç ve giriş direnci üzerinde etkili olan direnç R_{E1} den ibarettir.

4.2.2.1. Emetördeki Değişken Gerilimden Yararlanma : Simetrik Çıkışlı

Kuvvetlendirici.

Şekil 4.12. deki emetör direnci köprülenmemiş kuvvetlendiricide emetör ucundaki gerilim de giriş gerilimi ile değişen bir gerilimdir. Şekil 4.16. daki eşdeğer devrede v_2' ile gösterilmiş olan bu yeni çıkış gerilimini v_1 giriş gerilimine bağlı olarak veren bağıntı, yahut $K_{v'} = v_2'/v_1$ gerilim kazancı kolayca hesaplanabilir :



Şekil 4.16. v_2' emetör çıkış geriliminin hesabında kullanılan basitleştirilmiş eşdeğer devre. R_E' , v_2' çıkışına bağlanan değişken işaret yük direnci ile R_E nin paralel eşdeğerini göstermektedir.

$$v_1 = i_b [h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E']$$

$$v_2' = (h_{fe} + 1) i_b \cdot R_E'$$

$$K_{v'} = \frac{v_2'}{v_1} = \frac{(h_{fe} + 1) R_E'}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E'}$$

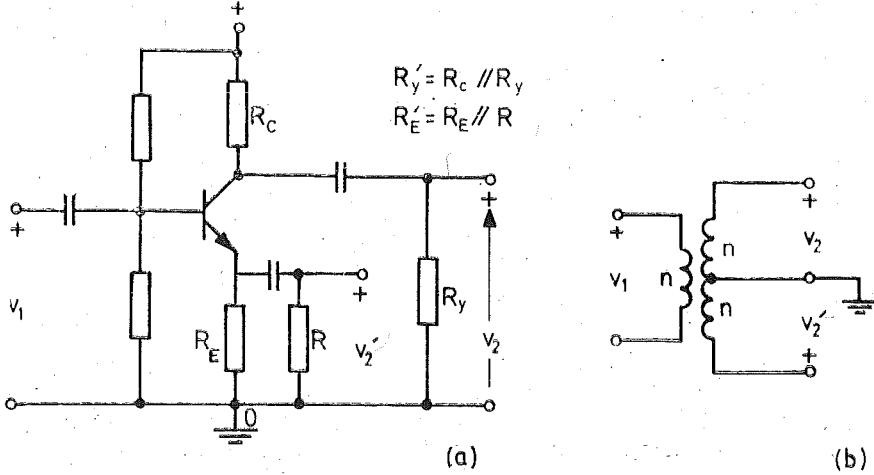
$$K_v' = \frac{1}{1 + \frac{h_{ie}}{(h_{fe} + 1)R_{E'}}} \quad (4.31)$$

Bu bağıntıda $h_{ie} = h_{fe} r_o$ eşitliği kullanılır ve $h_{fe} \gg 1$ olduğu da göz önüne alınırsa

$$K_v' = \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_{E'}}} \quad (4.32)$$

yazılabilir. Görüldüğü gibi kazanç pozitifdir (yani v_2' , v_1 ile aynı fazdadır) ve büyüklüğü, genellikle $R_{E'} \gg r_o$ olduğundan, yaklaşık olarak 1'e eşittir.

Devrede özel olarak $R_{E'} = R_y$ olması sağlanırsa (Şekil 4.17.) :



Şekil 4.17. (a) Simetrik çıkışlı kuvvetlendirici. $R_y' = R_{E'}$ yapılırsa zıt fazda olan v_2 ve v_2' çıkış gerilimleri eşit genlikli olur ve devre (b)deki simetrik çıkışlı transformatör yerine kullanılabilir.

$$K_v = \frac{v_2}{v_1} = - \frac{R_y'}{r_o + R_{E'}} = - \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_{E'}}} \approx -1$$

(4.33)

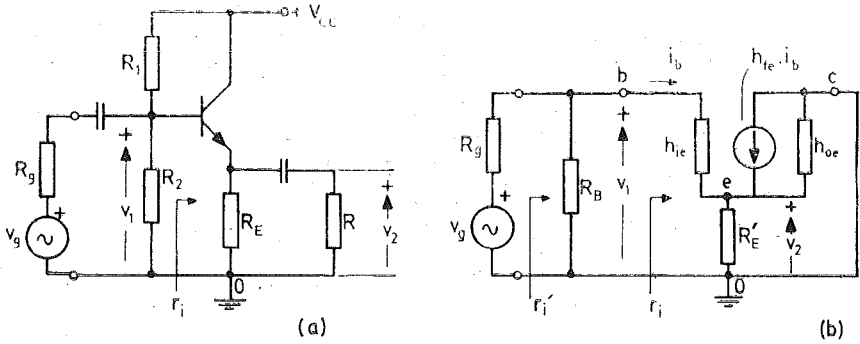
$$K_v' = \frac{v_2'}{v_1} = \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_{E'}}} \approx +1$$

olur. Yani devre bir v_1 giriş geriliminden eşit genlikli fakat zıt fazda iki işaret elde etmek için kullanılabilir.

4.2.3. Emetör Çıkışlı Devre.

Elektronik devrelerinde en çok kullanılan kuvvetlendirici türlerinden biri de Şekil 4.18 (a) da verilmiş olan *emetör çıkışlı devre*'dir. $R_C=0$ olduğu yani kolektör değişken işaretler bakımından toprak (referans) noktası ile aynı potansiyelde bulunduğu için devreye *ortak kolektörlü devre* yahut *kolektör montajı* adı da verilir.

Emetör çıkışlı kuvvetlendiricinin gerilim kazancı ile giriş ve çıkış dirençleri eşdeğer devresinden kolayca hesaplanabilir. Şekil 4.18. (b) de verilmiş eşdeğer devrede R_E' , R_E direnci ile R yük direncinin paralel eşdeğerini, R_B de R_1 ile R_2 nin paralel eşdeğerini göstermektedir. Değeri küçük olduğu için sonuç üzerindeki etkisi az olan h_{re} parametresi, basitlik sağlamak amacı ile sıfır kabul edilmiştir.



Şekil 4.18. (a) İşaret kaynağına ve R yük direncine kondansatörle bağlanmış bir emetör çıkışlı kuvvetlendirici. (b) Eşdeğer devre.

Eşdeğer devreden, genellikle $1/h_{oe} \gg R_E'$ ve $h_{re} \gg 1$ olduğu göz önünde bulundurularak

$$v_1 \approx i_b [h_{ie} + h_{re} \cdot R_E']$$

$$v_2 \approx h_{re} \cdot i_b \cdot R_E'$$

yazılabilir. Buradan,

$$K_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 + \frac{h_{ie}}{h_{re} \cdot R_E'}}$$

ve $h_{ie} = h_{fe} \cdot r_e$ olduğundan

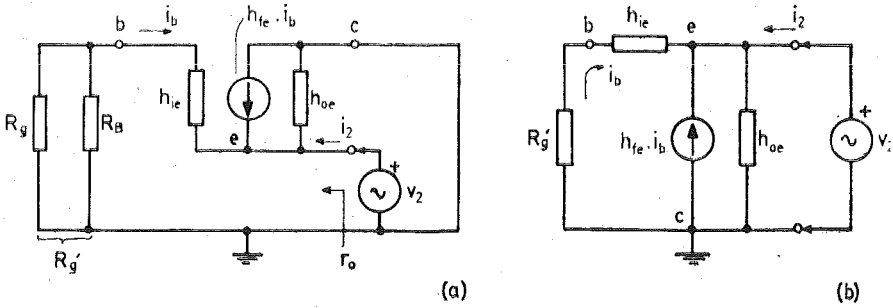
$$K_v \approx \frac{1}{1 + \frac{r_e}{R_E'}} \quad (4.34)$$

giriş direnci için de

$$\begin{aligned} r_i &= v_1 / i_b = h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E' \\ r_i &= h_{ie} (r_o + R_E') \end{aligned} \quad (4.35)$$

elde edilir.

Devrenin r_o çıkış direncini hesaplamak için (a) girişteki v_g gerilim kaynağını sıfır yapmak, (b) çıkış uçları arasında bir v_2 gerilim kaynağı uygulamak ve (c) bu kaynağın akıtacağı i_2 akımını bulmak gerekir (Şekil 4.19.):



Şekil 4.19. (a) Emetör çıkışı kuvvetlendiricinin r_o çıkış direncinin hesabında kullanılan eşdeğer devre, (b) Devrenin düzenlenmiş şekli.

e düğümü için

$$i_b + h_{fe} \cdot i_b - v_2 h_{oe} + i_2 = 0$$

$$i_b (h_{fe} + 1) - v_2 h_{oe} + i_2 = 0$$

dır. Ayrıca v_2 için

$$v_2 = -i_b (R_g' + h_{ie})$$

yazılabilir. Son iki bağıntı yardımı ile i_2/v_2 oranı hesaplanırsa

$$g_0 = \frac{i_2}{v_2} = h_{oe} + \frac{1 + h_{fe}}{h_{ie} + R_g'} \quad (4.36)$$

ve $h_{ie} = h_{fe} \cdot r_e$, $(1 + h_{fe}) \approx h_{fe}$ olduğundan

$$g_0 \approx h_{oe} + \frac{1}{r_e + \frac{R_E'}{h_{fe}}} \quad (4.37)$$

bulunur. Tranzistorun $1/h_{oe}$ çıkış direnci genellikle $\left(r_e + \frac{R_E'}{h_{fe}}\right)$ toplamına göre çok büyük olduğundan

$$g_0 \approx \frac{1}{r_e + \frac{R_E'}{h_{fe}}}$$

ve çıkış direnci için de

$$r_o \approx r_e + (R_E'/h_{fe}) \quad (4.38)$$

bağıntısı kullanılabilir.

Elde edilen sonuçlar toplu olarak aşağıda özetlenmiştir :

— Emetör çıkışlı devrenin gerilim kazancını veren (4.34) bağıntısına göre kazancın işareti pozitifdir; yani çıkış gerilimi giriş gerilimi ile aynı fazdadır.

— Kazanç daima 1'den küçüktür. $R_E' \gg r_e$ şartı altında yaklaşık olarak 1'e eşit olur (Pratikte bu şart genellikle oldukça iyi bir şekilde sağlanır).

— Giriş direnci daima h_{ie} den büyüktür. $R_E' \gg r_e$ şartı geçerli ise r_i giriş direnci çok büyük değerler alır (Örneğin $I_{EQ}=1$ mA, $R_E'=10$ k, $h_{ie}=200$ için $r_i \approx 2$ M ohm olur). Bu durumda devrenin r_i' toplam giriş direncini R_B belirler.

— (4.38) bağıntısı ile verilebilen çıkış direnci, özellikle R_E işaret kaynağı iç direncinin fazla büyük olmaması halinde, küçük bir değere sahiptir (Örneğin $I_{EQ}=1$ mA, $R_E=1$ k, $R_B=100$ k, $h_{ie}=200$ için $r_o \approx 30$ ohm olur).

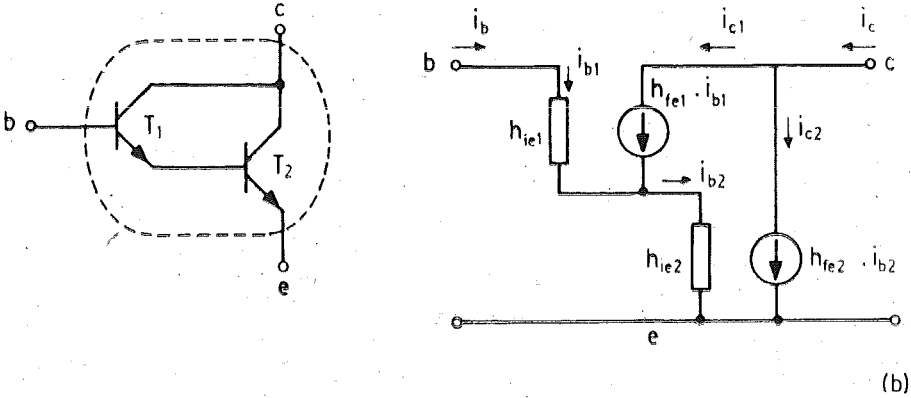
Bu özellikleri sebebi ile emetör çıkışlı devre —kendisi gerilim kazancı sağlamamakla beraber— büyük iç dirençli bir gerilim kaynağı ile, küçük giriş dirençli bir kazanç katı (örneğin ortak emetörlü kat) arasında yahut küçük değerli bir yük direnci ile büyük çıkış dirençli bir direnç katı arasında ara kat olarak kullanıldığında, gerilim kazancının yükselmesini dolaylı olarak sağlayabilir.

4.2.4. Darlington Çifti.

Gerek ortak emetörlü, gerekse emetör çıkışlı kuvvetlendiricilerde tranzistorun bazından görünen r_i giriş direnci tranzistorun h_{ie} paramet-

resi ile doğru orantılıdır. Belirli bir devre yapısı için mümkün olduğu kadar yüksek bir giriş direnci elde etmenin bir yolu çok yüksek h_{fe} li transistörler kullanmaktır. Günümüzde, gerilim kuvvetlendiricilerinde kullanılan küçük güçlü silisyum transistörlerde h_{fe} , «birkaç yüz» mertebesindedir. Baz genişliği çok küçük olan özel yapılı ve «süper kazançlı» adı verilen transistör tiplerinde bu değer «birkaç bin» mertebesinde olabilir. Ancak bunların —baz genişliğinin çok küçük olması nedeni ile— maksimum kollektör-emetör gerilimlerinin 1-2 V gibi çok küçük bir değere sahip olmaları, kullanım alanlarını önemli ölçüde sınırlar.

Yüksek h_{fe} elde etmenin ikinci bir yolu, iki transistörü Şekil 4.20. (a) da görüldüğü gibi bağlamaktır. Bu şekilde elde edilen üç uçlu elemana *Darlington çifti* adı verilir. Bir «bilesik transistör» gibi düşünülebilecek olan çiftin önemli küçük işaret parametreleri Şekil 4.20. (b)deki basit-



Şekil 4.20. Darlington çifti ve basitleştirilmiş eşdeğer devresi.

leştirilmiş eşdeğer devre yardımı ile hesaplanabilir. T_1 ve T_2 transistörlerinin parametreleri h_{ie1} , h_{fe1} ve h_{ie2} , h_{fe2} ile ve çiftin parametreleri de h_{ie} , h_{fe} ile gösterilirse;

$$i_b = i_{b1}$$

$$i_c = i_{c1} + i_{c2}$$

$$i_{b2} = (h_{fe1} + 1) i_{b1}$$

olduğundan

$$v_{be} = i_{b1} h_{ie1} + i_{b2} h_{ie2}$$

$$v_{be} = i_b [h_{ie1} + (h_{fe1} + 1) h_{ie2}]$$

$$h_{ie} = h_{ie1} + (h_{fe1} + 1)h_{ie2} \approx h_{ie1} + h_{fe1} \cdot h_{ie2} \quad (4.39)$$

$$i_c = i_{b1} h_{fe1} + i_{b2} h_{fe2}$$

$$i_c = i_b [h_{fe1} + (h_{fe1} + 1)h_{fe2}]$$

$$h_{fe} = h_{fe1} + (h_{fe1} + 1)h_{fe2} \approx h_{fe1} + h_{fe1} \cdot h_{fe2} \\ = h_{fe1} (1 + h_{fe2})$$

$$h_{fe} \approx h_{fe1} \cdot h_{fe2} \quad (4.40)$$

elde edilir. Görüldüğü gibi h_{fe} , çifti oluşturan tranzistorların h_{fe} lerinin çarpımına eşittir, yani 10.000 mertebesinde h_{fe} değerleri kolayca elde edilebilir.

Darlington çiftinin h_{fe} sinin çok yüksek olması nedeni ile çok büyük giriş dirençli emetör çıkışlı kuvvetlendiricilerin, yahut çok büyük giriş dirençli ortak emetörlü kuvvetlendiricilerin gerçekleştirilmesine elverişli olduğu açıktır. Ancak böyle devrelerde tranzistorun bazını kutuplamak için kullanılan dirençler bu yüksek giriş direncinden yararlanılmasını engeller.

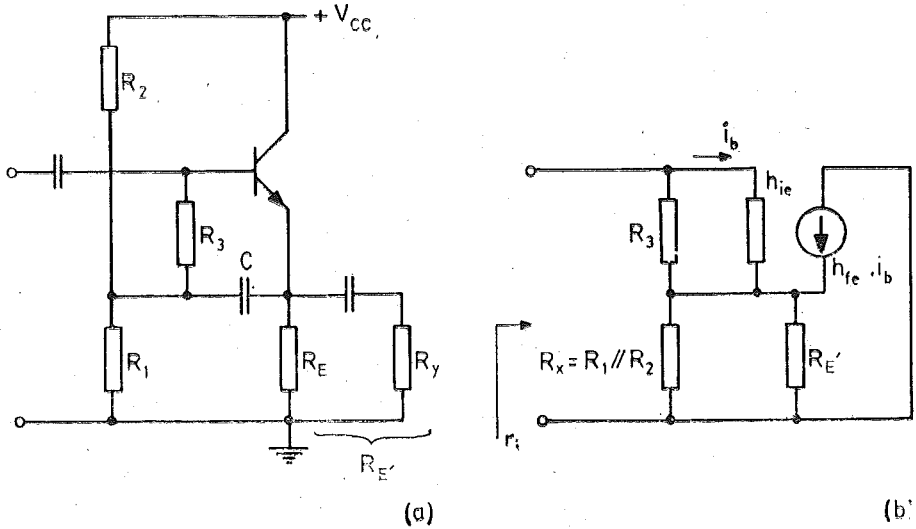
4.2.4.1. Sürüklemeli (Bootstrap) Kutuplama Devresi.

Emetör çıkışlı bir kuvvetlendiricide yahut emetör direnci köprülenmemiş ortak emetörlü bir kuvvetlendiricide tranzistorun bazından görülen direncin

$$r_i = h_{fe} (r_e + R_E') \quad (4.35)$$

bağıntısı ile hesaplanabileceği gösterilmişti. Bu direnç özellikle h_{fe} nin ve R_E' nin değerlerine bağlı olarak çok yüksek değerler alabilir. Ne var ki bazla referans arasına paralel gelen R_B baz kutuplama direnci yüzünden bu özellikten yeterince yararlanılamaz.

Değişken işaretlerin kuvvetlendirilmesinde kullanılan devrelerde bu sorun Şekil 4.21. (a) da görülen devre düzeni kullanılarak çözümlenebilir. Görüldüğü gibi burada R_1 ve R_2 baz bölücü dirençlerinin orta ucu baza doğrudan doğruya bağlanacak yerde bir R_3 direnci üzerinden bağlanmış ve üç direncin birleştiği düğüm, değişken işaretler bakımından kısa devre sayılabilecek kadar büyük kapasiteli bir C kondansatörü ile emetöre bağlanmıştır. Devrenin küçük genlikli değişken işaretler bakımından eşdeğeri Şekil 4.21. (b) de verilmiştir. Bu eşdeğer devrede R_E' direncine R_1 ile R_2 nin paralel eşdeğeri olan R_x direncinin, h_{ie} ye ise R_3 ün paralel



Şekil 4.21. (a) Emetör çıkışlı bir devrenin sürüklemeli kutuplama devresi.
(b) Devrenin küçük genlikli değişken işaretler için eşdeğeri.

geldiği görülmektedir. O halde devrenin giriş direnci eşdeğer devreden hesaplanabilir :

$$r_i = \frac{R_3}{h_{ie} + R_3} \left(h_{ie} + h_{fe} \frac{R_E' \cdot R_x}{R_E' + R_x} \right) + \frac{R_E' R_x}{R_E' + R_x} \quad (4.41)$$

Kutuplama dirençleri ile birlikte toplam giriş direnci olan r_i 'nin, aynı R_1 ve R_2 dirençleri ile kurulacak klasik kutuplamalı bir devrenin giriş direncine göre önemli ölçüde büyük olacağı kolayca görülebilir.

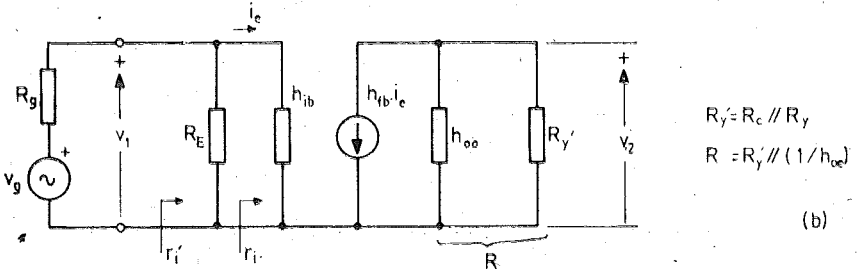
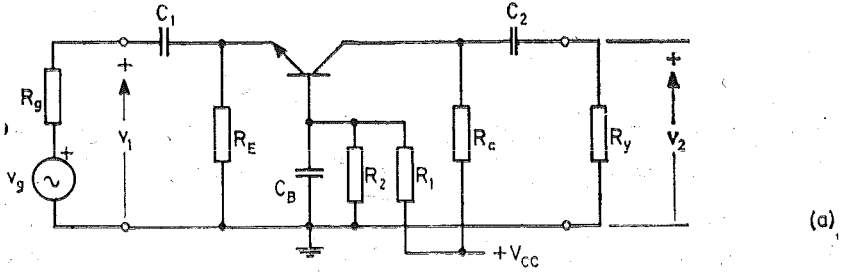
Yukarda incelenen devrede karşılaşılan «giriş direncinin büyümesi olayı»na bir de şu açıdan bakmak yararlıdır:

Şekil 4.18. deki gibi baz kutuplaması R_1 , R_2 dirençleri ile sağlanmış bir devrede giriş düğümüne bağlı olan $R_B = R_1 // R_2$ direncinin öteki ucu —değişken işaretler bakımından— referansa bağlıdır; dolayısı ile giriş gerilimindeki bir v değişimi bu dirençten v/R_B değerinde bir akım akmasına yol açar. Şekil 4.21. (a) daki devrede ise giriş düğümüne bağlı olan R_3 direncinin öteki ucu referansa değil, *gerilimi giriş gerilimi ile birlikte değişen* emetöre bağlıdır. İdeal olarak devrenin bazdan emetöre gerilim kazancı $+1$ olsa idi b noktasının gerilimi v kadar değiştiğinde

e noktasının gerilimi de aynı yönde, v kadar değişecek, dolayısı ile R_3 direncinden bir akım akmayacak —başka bir deyişle— R_3 ün giriş direncini azaltıcı hiçbir etkisi olmayacaktı. Ancak gerçekte bazdan emetöre gerilim kazancı daima $+1$ den küçük olduğundan R_3 ün, giriş direnci üzerinde —az da olsa— bir etkisi olur. Burada R_3 direncinin alt ucunun geriliminin b noktasının gerilimi ile birlikte değişmesi (b noktasının gerilimi tarafından sürüklenmesi), devreye *sürüklemeli kutuplama devresi* adı verilmesine yol açmıştır.

4.2.5. Ortak Bazlı Devre.

İşaret kaynağına ve yüke kondansatörle bağlanmış bir ortak bazlı kuvvetlendirici devresi kutuplama elemanları ile birlikte Şekil 4.22. (a)



Şekil 4.22. (a) Kaynağına ve yüke kondansatörle bağlanmış bir ortak bazlı kuvvetlendirici. Devre Şekil 4.10. (a) ile karşılaştırılırsa doğru akım ve gerilimler, dolayısı ile kutuplama koşulları bakımından aynı olduğu görülür. (b) C_1 , C_2 ve C_B nin değişken işaretler bakımından kısa devre sayılmaları kabulü ile çizilen eşdeğer devre.

da verilmiştir. Devrenin önemli büyüklükleri tranzistorun h_p parametreleri cinsinden hesaplanabilir. Ancak h_{rb} parametresinin çok küçük değerli olması nedeni ile tranzistorun basitleştirilmiş eşdeğer devresinden

yararlanarak giriş ve çıkış dirençleri ile kazanç kolayca ve yeterli doğrulukla hesaplanabilir. Devredeki C_1 ve C_2 bağlama kondansatörleri ile bazı referansa bağlayan C_B kondansatörünün değişken işaretler için kısa devre sayılabilecek kadar büyük kapasiteli oldukları kabulü ile çizilen Şekil 4.22. (b) deki eşdeğer devreden;

$$v_2 = -h_{fb} i_e \cdot R$$

$$i_e = v_1 / h_{ib}$$

$$K_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{h_{fb} \cdot R}{h_{ib}} \quad (4.42)$$

bulunur. Ortak bazlı devrede $h_{fb} \approx -1$ ve $h_{ib} = r_e$ olduğu göz önünde bulundurulursa

$$K_v = R / r_e$$

ve genellikle $(1/h_{ob}) \gg R_v'$ olduğundan R yerine R_v' konularak

$$K_v = R_v' / r_e \quad (4.43)$$

elde edilir. Bu bağıntı ortak emetörlü devre için bulunmuş olan (4.22) bağıntısı ile karşılaştırılırsa, kazancın modülünün aynı olduğu görülür. Yani bir tranzistorun belirli bir d.a. çalışma noktası (yani belirli bir r_e) için, belirli bir R_v' toplam yükü ile sağlayacağı gerilim kazancı ortak bazlı ve ortak emetörlü devreler için aynıdır. Buna karşılık ortak emetörlü devrede kazancın işareti negatif (giriş ve çıkış değişimleri zıt fazda) olduğu halde ortak bazlı devrede kazancın işareti pozitif (giriş ve çıkış değişimleri aynı fazda) dir.

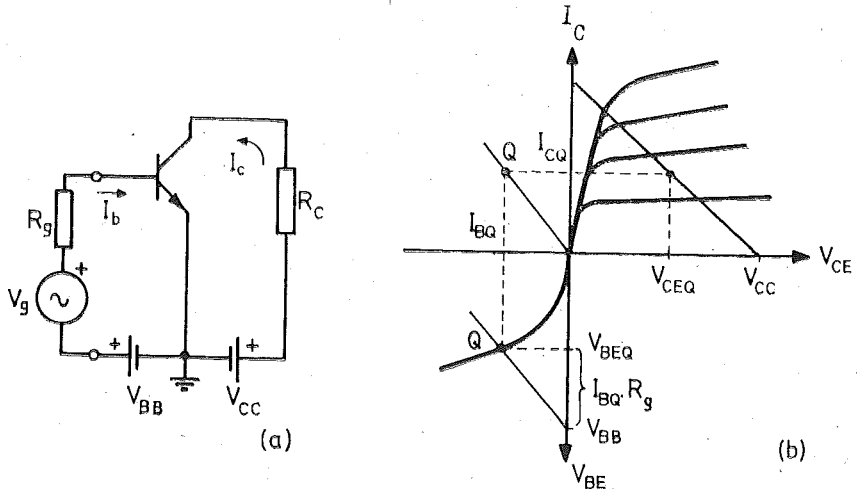
Ortak bazlı devre tranzistorun girişinden-çıkışa sağladığı kazanç ortak emetörlü devrenin sağladığı kazanca eşit olmasına rağmen uygulamada ortak emetörlü devreye göre çok az kullanılır. Bunun nedeni, giriş direncinin r_e den ibaret olması; yani aynı bir tranzistor ve aynı bir çalışma noktası için giriş direncinin ortak emetörlü devreninkinden h_{fe} defa daha küçük olmasıdır. Durum —devrenin r_1' toplam giriş direncinin r_1 ile R_E nin paralel eşdeğeri olduğu göz önünde bulundurulularak— (4.18) bağıntısı yardımı ile irdelenirse, pratikte işaret kaynağı iç direnci hiç bir zaman sıfır olmayacağından ortak emetörlü devrenin kazanç bakımından daima daha avantajlı olacağı görülür.

4.3. Kuvvetlendiricilerin Büyük Genlikli İşaretler İçin Davranışları.

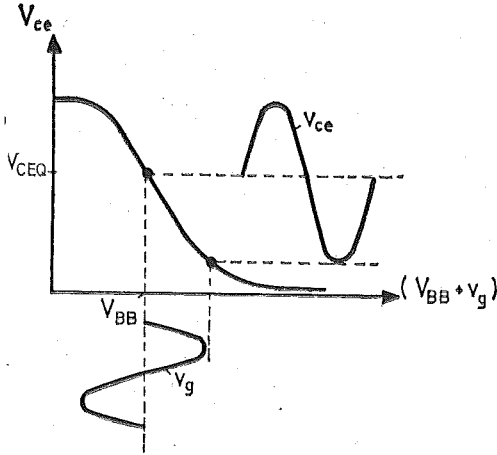
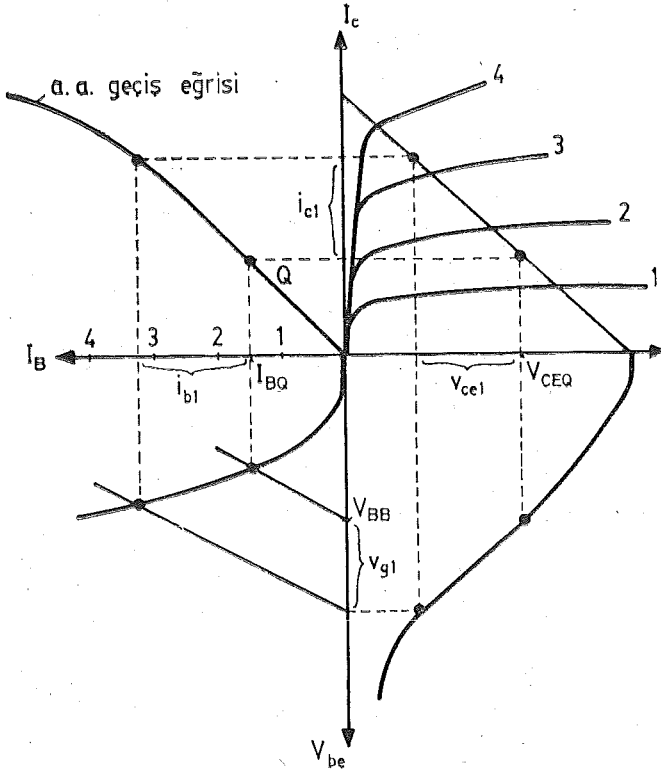
4.3.1. Giriş.

Bir kuvvetlendiricinin geçitli noktalarındaki akım ve gerilim değişimlerinin genlikleri sükûnet akım ve gerilimlerine göre çok küçük kaldığı sürece kullanılabilen küçük işaret parametreleri ve eşdeğer devreler, büyük genlikli değişimler için kullanılamaz. Bu durumda devreler ya grafik yöntemleri yardımı ile, ya da aktif elemanların büyük genlikli değişimler için de geçerli olan non-linear modellerini (örneğin bipolar tranzistörler için Ebers - Moll modelini) kullanarak, non-linear analiz yöntemleri yardımı ile çözülür. Non-linear çözüm yöntemleri günümüzde bilgisayarlardan yararlanılarak uygulanmaktadır. Aşağıda verilecek olan grafik çözüm yöntemleri her zaman yeterli doğruluğu sağlayamamakla beraber devrelerin büyük genlikli işaretler için davranışlarını kavramak açısından yararlıdır ve bazı durumlarda, bilgisayar kullanılarak yapılacak çözümler için algoritma üretilmesinde de yararlı olabilir.

Kuvvetlendiricilerin büyük genlikli işaretler için davranışları incelenirken bağlama ve köprüleme kondansatörlerinin en alçak frekanslı değişken işaretler için bile kısa devre sayılabilecek kadar büyük kapasiteli oldukları, aktif elemanın elektrodlar arası kapasiteleri ile montaj kapasitelerinin de en yüksek frekanslı bileşenler için bile açık devre sayılabilecek kadar küçük değerli oldukları kabul edilecektir. Benzer şekilde —varsa— devredeki transformatörlerin primer endüktansları çok büyük, kaçak reaktansları ve kapasiteleri de çok küçük sayılacaktır.



Şekil 4.23. (a) Direnç yüklü ortak emetörlü temel devre. (b) Özegriler üzerinde çalışma noktasının belirlenmesi.

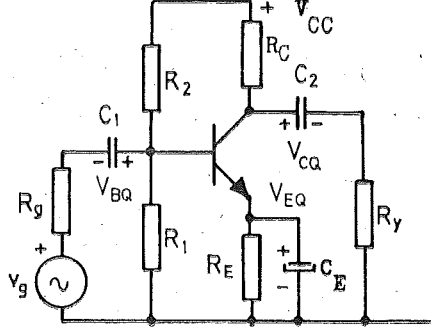


Şekil 4.24. (a) Şekil 4.23. deki devrede kaynak geriliminin v_{g1} ani değerine karşı düşen I_{b1} , I_{c1} ve V_{ce1} ani değerlerinin çizim yolu ile bulunması ve böylece V_{be}/V_{ce} geçiş eğrisinin nokta nokta elde edilmesi, (b) v_g nin sinüs biçimi değişmesi hali için V_{ce} çıkış gerilimi değişiminin geçiş eğrisi yardımı ile elde edilmesi.

4.3.2. Direnç Yüklü Ortak Emetörlü Devre.

Ortak emetörlü tranzistorlu kuvvetlendiricilerin büyük işaret davranışlarını incelemek için ilk olarak Şekil 4.23. (a) da verilmiş olan basit temel devreyi göz önüne alalım. Sükûnet halinde, yani $v_g=0$ için devredeki V_{CC} ve V_{BB} kaynakları ile R_g ve R_C dirençlerinin belirledikleri çalışma noktaları Şekil 4.23. (b) de, tranzistor özgeçirileri üzerinde işaretlenmiştir. Devrede V_{BB} kutuplama kaynağı ile v_g doğrudan doğruya seri bağlanmış olduğuna göre belirli bir $v_g \neq 0$ ani değerine karşı düşen akım ve gerilim değişimleri kolayca bulunabilir. Şekil 4.24. de v_g nin çeşitli değerleri için uygun aralıklarla çözüm yapılmış ve devrenin $V_{ce}=f(V_{BB}+v_g)$ giriş-çıkış gerilimleri geçiş eğrisi çıkartılmıştır. Artık bu eğri yardımı ile —ya da istenirse bu eğriye geçmeksizin, doğrudan doğruya— herhangi bir v_g giriş gerilimi değişimi için çıkıştan elde edilebilecek değişim bulunabilir.

Aslında pratikte kullanılan bir kuvvetlendiricinin yapısının Şekil 4.23. deki kadar basit olmadığını biliyoruz. Şekil 4.25. de verilmiş olan tipik devre işaret kaynağına ve bir sonraki kata birer kondansatörle bağlanmıştır. Ayrıca devrede kutuplama ve ısıl kararlılık amacı ile kullanılmış olan R_1 , R_2 , R_E ve C_E elemanları da vardır.

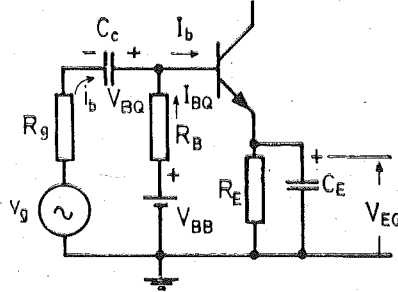


Şekil 4.25. Kaynağa ve yüke kondansatörle bağlanmış tipik ortak emetörlü devre. Sükûnette kondansatörlerin uçları arasındaki doğru gerilimler işaretlenmiştir.

Devrenin büyük genlikli işaretler bakımından davranışını yine giriş ve çıkış için ayrı ayrı inceleyip, sonuçları birleştirmek gerekir.

Şekil 4.25. deki devrenin giriş tarafı, R_1 , R_2 ve V_{CC} doğru gerilim kaynağından oluşan doğru akım kutuplama düzeni yerine Thévenin eş-

değeri konularak Şekil 4.26. daki gibi çizilebilir. Sükûnette, yani $v_g=0$ için C_E bağlama kondansatörünün uçları arasındaki gerilim, referansa göre, $V_{BQ}=V_{BB}-R_B I_{BQ}$ değerindedir. C_c kondansatörü v_g değişken işaretinin en alçak frekanslı bileşenleri için bile kısa devre sayılabilecek kadar büyük kapasiteli olduğundan devrede işaret varken de C_c 'nin uçları arasındaki gerilim sükûnetteki V_{BQ} değerini korur. Benzer şekilde, büyük kapasiteli C_E kondansatörünün uçları arasındaki gerilim de daima sabit kabul edilebilir ve değeri $V_{EQ}=|I_{EQ}| \cdot R_E \approx I_{CQ} \cdot R_E$ dir.



Şekil 4.26. Ortak emetörlü devrenin giriş akımının doğru ve değişken bileşenleri.

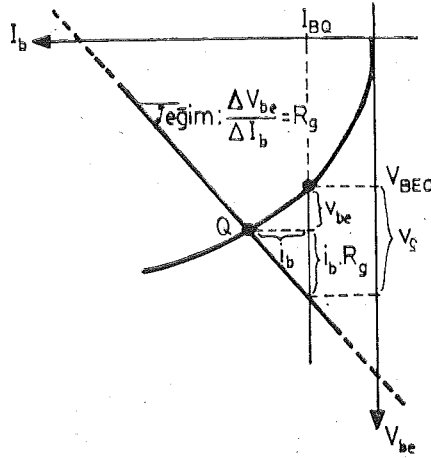
Tranzistörün toplam baz akımı (I_b), I_{BQ} doğru bileşeni ile v_g kaynağının akıttığı i_b değişken bileşeninin toplamıdır. Baz-emetör geriliminin toplam ani değeri de V_{be} ile gösterilirse dış çevreden,

$$\begin{aligned} v_g + V_{BQ} - V_{EQ} &= i_b \cdot R_g + V_{be} \\ v_g &= i_b \cdot R_g + V_{be} - (V_{BQ} - V_{EQ}) \\ v_g &= i_b \cdot R_g + V_{be} - V_{BEQ} \end{aligned} \quad (4.44)$$

yazılabilir. Baz emetör geriliminin toplam ani değeri (V_{be}) ile sükûnet değeri (V_{BEQ})nun farkının, baz emetör geriliminin *değişken bileşeni* olacağı açıktır. Böylece

$$v_g = i_b \cdot R_g + v_{be} \quad (4.45)$$

elde edilir ki giriş çevriminde akım ve gerilimlerin *değişken bileşenleri* arasında elde edilen bu bağıntıdan giriş özgeçirisi üzerinde bir Q çalışma noktası belirlenmiş olan bir tranzistörün, iç direnci R_g olan bir v_g gerilim kaynağı ile sürülmesi halinde i_b baz akımının v_g ile nasıl değişeceğinin bulunmasında yararlanılabilir. Çözüm, Şekil 4.27. de gösterilmiştir.



Şekil 4.27. Q noktasında kutuplanmış bir tranzistorda R_g iç dirençli işaret kaynağının v_g ani değerine karşı düşen I_b baz akımı değişimi ani değerinin çizim yolu ile bulunması.

v_g ye bağlı olarak değişimi böylece elde edilen I_b baz akımı değişiminin kolektör akımını, dolayısı ile kolektör - emetör gerilimi nasıl değiştireceği de çıkış özgeçirileri yardımı ile bulunabilir.

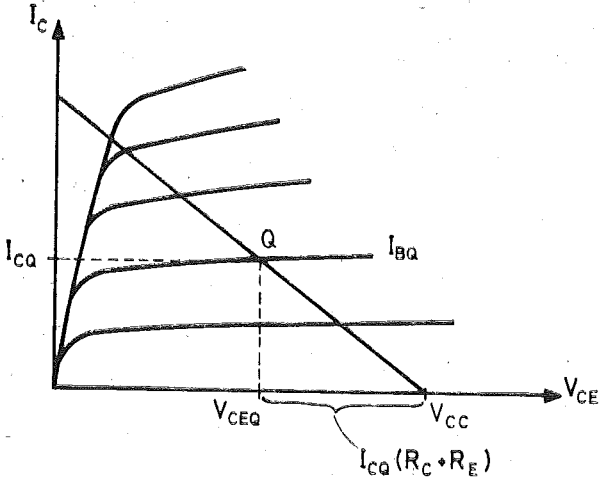
Çıkış tarafında, sükûnet halinde

$$V_C \approx I_C \cdot R_C + V_{CE} + V_E$$

bağıntısı vardır. $|I_{EQ}| \approx I_{CQ}$, dolayısı ile $V_{EQ} \approx I_{CQ} \cdot R_C$ olduğundan bağıntı

$$V_C \approx V_{CE} + I_C (R_C + R_E) \quad (4.46)$$

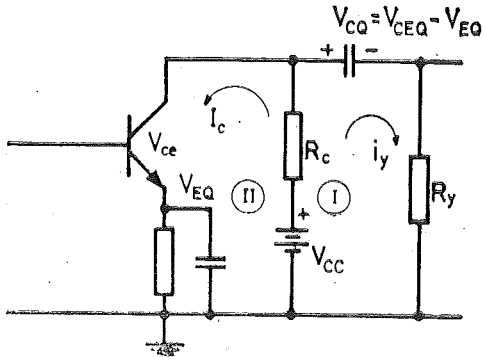
şeklinde yazılabilir. Bu bağıntı çıkış özgeçirilerinin çizilmiş olduğu $V_{CE} - I_C$ düzleminde, eğimi $(R_C + R_E)$ ile belirli bir doğru belirler. *Doğru akım yük doğrusu* adı verilen bu doğru Şekil 4.28. de tranzistörün çıkış özgeçirileri üzerine çizilmiştir. Akım ve gerilimlerin bu doğru üzerinde hangi değerleri alacağını (yani Q çalışma noktasının yerini) tranzistörün I_{BQ} baz akımı belirler. Q çalışma noktasına karşı düşen akım ve gerilimler şekil üzerinde I_{CQ} ve V_{CEQ} olarak işaretlenmiştir. Bu durumda C_2 bağlama kondansatörünün uçları arasındaki gerilim $V_{CQ} = V_{CEQ} + V_{EQ}$ dur ve kapasitenin çok büyük olması halinde, devrede değişken bileşenler varken de gerilimin bu değerinde sabit kaldığı kabul edilebilir (Şekil 4.29.).



Şekil 4.28. Şekil 4.25. deki devrede tranzistörün doğru akım yük doğrusu ve çalışma noktası.

Devrenin girişine v_g işareti uygulanması halinde kolektör akımının toplam ani değeri I_c ile ve R_y yük direncinden akan değişken akım i_y ile gösterilirse, I çevresinden

$$V_{CC} - V_{CQ} = i_y (R_C + R_y) + R_C \cdot I_c$$



Şekil 4.29. Tranzistörün çıkış tarafında akım ve gerilimler.

II çevresinden de

$$V_{ce} = (V_{CC} - V_{BEQ}) - R_C (i_y + I_C)$$

yazılabilir. Bu iki bağıntı kullanılarak ve

$$V_{CQ} = V_{CEQ} + V_{BEQ}$$

olduğu göz önünde bulundurularak V_{ce} , I_C cinsinden çözümlerse

$$V_{ce} = \left[(V_{CC} - V_{BEQ}) \frac{R_y}{R_C + R_y} + V_{CEQ} \frac{R_C}{R_C + R_y} \right] - I_C \frac{R_C \cdot R_y}{R_C + R_y} \quad (4.47)$$

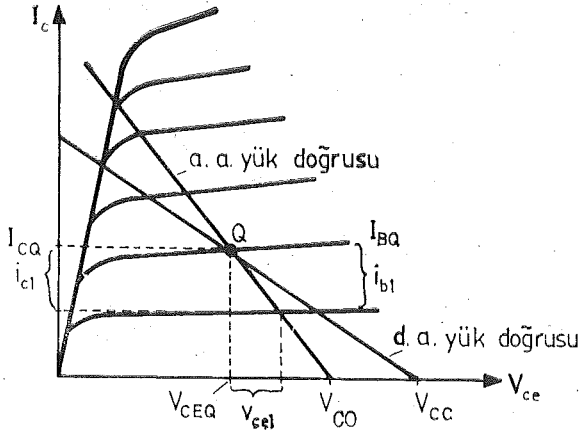
bulunur ki bu (V_{ce}, I_C) düzleminde $Q(I_{CQ}, V_{CEQ})$ noktasından geçen, eğimi

$$R_y' = \frac{R_C \cdot R_y}{R_C + R_y} \quad (4.48)$$

direnci ile belirli olan ve yatay eksenini

$$V_{ce} = V_{CC} - I_{CQ} \left(R_E + \frac{R_C^2}{R_C + R_y} \right) = V_{CO} \quad (4.49)$$

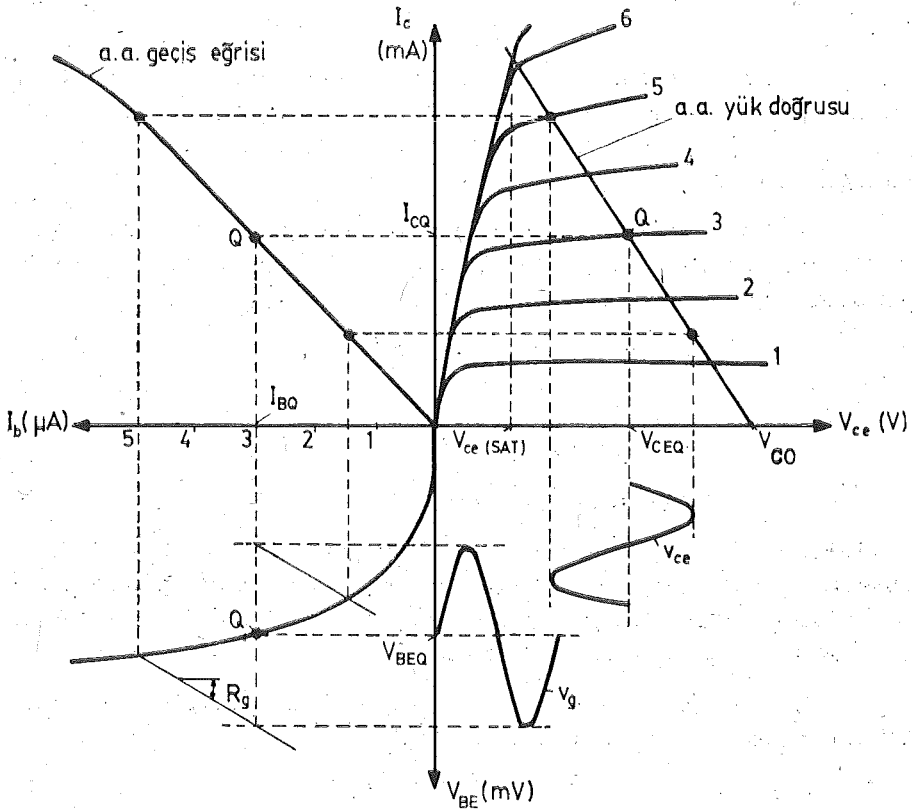
noktasında kesen bir doğru belirler. Devrenin «değişken işaretler için yük doğrusu» adı verilen bu doğru, Şekil 4.30. da, çıkış özgeçirileri üzerine, doğru akım yük doğrusu ile birlikte çizilmiştir. Bu doğru ve özgeçiriler yardımı ile baz akımı değişken bileşeninin bir i_{b1} ani değeri için kolektör akımının buna karşı düşen i_{c1} ani değeri ile v_{ce1} çıkış gerilimi değişimi kolayca bulunabilir.



Şekil 4.30. Transistörün alternatif akım yük doğrusu Q çalışma noktasından geçen ve eğimi $(R_C // R_y)$ ile belirli olan bir doğrudur.

Şekil 4.31. de, Şekil 4.27. de verilen çözüm ile Şekil 4.30. da verilen çözüm kombine edilerek iç direnci R_g olan sinüs biçimli bir v_g işaret kaynağının çıkışta doğuracağı v_{ce} değişiminin nasıl elde edileceği gösterilmiştir.

Görüldüğü gibi v_{ce} çıkış gerilimi değişiminin iki yarıperiyodunun genlikleri eşit değildir; yani sinüs biçimi olan giriş gerilimi çıkışa bozulmuş olarak ulaşmıştır. Tranzistorun akım-gerilim ilişkilerinin lineer olmaması (eğrisel olması) nedeni ile ortaya çıkan bu bozulmaya *eğrisellik bozulması* (*non-linear distorsiyon*) adı verilir. Şekilden, kaynak geriliminin genliğinin daha da büyütülmesi halinde çıkış geriliminin pozitif tepelerinde V_{CO} değerinin üzerine çıkamayacağı için, negatif tepelerinde de $V_{ce(SAT)}$ doyma geriliminin altına düşmeyeceği için tepelerinden *kırılacağı* kolayca anlaşılabilir.



Şekil 4.31. Şekil 4.25. deki tipik devrede sinüs biçimi bir işaret kaynağı geriliminin doğuracağı çıkış geriliminin çizim yolu ile bulunması. (Şekilde yalnızca pozitif ve negatif tepelere ilişkin değerlerin bulunuşu gösterilmiştir. Çıkış dalga şeklini tam olarak elde etmek için periyot boyunca çok sayıda nokta için çözüm yapmak gerekir).

PROBLEMLER

1 — Ortak emetörlü bir tranzistorlu kuvvetlendirici için r_i giriş direncinin, R_y yük direncine bağlı olarak nasıl değişeceğini bulunuz. $R_y \ll 1/h_{oe}$ şartını gerçekleyen küçük yük direnci değerleri için giriş direncinin yaklaşık olarak h_{ie} ye eşit olacağını gösteriniz.

2 — Ortak emetörlü bir tranzistorlu kuvvetlendiricide K_i akım kazancının R_y yük direncine bağlı olarak nasıl değişeceğini bulunuz. $R_y \ll 1/h_{oe}$ için akım kazancının yaklaşık olarak h_{re} ye eşit olacağını gösteriniz.

3 — Ortak emetörlü bir tranzistorlu kuvvetlendiricide gerilim kazancının (a) h_{re} parametresi ile, (b) yük direnci ile değişimini inceleyiniz. $K_v \simeq -R_y \cdot h_{re}/h_{ie}$ yaklaşık bağıntısının hangi şartlar altında kullanılabileceğini bulunuz.

4 — Şekildeki devre, BC 108 B tranzistoru kullanılarak kurulmuştur. Tranzistorun $I_{CQ}=2$ mA, $V_{CEQ}=5$ V çalışma noktası için katalogta verilen h parametreleri

$$h_{ie}=4,5 \text{ k ohm (3,2 ... 8,5 k ohm)}$$

$$h_{re}=2.10^{-4}$$

$$h_{fe}=330 (240 ... 500)$$

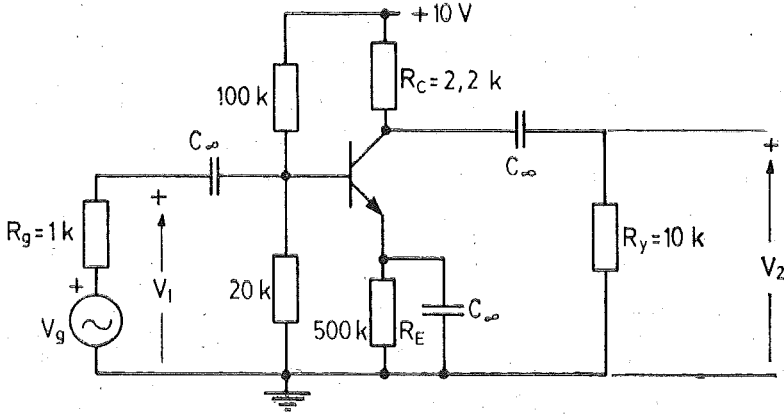
$$h_{oe}=30 (<60) \mu \text{ mho}$$

dur. (Parantez içindeki değerler bu tip tranzistorun belirli bir çalışma noktasında, parametrenin alabileceği en küçük ve en büyük değerleri gösterir. Oldukça yüksek olduğu görülen bu yapım toleranslarının devre tasarımında daima göz önünde tutulması gerekir.)

(a) v_2/v_1 ve v_2/v_g gerilim kazancı değerlerini hesaplayınız (Parametrelerin ortalama değerlerini kullanınız).

(b) Devrenin r_i giriş direncini hesaplayınız.

(c) Parametrelerin toleranslarını hesaba katarak v_2/v_1 gerilim kazancının alabileceği en büyük ve en küçük değerleri hesaplayınız.



5 — (a) Yukardaki devrede R_E ye paralel bağlanmış olan kondansatör devreden çıkartılıyor. Bu durum için v_2/v_1 , v_g/v_1 ve r_i yi hesaplayınız (Parametrelerin ortalama değerlerini kullanınız).

(b) Parametrelerin toleranslarını hesaba katarak v_2/v_1 gerilim kazancının alabileceği en büyük ve en küçük değerleri hesaplayınız.

6 — (a) Yukardaki iki problemdeki soruları $h_{re}=0$ olarak hesaplayınız. Kazanç ve giriş direnci hesabında h_{re} nin ihmal edilmesinin doğuracağı hata ne kadar oluyor?

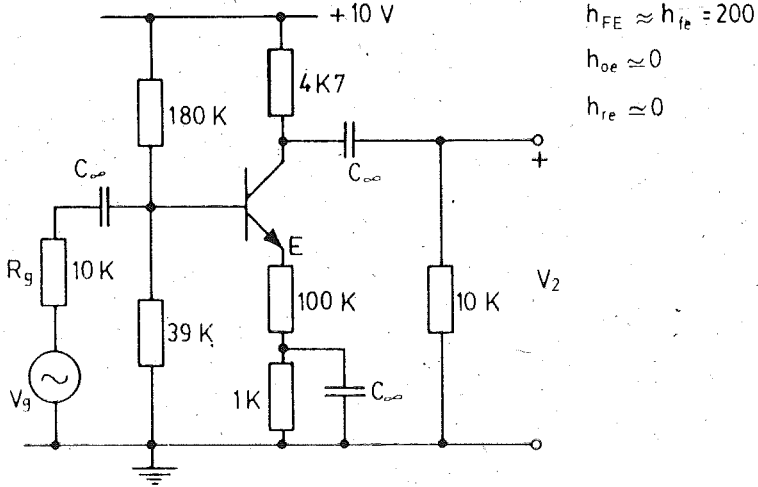
(b) Aynı işleri h_{oe} yi de ihmal ederek tekrarlayınız.

(c) Bu yaklaşık sonuçları, tranzistor parametrelerinin toleransları hesaba katılarak bulunan sonuçlarla karşılaştırarak yorumlayınız.

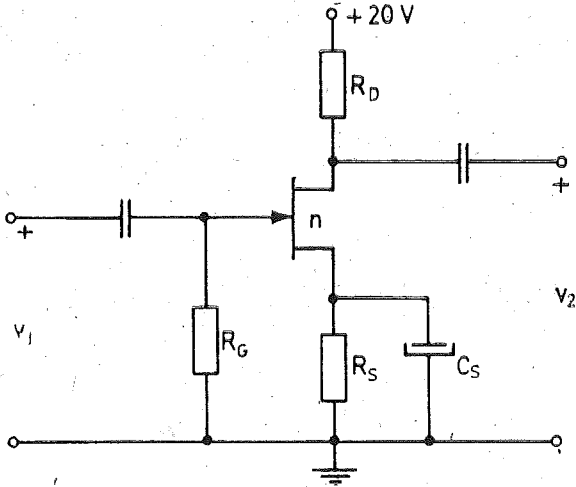
7 — (a) Şekildeki kuvvetlendiricide tranzistorun akım ve gerilimleri ile $S(I_{CQ}, h_{FE})$ duyarlığını hesaplayınız.

(b) V_g tepe değeri 1 mV olan sinüs biçimli bir gerilimdir. V_2 çıkış geriliminin tepe değeri ne kadardır? E noktasındaki gerilimin değişken bileşeninin tepe değeri ne kadardır?

(c) Çıkış işaretinde bir kırılma olmaksızın girişe uygulanabilecek en büyük işaret gerilimi genliği ne kadardır?



8 — BF 256 tipi n kanallı FET ile şekildedeki devre gerçekleştirilecektir. I_{SQ} akımının R_s üzerinde meydana getireceği gerilim düşümünden G-S jonksiyonunu tıkama yönünde kutuplayan gerilim (V_{GSQ}) olarak yararlanılacaktır. I_s nin değişken bileşenlerinin V_{GSQ} yu değiştirmemesi için R_s ,



büyük değerli bir C_s kondansatörü ile köprülenmiştir. R_g bu gerilimi G ucuna ulaştıran çok büyük değerli bir dirençtir.

- a) Çalışma noktasında $I_{DQ}=4 \text{ mA}$ olması için R_S nin değeri ne olmalıdır?
- b) Çıkış geriliminin değişim alanının iki yöne doğru simetrik olması için R_D nin değeri ne olmalıdır?
- c) Devrenin v_2/v_1 küçük işaret gerilim kazancını çizim yolu ile bulunuz.
- d) Kazancı, önce çalışma noktasındaki parametreleri belirledikten sonra hesap yolu ile bulunuz.

5. KONDANSATÖR BAĞLAMALI ÇOK KATLI KUVVETLENDİRİCİLER

5.1. Giriş.

Tek bir kuvvetlendirici katının sağladığı kazancın yetmemesi halinde katların art arda bağlanması ile kazancın yükseltilmesi yoluna gidilir. Kuvvetlendirici katları art arda bağlanırken bunların, birbirlerinin doğru akım çalışma şartlarını bozmamaları gerekir. Kuvvetlendirilecek işaretin bir doğru bileşeninin bulunmaması, yahut işaretin doğru bileşeninin de kuvvetlendirilmesinin gerekli olmaması halinde katları, doğru bileşenleri geçirmeyip değişken bileşenleri geçiren bağlama elemanları ile bağlamak elverişli olur. Bu amaçla kullanılacak bağlama elemanları kondansatörler ve transformatörlerdir.

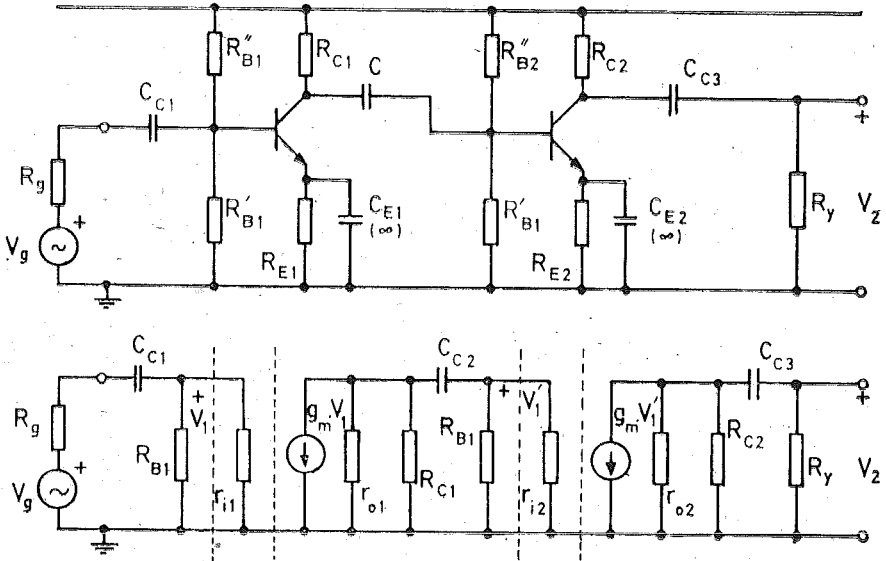
Giriş işaretinin doğru bileşeninin de kuvvetlendirilmesi isteniyorsa katların doğrudan doğruya bağlanmaları gerekeceği açıktır. Bu durumda art arda gelen katların doğru akım çalışma şartları birbirlerinden bağımsız olarak belirlenemez; devrenin doğru akım şartları bakımından bir bütün olarak ele alınması gerekir.

Aşağıda, çok katlı kuvvetlendiricilerin gerçekleştirilmesinde kullanılan çeşitli bağlama teknikleri, önemli özellikleri ile birlikte, sıra ile ele alınacak ve bu arada frekansa bağlı özellikleri de incelenecektir.

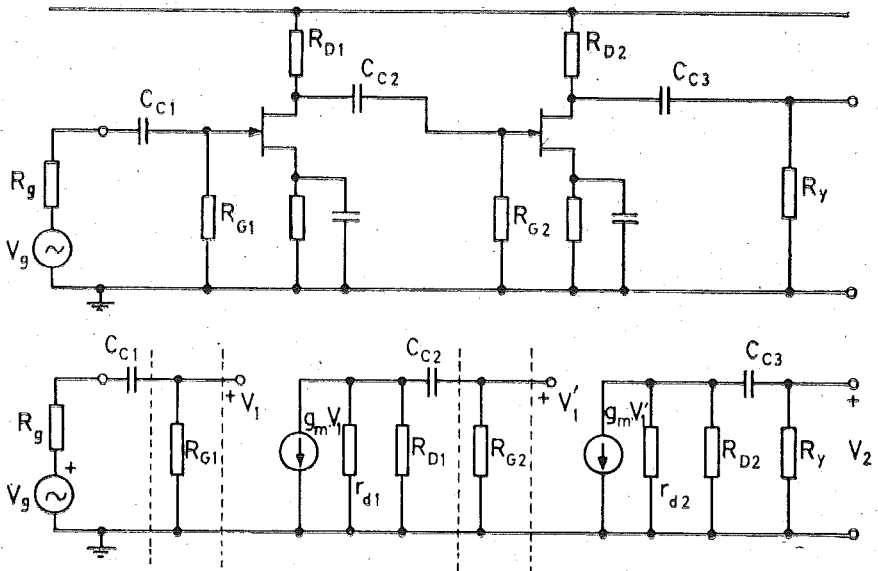
5.2. Direnç Yüklü, Kondansatörle Bağlanmış (R-C bağlamalı) Kuvvetlendiriciler.

Kaskat bağlanan katlar doğru akım çalışma şartları bakımından birbirlerini etkilemediği için en basit ve dolayısı ile en çok kullanılan bağlama şekli, kondansatörle bağlamadır. Katlardan herbirinin yalnızca bir dirençle yüklenmiş olması halinde üst kesim frekansını bu dirençlerle bunlara paralel gelen kapasiteler (tranzistor, FET ve tüplerin giriş ve çıkış kapasiteleri ile parazitik kapasiteler) belirler. Alçak frekanslara doğru gidildiğinde, kullanılan bağlama kondansatörlerinin reaktansları büyüyeceğinden bağlamanın etkinliği azalır ve kazanç düşer. O halde alt kesim frekanslarını belirleyen en önemli elemanlar bağlama kandan-

a)



b)



Şekil 5.1. (a) R-C bağlamalı, tranzistorlu iki katlı kuvvetlendirici ve eşdeğer devresi.

(b) FET'li kuvvetlendirici ve eşdeğeri.

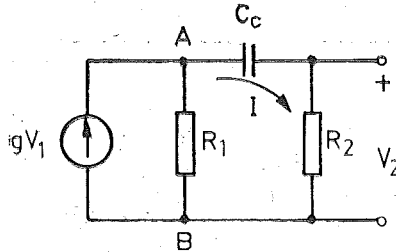
satörleridir. Alçak frekanslarda, bağlama kondansatörlerinden başka emetör (veya katot) direncini köprüleyen (değişken işaretler bakımından kısaca devre eden) kondansatörlerin de etkili oldukları ilerde görülecek ve incelenecektir.

5.2.1. Alçak ve Orta Frekanslarda Durum. Bağlama Kondansatörlerinin Etkisi.

Şekil 5.1. a da işaret kaynağına, birbirlerine ve yüke kondansatörle bağlanmış iki kattan oluşan tranzistorlu bir kuvvetlendiricinin şeması ile bunun alçak frekanslardaki eşdeğer devresi verilmiştir. (Sadece bağlama kondansatörlerinin etkisini inceleyebilmek amacı ile emetör direncini köprüleyen kondansatörlerin değeri şimdilik çok büyük kabul edilecektir). Şekil 5.1. b de ise yine kondansatör bağlamalı FET'li (veya tüplü) bir kuvvetlendirici ile bunun alçak frekanslardaki eşdeğer devresi görülmektedir. Her iki devre için de V_g kaynak geriliminden yükün uçlarındaki V_2 çıkış gerilimine kadar olan toplam gerilim kazancı

$$K = \frac{V_2}{V_g} = \frac{V_2}{V_1'} \cdot \frac{V_1'}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_g} \quad (5.1)$$

şeklinde çarpanlara ayrılabilir. Dikkat edilirse (5.1) bağıntısındaki çarpanlardan herbirine ilişkin devre bölümünün Şekil 5.2. deki temel yapıya sahip olduğu görülebilir. O halde Şekil 5.2. deki devrede $A = V_2/V_1$ oranının frekansla nasıl değiştiği incelenirse, bulunan sonuçlardan yararlanılarak Şekil 5.1. deki devreler için kazancın frekansla değişim şekli kolayca elde edilebilir.



Şekil 5.2. Şekil 5.1. deki devreye ilişkin birim hücre.

Şekil 5.2. deki devreden

$$V_2 = gV_1 \underbrace{\frac{R_1 \left(R_2 + \frac{1}{sC_c} \right)}{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_c}}}_{V_{AB}} \cdot \frac{1}{\left(R_2 + \frac{1}{sC_c} \right)} \cdot R_2$$

$$V_2 = gV_1 \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_c}}$$

$$A = \frac{V_2}{V_1} = g \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{(R_1 + R_2) C_c}}$$

ve

$$A_0 = g \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = g \cdot R_e$$

konularak

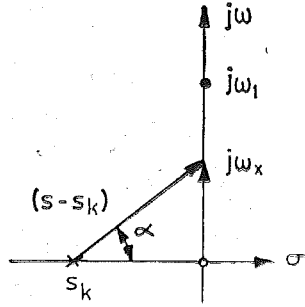
$$A = A_0 \frac{s}{s + \frac{1}{(R_1 + R_2) C_c}} = A_0 \frac{s}{(s - s_k)} \quad (5.2)$$

elde edilir.

Görüldüğü gibi A'nın $s=0$ da bir sıfırı ve

$$s_k = -\frac{1}{(R_1 + R_2) C_c} \quad (5.3)$$

değerinde bir kutbu vardır. Devrenin girişine sabit genlikli ve ω açısal frekanslı bir V_1 gerilimi uygulandığında A'nın (ve dolayısı ile V_2 'nin) modülünün ve açısının frekansla nasıl değişeceği A'nın sıfır-kutup diyagramı yardımı ile incelenebilir (Şekil 5.3.). Bir sinüs biçimli işaret kaynağı olan V_1 'in genliği sabit tutulmak şartı ile frekansının sıfırdan başlanarak sürekli olarak artırılması, Şekil 5.3. deki s düzleminde s değişkeninin $j\omega$ eksenini üzerinde 0 dan $+\infty$ 'a doğru kaydırılması demektir. ω nin herhangi bir ω_x değeri için s fazörü ile $(s - s_k)$ fazörü şekil üzerinde işaretlenmiştir. Buna göre A'nın ω_x için modülü



Şekil 5.3. Birim hücrenin sıfır-kutup diyagramı.

$$|A(\omega_x)| = |A_0| \frac{|s|}{|s - s_k|}$$

$$= |A_0| \frac{\omega_x}{\sqrt{\omega_x^2 + |s_k|^2}}$$

ve açısı

$$\begin{aligned} \varphi(\omega_x) &= \varphi(A_0) + \varphi(s) - \varphi(s - s_k) \\ &= \varphi(A_0) + \pi/2 - \alpha \\ &= \varphi(A_0) + \pi/2 - \text{artg} [\omega_x / |s_k|] \end{aligned}$$

dir. Frekans $\omega \gg |s_k|$ şartını sağlayacak kadar yüksekse

$$|A(\omega)| = |A_0| \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + |s_k|^2}} \approx |A_0|$$

olur. Bu değerin, A'nın modülünün alabileceği en yüksek değer olacağı açıktır. Yahut başka bir deyişle, $\omega \rightarrow \infty$ için $|A|$ 'nin $|A_0|$ değerinde yatay bir asimptotu vardır. A'nın modülünün, bu değerin $1/\sqrt{2}$ sine (dB olarak ifade edilirse 3 dB altına) düştüğü frekans, yani A'nın ω_1 ile göstereceğimiz alt kesim frekansı hesaplanırsa,

$$|A(\omega_1)| = |A_0| \frac{\omega_1}{\sqrt{\omega_1^2 + |s_k|^2}} = |A_0| \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

bağıntısından

$$\omega_1 = |s_k| = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_0}$$

bulunur. Kesim frekansına göre çok alçak frekanslar için

$$\omega \ll \omega_1$$

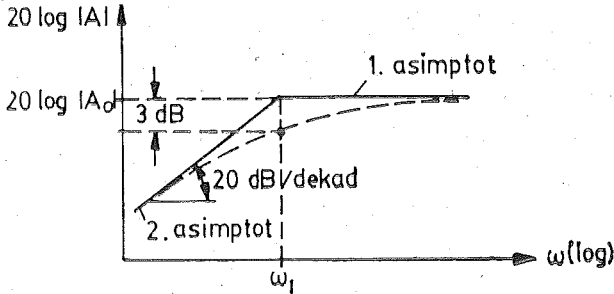
yahut

$$\omega \ll |s_k|$$

olduğundan

$$|A(\omega)| = |A_0| \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + |s_k|^2}} \approx |A_0| \cdot \frac{\omega}{|s_k|} = |A_0| \cdot \frac{\omega}{\omega_1}$$

bulunur. Yani A nın modülü kesim frekansının aşağısında, frekansla prantılı olarak düşer. Frekans eğrilerinde genel olarak frekans ekseninin logaritmik olarak taksimatlandırıldığı, düşey eksende ise $|A|$ nın dB olarak işaretlendiği belirtilmişti. Şimdi frekans eğrisinin böyle bir eksen takımı üzerinde nasıl değişeceğini arayalım. $\omega \ll \omega_1$ bölgesinde frekans 10 defa azalır (başka bir deyişle 1 dekad düşerse) $|A|$ da 10 defa, yani 20 dB düşer. Bu, $\omega \ll \omega_1$ bölgesinde, $|A|$ nın her dekad için 20 dB düşmesi demektir. O halde $|A|$ nın frekans eğrisinin ω_1 frekansından aşağıda 20 dB/dekad eğimli bir asimptotu daha vardır. Bulunmuş olan iki asimptotu ve $\omega = \omega_1$ kesim frekansındaki değeri yardımı ile $|A|$ nın frekansla değişimi yaklaşık olarak çizilebilir (Şekil 5.4.).



Şekil 5.4. Birim nücreye ilişkin frekans eğrisi.

Devrenin sıfır-kutup diyagramı yardımı ile A nın φ faz açısının frekansla değişim şekli de incelenebilir. Şekil 5.3. den

$$\varphi(\omega_x) = \varphi(A_0) + \pi/2 - \alpha$$

yazılabiliyordu. Buna göre $\omega \rightarrow 0$ için $\alpha \rightarrow 0$

$$\varphi(0) = \varphi(A_0) + \pi/2$$

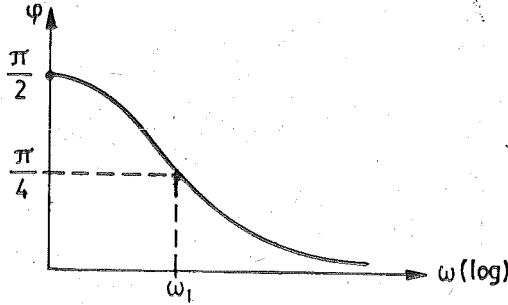
$\omega \rightarrow \infty$ için $\alpha \rightarrow \pi/2$

$$\varphi(\infty) = \varphi_{(A_0)} + \pi/2 - \pi/2 = \varphi_{(A_0)}$$

$\omega = \omega_1$ için ise $\alpha = \text{artg } \omega_1 / |s_k| = \text{artg } 1 = \pi/4$

$$\varphi(\omega_1) = \varphi_{(A_0)} + \pi/2 - \pi/4$$

bulunur. Bu bilgilerle $\varphi(\omega)$ eğrisi yaklaşık olarak çizilebilir (Şekil 5.5.). (Genel halde A'nın frekanstan bağımsız çarpanı olan A_0 pozitif yahut negatif gerçel bir büyüklük olduğundan $\varphi_{(A_0)}$ ya 0 yahut π dir. Şekil 5.2. deki devre için A_0 pozitif gerçel olduğundan Şekil 5.5. de $\varphi_{(A_0)} = 0$ alınmıştır.)



Şekil 5.5. Birim hücreye ilişkin faz-frekans eğrisi.

Buraya kadar ulaşılan sonuçları şöyle özetleyebiliriz :

Şekil 5.2. deki tipten bir devrede

1. Kazancın modülü yeteri kadar yüksek frekanslar için sabittir.
2. $\omega_1 = 1/C_c(R_1 + R_2)$ frekansında kazancın modülü, sabit kaldığı bölgedeki (orta frekanslar bölgesindeki) değerinin $1/\sqrt{2}$ sine (dB olarak ifade edilmek istenirse 3 dB aşağıya) düşer. Bu frekansa kazancın «alt kesim frekansı» denir.
3. Alt kesim frekansında kazancın fazı orta frekanslardaki değerinden $\pi/4$ radyan (45°) daha yüksektir.
4. Alt kesim frekansından daha düşük frekanslarda kazancın modülü, 20 dB/dekadlık bir eğimle düşen bir doğruya asimptot olur.

5. Frekans alt kesim frekansından aşağıya doğru değiştirildiğinde kazancın fazı büyümeye deva mederek $\omega \rightarrow 0$ için, orta frekanslar bölgesindeki değerinin $\pi/2$ radyan (90°) üstüne ulaşır.

Bu sonuçları Şekil 5.1. a daki devreye uygulayarak devrenin tümü için $K = V_2/V_g$ gerilim kazancının modülünün ve açısının frekansla değişimini bulalım:

a) $A_1 = V_2/V_g$ kazancının orta frekanslar bölgesindeki (C_{c1} kondansatörünün kısa devre sayılabildiği frekanslardaki) değeri

$$A_{10} = \frac{R_1}{R_g + R_1}, \quad R_1 = (R_{b1}/r_{i1}) = \frac{R_{b1} \cdot r_{i1}}{R_{b1} + r_{i1}}$$

ve bu kazancın kutbu

$$s_{k1} = - \frac{1}{C_{c1} (R_g + R_1)}$$

alt kesim frekansı ise

$$\omega_{11} = |s_{k1}| = \frac{1}{C_{c1} (R_g + R_1)}$$

dir. Bu bilgilerle $|A_1|$ ve φ_1 'in frekansla değişimleri Şekil 5.6. a daki gibi çizilebilir.

b) $A_2 = V_1'/V_1$ kazancının orta frekanslar bölgesindeki değeri,

$$R_2 = (r_{o1}/R_{c1}) = \frac{r_{o1} \cdot R_{c1}}{r_{o1} + R_{c1}}$$

$$R_3 = (R_{b2}/r_{i2}) = \frac{R_{b2} \cdot r_{i2}}{R_{b2} + r_{i2}}$$

yazıldıktan sonra

$$V_1' = -g_{m1} V_1 \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$$

$$A_{20} = \frac{V_1'}{V_1} = -g_{m1} \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$$

olarak bulunur. A_2 nin kutbu

$$s_{k2} = - \frac{1}{C_{c2} (R_2 + R_3)}$$

ve alt kesim frekansı

$$\omega_{12} = |s_{k2}| = \frac{1}{C_{c2} (R_2 + R_3)}$$

dür. Bu bilgilerle A_2 ve φ_2 nin frekans değişimleri çizilebilir (Şekil 5.6. b). (A_{20} negatif gerçel bir büyüklük olduğundan orta frekanslar bölgesinde $\varphi_2 = \pi$ dir).

c) $A_3 = V_2/V_1'$ kazancının orta frekanslar bölgesindeki değeri, benzer şekilde,

$$A_{30} = -g_{m2} \frac{R_4 \cdot R_y}{R_4 + R_y}, \quad R_4 = (r_{02}/R_{c2}) = \frac{r_{02} \cdot R_{c2}}{r_{02} + R_{c2}}$$

A_3 'ün kutbu

$$s_{k3} = - \frac{1}{C_{c3} (R_4 + R_y)}$$

alt kesim frekansı ise

$$\omega_{13} = |s_{k3}| = \frac{1}{C_{c3} (R_4 + R_y)}$$

bulunur ve A_3 'ün frekans eğrileri de bu bilgilerle çizilebilir (Şekil 5.6. c).

Toplam kazanç

$$K = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3$$

$$|K| = |A_1| \cdot |A_2| \cdot |A_3|$$

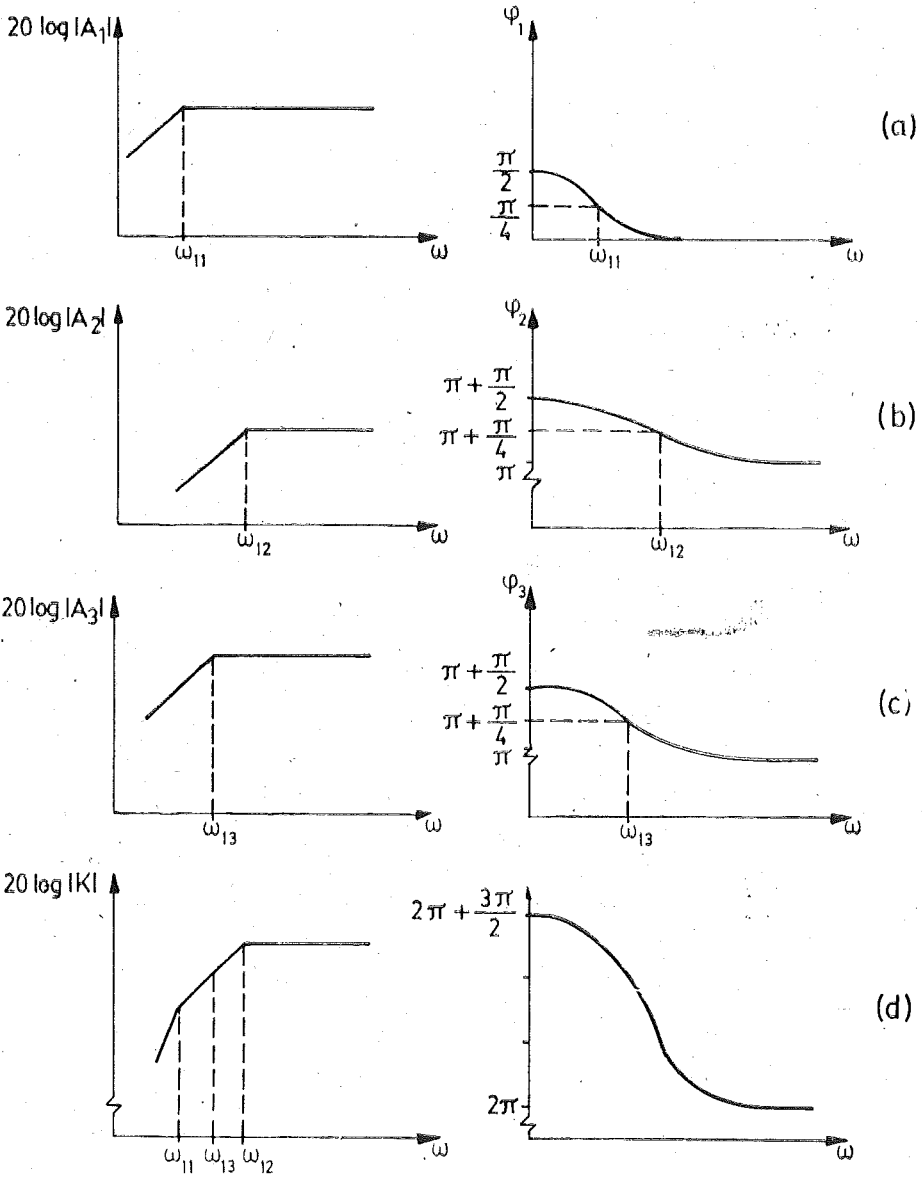
olduğundan dB olarak

$$20 \log |K| = 20 \log |A_1| + 20 \log |A_2| + 20 \log |A_3|$$

yazılabilir. Toplam kazancın açısı da

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3$$

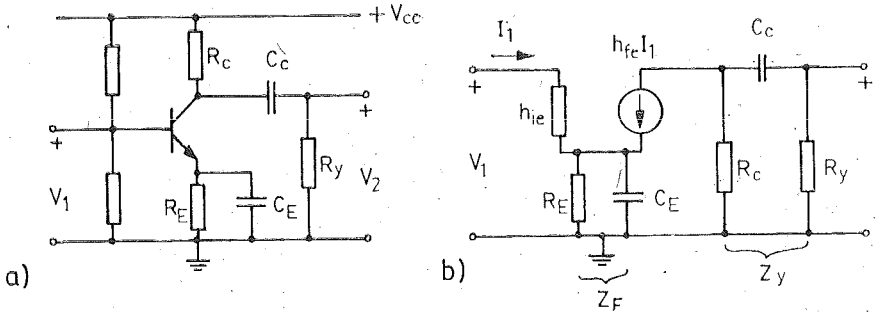
dür. Bu bilgilerle $|K|$ ve φ nin frekansla değişimleri Şekil 5.6. a, b ve c deki eğrilerin toplamı olarak çizilebilir (Şekil 5.6. d). Buradan görüldüğü gibi toplam devrenin genlik frekans eğrisinde kazancın düşmeye başladığı frekansı, kesim frekansı en yüksek olan hücrenin kesim frekansı belirlemektedir. Alçak frekanslar bölgesindeki toplam ilâve faz dönmesi de bir hücrenin getirdiği ilâve faz dönmesine göre çok daha büyük değerler almaktadır. Kuvvetlendiriciye geribesleme uygulanması halinde büyük önem kazanan bu durum üzerinde, ilerde ayrıca durulacaktır.



Şekil 5.6. Şekil 5.1. (a) daki devrenin toplam frekans eğrilerinin birim hücrelerinin frekans eğrilerinin toplamı olarak elde edilmesi.

5.2.2. Emetör Köprüleme Kondansatörünün Etkisi.

Bundan önceki bölümde incelenen devrelerde, emetör direncini köprüleyen kondansatörlerin çok büyük değerli oldukları kabul edilerek bağlama kondansatörlerinin etkisi incelenmişti. Emetör direncine paralel bir kondansatör bulunan bir kuvvetlendirici katında bu kondansatörün değeri büyük de olsa, alçak frekanslara doğru gidildikçe reaktansının büyüyeceği ve bu durumun devrenin kazancı üzerinde etkili olacağı açıktır. Bu etki, Şekil 5.7. (a) daki tipik kat için, bunun eşdeğer devresi yardımı ile incelenecektir. Şekil 5.7. (b) de verilmiş olan eşdeğer devrede baz bölücü dirençlerinin paralel eşdeğerinin sürücü kaynak iç direnci ile tranzistörün giriş direncinin paraleli yanında çok büyük olduğu için ihmal edilebileceği kabul edilmiştir. Tranzistörün de çözümü kolaylaştırmak amacıyla, basitleştirilmiş eşdeğer devresi ile alınmıştır.



Şekil 5.7. (a) Emetör köprüleme kondansatörünün etkisinin incelenmesi için kullanılacak tipik hücre. (b) Eşdeğer devresi.

Devrede R_E direnci ile bunu köprüleyen C_E kondansatörünün paralel eşdeğerine Z_E , tranzistörün R_c , R_y ve C_c den oluşan çıkış yüküne Z_y diyerek V_2 çıkış gerilimi için

$$V_2 = -h_{fe} I_1 Z_y \frac{1}{R_y + \frac{1}{sC_c}} R_y$$

yazılabilir. Burada Z_y 'nin değeri

$$Z_y = \frac{R_c \left(R_y + \frac{1}{sC_c} \right)}{R_c + R_y + \frac{1}{sC_c}}$$

olarak yerine konursa

$$V_2 = -h_{fe} I_1 \frac{R_c \left(R_y + \frac{1}{sC_c} \right)}{R_c + R_y + \frac{1}{sC_c}} \frac{1}{R_y + \frac{1}{sC_c}} R_y$$

$$V_2 = -h_{fe} I_1 \frac{sC_c R_c R_y}{sC_c (R_c + R_y) + 1}$$

bulunur. Öte yandan,

$$V_1 = I_1 (h_{ie} + Z_E) + h_{fe} I_1 Z_E$$

$$I_1 = \frac{V_1}{h_{ie} + Z_E (h_{fe} + 1)}$$

olduğundan

$$K = \frac{V_2}{V_1} = -h_{fe} \frac{1}{h_{ie} + Z_E (h_{fe} + 1)} \frac{sC_c R_c R_y}{sC_c (R_c + R_y) + 1}$$

ve Z_E nin değeri

$$Z_E = \frac{R_E}{1 + sC_E R_E}$$

yerine konarak

$$K = -h_{fe} \frac{1}{h_{ie} + \frac{R_E}{1 + sC_E R_E} (h_{fe} + 1)} \frac{sC_c R_c R_y}{sC_c (R_c + R_y) + 1}$$

çıkar. Bu bağıntı sıfırları ve kutupları kolayca ayırdedilebilecek şekilde düzenlendiğinde

$$K = - \left(\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_c R_y}{R_c + R_y} \right) \frac{s}{(s - s_{k1}) (s - s_{k2})} \quad (5.4)$$

elde edilir. Burada

$$s_{k1} = - \frac{1}{C_c (R_y + R_c)}$$

$$s_0 = - \frac{1}{C_E R_E}$$

$$s_{k2} = -\frac{1}{C_E R_E} \cdot \left[1 + \frac{R_E (h_{fe} + 1)}{h_{ie}} \right] \approx \frac{-1}{C_E R_E} \cdot \left(1 + \frac{R_E}{r_e} \right)$$

$$= -\frac{1}{C_E \cdot (R_E/r_e)}$$

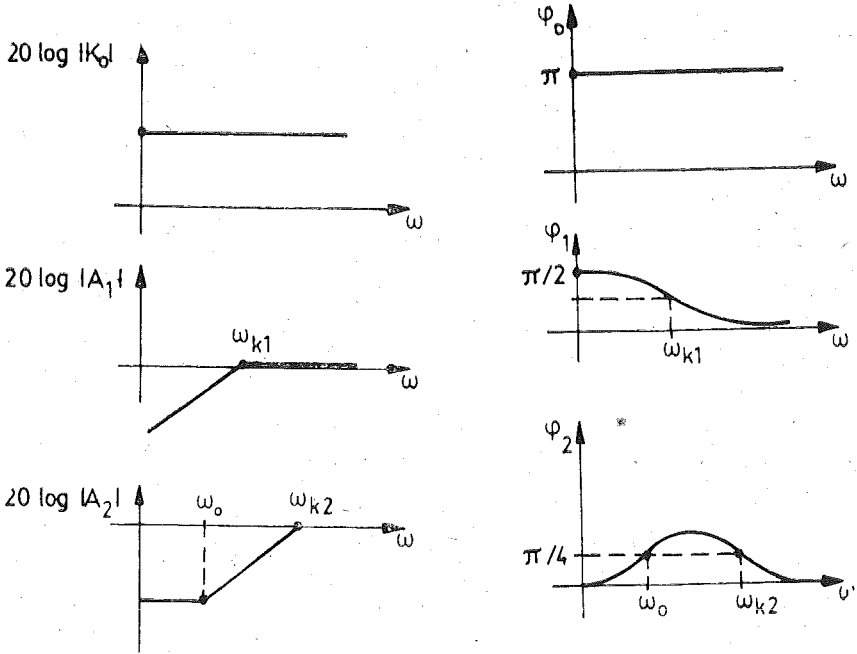
dir. (5.4) bağıntısı dikkatle incelenirse ilk çarpanın (K_o) devrenin orta frekanslar bölgesindeki kazancı olduğu görülür. İkinci çarpan, bağlama kondansatörünün, son çarpan (A_2) ise emetör köprüleme kondansatörünün etkisini belirler.

Devrenin frekans eğrileri, (5.4) bağıntısı yardımı ile elde edilebilir. Kazancın modülünün frekansla değişimini bulmak için çarpanlardan herbirinin modülünün frekansla değişimlerini çıkartıp, bunları çarpmak, yahut kazanç değerleri dB olarak bulunmuşsa bunları toplamak gerekir. Toplam faz dönmesi de çarpanlardan herbirinin getirdiği faz dönmelerinin toplamıdır. Orta frekanslar bölgesindeki kazancı belirleyen ilk çarpanın modülü frekanstan bağımsız (sabit) ve açısı (eksi işareti sebebi ile) π dir (Şekil 5.8. (a)). İkinci çarpanın modülünün ve açısının frekansla değişimi, bağlama kondansatörünün etkisi incelenirken çıkartılmıştır. Buna göre s_{k1} kutbunun belirlediği

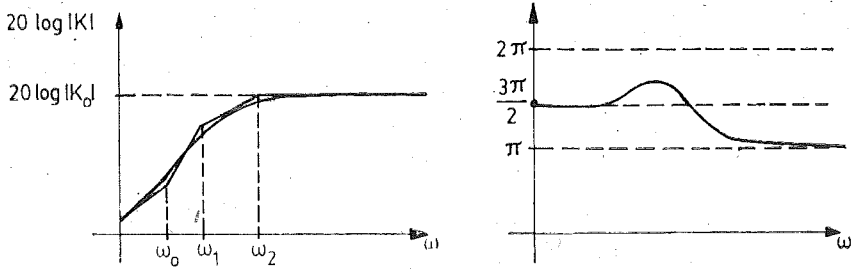
$$\omega_{k1} = \frac{1}{C_e (R_e + R_y)}$$

köşe frekansında kazancın modülü, daha yüksek frekanslardaki değerinin 3 dB altındadır ve ω_{k1} den daha alçak frekanslara doğru gidildikçe kazanç 20 dB/dekad'lık bir eğimle sürekli olarak düşer. Faz eğrisinde ise, orta frekanslar bölgesinde 0 olan faz dönmesi alçak frekanslara doğru gidildikçe ω_{k1} frekansında $\pi/4$ değerinden geçerek $\pi/2$ değerine asimptot olur (Şekil 5.8. b).

Negatif gerçel bir sıfırı ve bir kutbu bulunan ve $|s_{k2}| > |s_o|$ olan üçüncü çarpana ilişkin frekans eğrileri de bu çarpana ilişkin sıfır kutup diyagramı yardımı ile kolayca elde edilebilir (Şekil 5.8. c). Bu eğrilerden, kazancın modülünün ve fazının frekansla değişimi çizilirse Şekil 5.9. daki eğriler bulunur. Görüldüğü gibi, emetör köprüleme kondansatörünün sonsuz büyük alınması halinde, bağlama kondansatörünün belirlediği ω_{k1} kesim frekansından aşağıya doğru 20 dB/dekad'lık sabit bir eğimle düşen frekans eğrisinde, köprüleme kondansatörü yüzünden iki kırılma daha ortaya çıkmaktadır. Frekans eğrisinin biçimini, ω_o , ω_{k1} ve ω_{k2} nin birbirlerine göre durumu belirler. Faz dönmesi de bir bölgede $3\pi/2$ nin üstüne çıkar ki bu durumun önemli olduğu bazı haller vardır ve bunlara yeri geldiğinde değinilecektir.



Şekil 5.8. (5.4.) bağıntısına ilişkin frekans eğrileri.



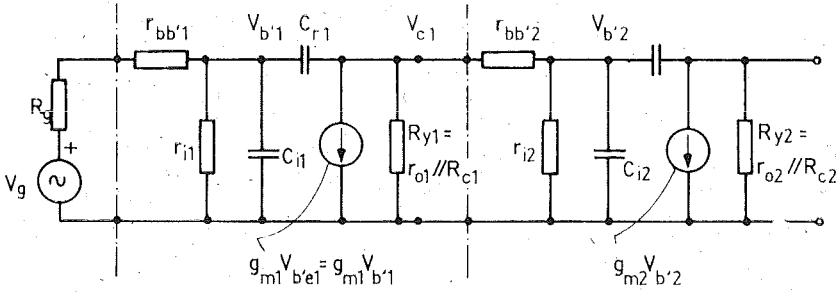
Şekil 5.9. Bağlama kondansatörü ve emetör köprüleme kondansatörünün frekans eğrileri üzerindeki toplam etkisi.

5.2.3. Kazancın Yüksek Frekanslarda Değişimi.

Birbirlerine bağlama kondansatörleri ile bağlanmış çok katlı bir kuvvetlendiricide kazancın yüksek frekanslardaki değişimini genel olarak aktif elemanların elektrotlar arası kapasiteleri belirler. Bazı hallerde kazancın, aktif elemanların iç kapasitelerinin belirlediğinden daha alçak

frekanslarda düşmeye başlaması —veya belirli bir şekilde değişmesi— için devreye dışardan bazı elemanlar —genellikle paralel kapasiteler— ilâve edilebilir.

Ortak emetörlü iki kattan oluşan tranzistorlu bir kuvvetlendirici ve eşdeğer devresi Şekil 5.10. da verilmiştir. Devredeki tranzistorlar, yüksek frekanslarda da geçerli olan Giacoletto eşdeğer devreleri ile temsil edilmiştir. Bağlama ve köprüleme kondansatörleri orta frekanslarda bile etkileri görülmeyen büyük değerli kondansatörler olduğundan, yüksek frekanslardaki durumu incelemek için kullanacağımız eşdeğer devrede, kısa devre kabul edilmişlerdir. Ayrıca baz bölücü dirençleri, tranzistorların giriş dirençleri yanında ihmal edilmişlerdir. Bu eşdeğer devrenin bazı basitleştirici değişikliklerle tüpler ve FET'ler için de geçerli olacağı kolayca görülebilir.



Şekil 5.10. İki katlı tranzistorlu kuvvetlendirici ve yüksek frekanslardaki eşdeğer devresi.

İki katlı, basit bir kuvvetlendiricinin yüksek frekanslardaki eşdeğeri olan Şekil 5.10. daki devre için devre denklemleri (örneğin düğüm denklemleri) yazılıp $K_v = V_{c2}/V_g$ için çözümlerse

$$K_v = A \frac{(s - s_{o1})(s - s_{o2})}{(s - s_{k1})(s - s_{k2})(s - s_{k3})(s - s_{k4})}$$

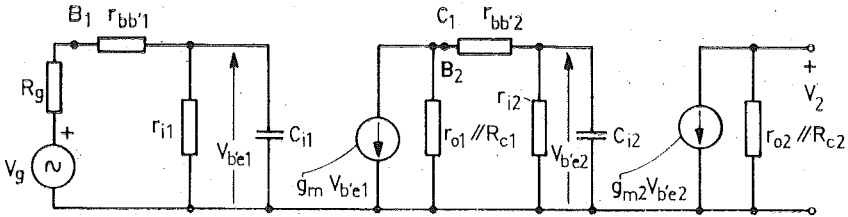
biçiminde bir kazanç fonksiyonu elde edilir. Ancak bu basit devre için bile sıfır ve kutupların değerlerinin bulunması uzun ve yorucu hesaplar gerektirir. Bu yüzden çok katlı kuvvetlendiricilerin yüksek frekanslardaki davranışlarının incelenmesinde elektronik hesaplayıcılardan yararlanılması faydalı olur. Bu amaçla yazılmış çeşitli standart programlar mevcuttur.

Devrelerin elektronik hesaplayıcılar kullanılarak çözülmesi belirli bir devrede belirli eleman ve parametre değerleri için tam doğru sonuçların elde edilmesi için yararlıdır. Ancak birçok hallerde sonucun elemanlara ve parametrelere bağlı olarak kolayca yorumlanabilecek cebirsel bağıntılar şeklinde elde edilmesi —bağıntılar bazı yaklaşıklıklar ve kabuller yapılarak elde edilmiş olsa bile— daha yararlı olur. Şekil 5.10. daki eşdeğer devrede C_{r1} ve C_{r2} iç geribesleme kapasitelerinin varlığı, katların kazançlarının bağımsız olarak hesapdilebilmelerini, böylece sonuca kolay yoldan ulaşılmasını engellemiştir. Bu şekilde düğümler arasına gelen admitansları, bu düğümlerle referans arasına gelecek bazı elemanlarla temsil ederek uzun zincir devrelerin kaskad bağlanmış bağımsız hücrelere dönüştürülmesi için «Miller teoremi»nden yararlanılabilir. Bu teorem 5.2.3.2. de, uygulamada rahatlık sağlayan bazı değişikliklerle verilmiştir.

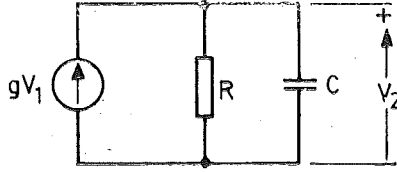
5.2.3.1. İç Geribeslemenin Küçük Olması Durumu.

Kuvvetlendiricide kullanılan aktif elemanın iç geribesleme kapasitesinin küçük değerli olduğu durumlarda Şekil 5.10. daki eşdeğer devrede bu elemanlar açık devre kabul edilebilir. Böylece devre, kazançları bağımsız olarak hesapdilebilen art arda bağlanmış hücrelerden oluşmuş bir zincire dönüşür ki bunun toplam kazancı, bağımsız hesaplanan kat kazançlarının çarpımı olarak kolayca bulunabilir.

Bu basitleştirmenin yapılması halinde devrenin ne şekilde bölümlenebileceği Şekil 5.11. de gösterilmiştir. Dikkat edilirse her bölümün Şekil 5.12. deki eşdeğer devreye kolayca dönüştürülebileceği görülür. O halde bu tipik hücre için kazancın frekansla değişimi bulunursa, devrenin tümünün kazancının frekansla değişimine kolayca geçilebilir.



Şekil 5.11. İç geribesleme kapasitelerinin ihmal edilebilecek kadar küçük olması hali için eşdeğer devre.



Şekil 5.12. Şekil 5.11.deki devrenin tipik birim hücresi.

Devrenin çıkış gerilimi V_2 ,

$$V_2 = g \cdot V_1 \frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = g \cdot V_1 \frac{R}{sRC + 1}$$

$$= g \cdot V_1 \frac{R}{RC} \frac{1}{s + \frac{1}{RC}}$$

dir. Burada $s_k = -1/RC$ konularak

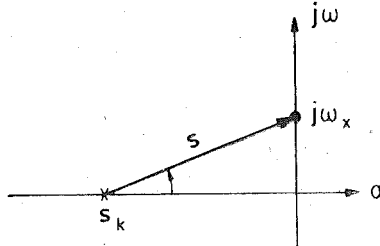
$$K = \frac{V_2}{V_1} = g \cdot R \cdot (-s_k) \frac{1}{(s - s_k)} \quad (5.5)$$

yazılabilir ki burada $g \cdot R$ nin, C nin açık devre kabul edilebildiği frekanslardaki kazanç olduğu açıktır. Kazancın *frekanstan bağımsız olan* bu değeri K_0 ile gösterilirse (5.5) bağıntısı

$$K = K_0 (-s_k) \frac{1}{(s - s_k)} \quad (5.6)$$

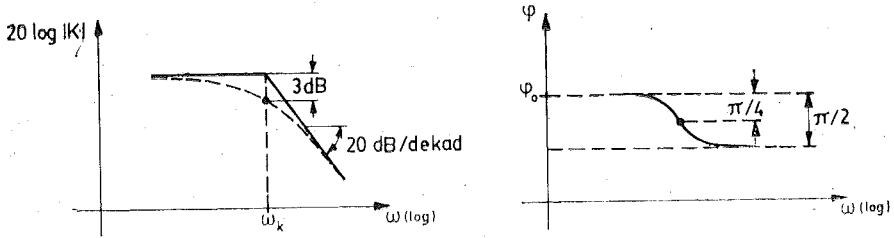
şeklinde yazılabilir.

(5.6) bağıntısına ilişkin sıfır-kutup diyagramında, Şekil 5.13. de görüldüğü gibi $s_k = -1/RC$ değerinde negatif gerçel bir kutup vardır. Buradan frekans eğrilerine geçilirse Şekil 5.14. (a) ve (b) de verilmiş olan eğriler elde edilir. Buna göre kazancın modülü $\omega_k = 1/RC$ açısal fre-



Şekil 5.13. Birim hücreye ilişkin sıfır-kutup diyagramı.

kansında (*üst kesim frekansında*) kazancın frekanstan bağımsız kaldığı bölgedeki değerinin 3 dB altına düşmekte ve azalma 20 dB/dekad eğimli bir asimptota yaklaşarak devam etmektedir. Kazancın fazı ise üst kesim frekansında orta frekanslardaki değerinin $\pi/4$ radyan altına düşmekte ve $\pi/2$ radyana doğru azalarak devam etmektedir.



Şekil 5.14. Birim hücrenin frekans eğrileri.

Şekil 5.14. deki devrenin toplam kazancına ilişkin modül eğrisi her bir hücrenin modül eğrileri dB ekseninde toplanarak elde edilebilir. Toplam faz eğrisi de benzer şekilde çıkartılır.

5.2.3.2. İç Geribeslemenin İhmal Edilmemesi Durumu :

Miller Teoreminin Uygulanması.

Elektron tübü, tranzistor ve FET gibi aktif devre elemanlarının giriş-çıkış uçları arasındaki kapasitenin, bu elemanlarla kurulan kuvvetlendiricilerin yüksek frekanslardaki davranışlarını belirlemede büyük önemi vardır. İlk olarak Miller tarafından, elektron tüpleri için yapılan inceleme bu kapasitenin, devrenin üst kesim frekansı üzerinde ilk bakışta tahmin edilebilenden çok daha etkili olduğunu göstermiş ve «Miller teoremi» olarak anılan teorem böylece ortaya çıkmıştır. Doğru kullanıldığı takdirde karmaşık elektronik devrelerinin çözümlerini kolaylaştırması —ve daha önemlisi— sonuçları, mühendislik açısından kolayca yorumlanabilir bir biçimde vermesi Miller teoremini elektronik mühendisliği alanında en çok kullanılan devre teoremlerinden biri haline getirmiştir.

Aşağıda Miller teoremi, değişik bir yaklaşımla verilecek ve teoremin, bu yaklaşım yolu izlenerek uygulandığında Elektronikte en çok karşılaşılan devre tipi için tehlikesizce kullanılabileceği gösterilecektir.

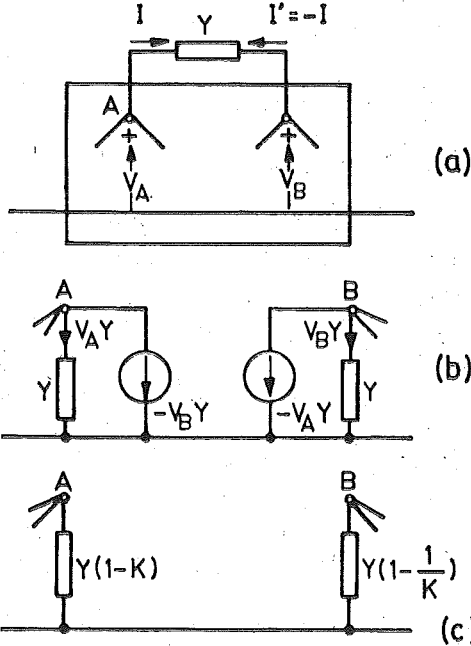
Bir devrede A ve B düğümleri, aralarında bir Y admitansı bulunan ve 0 referans noktasına göre gerilimleri V_1 ve V_2 olan herhangi iki düğüm olsun (Şekil 5.15. a). A düğümünden Y ye doğru akan akıma I dersek, B den Y ye doğru akan akım da $I' = -I$ ile gösterilebilir. Şekilden kolayca görüleceği gibi I ve I' akımları

$$I = (V_A - V_B) Y = V_A \cdot Y - V_B \cdot Y \quad (5.7)$$

$$I' = (V_B - V_A) Y = V_B \cdot Y - V_A \cdot Y \quad (5.8)$$

bağıntıları ile ifade edilebilir. (5.7) bağıntısına göre; Y admitansının soldaki ucu A düğümünden ayrılıp bu düğümle referans arasına Y değerinde bir admitans ve $-V_B \cdot Y$ değerinde bir akım kaynağı bağlanırsa A düğümünün şartlarında bir değişiklik meydana gelmez. Benzer şekilde B den dışarıya doğru akan $-I$ akımı da B ile referans arasına bağlanacak bir Y admitansı ve $-V_A \cdot Y$ akım kaynağı ile temsil edilebilir (Şekil 5.15. b). Şimdi $V_B/V_A = K$ dersek A düğümüne bağladığımız bağımlı kaynak

$$-V_B \cdot Y = -V_A \cdot K \cdot Y$$



Şekil 5.15. Milller teoremi yardımı ile A ve B düğümleri arasındaki Y admitansının Y_A ve Y_B paralel admitanslarına dönüştürülmesi.

olur ki bu, A düğümü ile referans arasına bağlanacak $(-Y \cdot K)$ değerinde bir admitansa eşdeğerdir. Benzer şekilde B düğümündeki bağımlı kaynak da

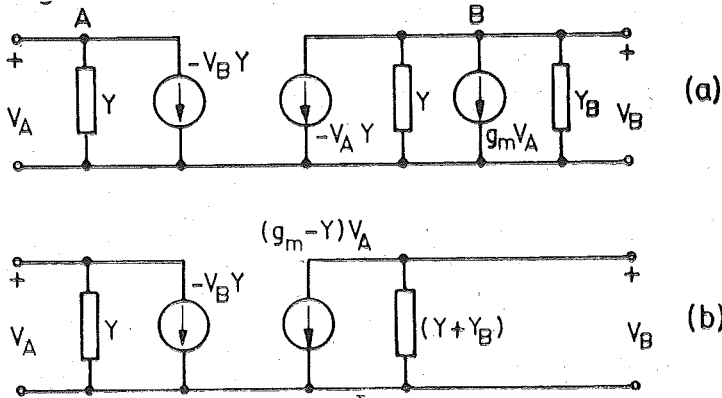
$$-V_A \cdot Y = -V_B (1/K) \cdot Y$$

bağıntısının gösterdiği şekilde bu düğümle referans arasına bağlanacak $(-Y/K)$ değerinde bir admitansla temsil edilebilir. Böylece Şekil 5.15. c deki eşdeğer elde edilir. Bu eşdeğer devre ancak K'nın hesap edilebildiği haller için bir anlam taşır. K'nın değeri, B düğümüne gelen öteki kollara bağlıdır. Bu kolların B ile referans arasına bağlı bir Y_B toplam eşdeğer admitansı ve V_A gerilimine bağlı bir bağımlı kaynakla ($g_m V_A$) temsil edilebildiği özel hal için K herhangi bir yaklaşıklığa veya kabule gerek kalmaksızın, kolayca hesaplanabilir. Şekil 5.15. (b) den bu özel hal için elde edilen Şekil 5.16. (a) ve (b) yardımı ile

$$V_B = -(g_m - Y) V_A \frac{1}{(Y + Y_B)}$$

$$K = \frac{V_B}{V_A} = -\frac{g_m - Y}{(Y + Y_B)} \quad (5.9)$$

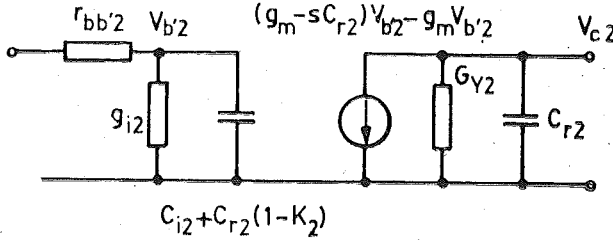
bulunur.



Şekil 5.16. K'nın doğrudan doğruya hesaplanabildiği özel durum için eşdeğer devre.

Yukarıda kazancın bu şekilde hesap edilebilmesi için varsayılan özel durum, B'nin bir aktif 4-üçlünün çıkış düğümü ve Y'nin elemanın iç geribesleme admitansı olması halinden başka birşey değildir ve en çok kar-

şlaşılan durumlardan biridir. Gerçekten, Şekil 5.10. daki iki katlı kuvvetlendiricinin ikinci katına yukarıda yaptığımız dönüşümler uygulanırsa Şekil 5.17. deki eşdeğer devre elde edilir.



Şekil 5.17. Şekil 5.10. daki devrenin ikinci katının Miller dönüşümü uygulandıktan sonraki hal.

Tranzistorlarda ve öteki aktif 4-üçlülarda C_r iç geribesleme kapasitesi genellikle birkaç pF mertebesinde, özel olarak yüksek frekanslarda kullanılmak üzere geliştirilen elemanlarda ise 0,1 pF mertebesinde, hattâ daha küçüktür. Bu yüzden hemen hemen her zaman $\omega C_{r2} < g_m$ olacağından $(g_m - sC_{r2}) \approx g_m$ yaklaşıklığı rahatlıkla yapılabilir. Çıkıştaki bağımlı kaynağa paralel gelen G_{y2} ile C_{r2} nin kazanç fonksiyonuna bir kutup getireceği, yani kazancın frekansla değişiminde bu elemanların belirlediği frekansta düşme yönünde bir kırılma meydana geleceği açıktır. Eşdeğer devrenin getirdiği en önemli —ve genellikle ilk bakışta beklenmeyen— bilgi, giriş kapasitesine eklenen $C_{r2} \cdot (1 - K_2)$ bileşenidir. $K_2, G_{y2} \gg \omega C_{r2}$ şartının geçerli olduğu frekanslar için negatif, gerçel ve $g_{m2} \cdot R_{y2}$ değerinde oldukça büyük bir sayıdır. (Örneğin $g_{m2} = 25$ mA/V, $R_{y2} = 10$ k ohm, $C_{r2} = 1$ pF için $R_{y2} = 1/\omega C_{r2}$ eşitliğinin sağlandığı $f = 16$ MHz den yeteri kadar küçük frekanslarda $K_2 \approx -250$ dir.) Demek oluyor ki C_{r2} nin Miller dönüşümü ile girişe aktarılan eşdeğeri, C_{r2} ye göre çok büyük bir kapasite olmaktadır ve bir önceki katın yük direncine paralel geldiğinden, bu katın frekans eğrisini önemli ölçüde etkileyecek demektir.

Daha da genel olarak bir tranzistorun yükünün reaktif kısmının endüktif yahut kapasitif olabileceği göz önünde bulundurularak

$$Y_y = G_y(\omega) + jB_y(\omega)$$

yahut

$$Z_y = R_y(\omega) + jX_y(\omega)$$

yazılabilir. Bu yük için kazanç

$$K - g_m \cdot Z_y = -g_m (R_y + jX_y) \quad (5.10)$$

ve C_r iç geribesleme kapasitesinin Miller dönüşümü sonucunda girişe paralel getirdiği admitans

$$\begin{aligned} Y(1-K) &= j\omega C_r(1-K) = j\omega C_r[1 + g_m(R_y + jX_y)] \\ &= (-\omega C_r \cdot g_m \cdot X_y) + j\omega C_r(1 + g_m R_y) \end{aligned} \quad (5.11)$$

olur. Görüldüğü gibi bu durumda girişe paralel gelen $C_r(1 + g_m R_y)$ kapasitesinden başka bir de *iletkenlik* bileşeni ortaya çıkmaktadır.

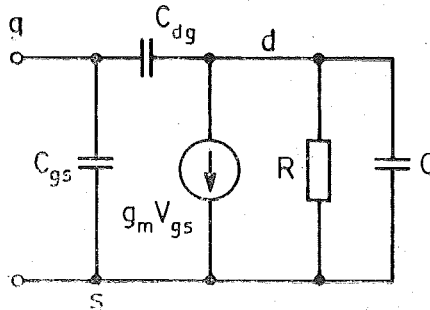
Tranzistorun yükünün *kapasitif* yani X_y nin negatif olması halinde bu iletkenlik pozitifdir ve değeri

$$G(\omega) = \omega C_r \cdot g_m | X_y(\omega) | \quad (5.12)$$

bağıntısı ile belirlidir. Yükün kapasitif olması halinde girişe paralel gelen bu iletkenlik bileşeni alan etkili tranzistorlarda ve elektron tüplerinde normal şartlar altında çok küçük olan giriş iletkenliğinin frekans arttıkça büyüyeceğini gösterir.

Örnek :

Bir MOS tranzistorun giriş kapasitesi $C_{gs} = 5$ pF, iç geribesleme kapasitesi $C_{dg} = 1$ pF, eğimi $g_m = 5$ mA/V, yük direnci $R = 10$ k ohm'dur ve çıkışa $C = 10$ pF lık bir kapasite paralel gelmektedir. $f = 1$ MHz için devrenin giriş direncini ve giriş kapasitesini hesaplayınız (Şekil 5.18).



Şekil 5.18. Kapasitif bir admitansla yüklü bir MOS tranzistorlu kuvvetlendiricinin eşdeğer devresi.

MOS tranzistorun yük empedansı :

$$Z_y = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}$$

$$= \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} - j \frac{\omega CR^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2} = R_y + jX_y$$

Miller dönüşümü ile girişe paralel gelen kapasite (Şek. 5.19.)

$$C_p = C_{dg} (1 + g_m R_y) = C_{dg} \left(1 + g_m \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} \right)$$

sayısal değerler yerlerine konulursa

$$C_p = 10^{-12} \left(1 + 5 \cdot 10^{-3} \frac{10^4}{1 + (2\pi \cdot 10^6)^2 (10^{-11})^2 (10^4)^2} \right)$$

$$C_p = 35,9 \text{ pF}$$

bulunur. 5 pF olan C_{gs} kapasitesi ile birlikte toplam giriş kapasitesi 40,9 pF dir.

Girişe paralel gelen iletkenlik:

$$G_p = -\omega C_{dg} \cdot g_m X_y = -\omega C_{dg} g_m \left(-\frac{\omega CR^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2} \right)$$

$$G_p = 2\pi \cdot 10^6 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^{-3} \frac{2\pi \cdot 10^6 \cdot 10^{-11} \cdot 10^8}{1 + (2\pi \cdot 10^6)^2 (10^{-11})^2 (10^4)^2}$$

$$G_p = 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ S}$$

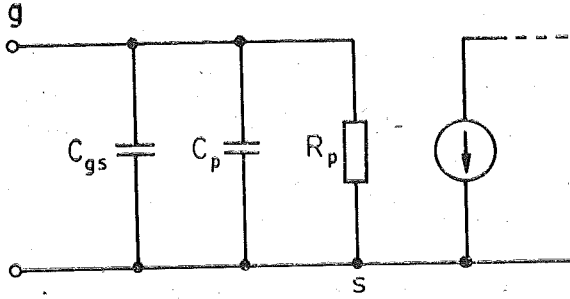
ve buna karşı düşen direnç

$$R_p = 7140 \text{ ohm}$$

bulunur ki pratik olarak sonsuz büyük olan r_{gd} direncine göre çok küçüktür.

Bazı kuvvetlendiricilerde yük bir transformatör, bir rezonans devresi v.b. olabilir ki böyle hallerde Z_y —bütün frekanslarda yahut bir frekans bölgesinde —endüktif, yani X_y pozitiftir. Bu durumda giriş admitansının gerçel bileşeni (giriş iletkenliği)

$$G(\omega) = -\omega C_r \cdot g_m \cdot X_y$$

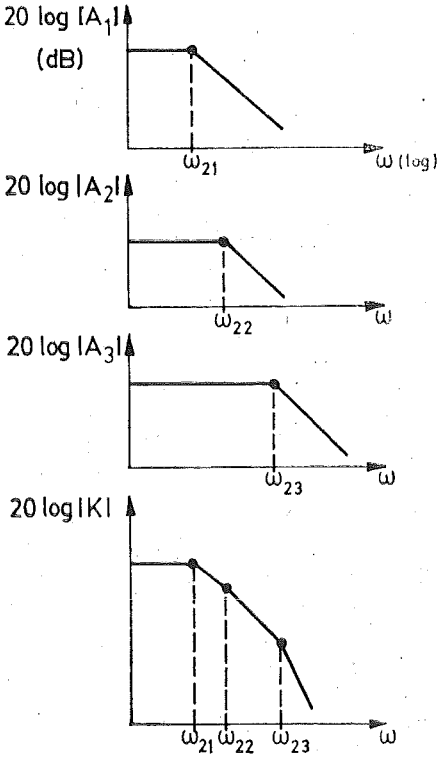


Şekil 5.19. Şekil 5.18.deki devrenin Miller dönüşümünden sonra giriş admittansı.

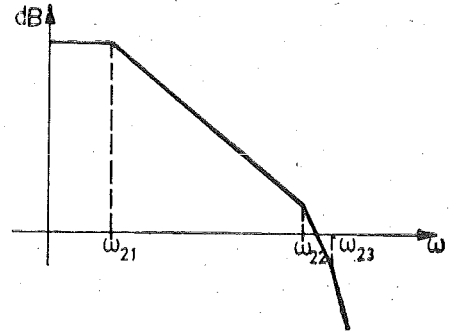
negatiftir. Bu tür devreler «negatif direnç» elde etmede kullanılabilir ve giriş uçları arasında elde edilen negatif direnç bir rezonans devresinin kayıplarını (pozitif paralel direncini) karşılayarak söntimsüz salınımlar elde edilmesini sağlayabilir.

5.2.4. Çok Katlı Kuvvetlendiricilerde Toplam Band Genişliği ile Katların Band Genişlikleri Arasındaki İlişki.

Katlarından herbirinin frekans eğrileri bilinen çok katlı bir kuvvetlendiricide kuvvetlendiricinin tümüne ait frekans eğrilerinin kolayca elde edilebileceği gösterilmişti. Şekil 5.20. de verilmiş olan örnekte üç katlı bir kuvvetlendirici için yüksek frekanslardaki durum görülmektedir. Katlardan birinin kesim frekansının (örneğin ω_{21} 'in) ötekilere göre çok küçük olması halinde, toplam frekans eğrisinin önemli ölçüde bu kat tarafından belirleneceği açıktır (Şekil 5.21.). Bu şekilde, toplam frekans eğrisi üzerindeki etkisi, öteki kutupların etkilerine göre daha baskın olan kutba «*baskın kutup*» denir. Toplam kazanç eğrisinin kesim frekansının istenilen bir ω_{2T} değerinde olması istendiğinde eğer bu frekans, katların tek başlarına verdikleri kesim frekanslarının tümüne, yahut bunlardan biri hariç diğerlerine göre yeteri kadar küçükse, en küçük kesim frekansı —devrede gerekli değişiklik yapılarak— bu ω_{2T} değerine kaydırılabilir. Bu şekilde elde edilen frekans eğrisi geniş bir bölgede, tek kutuplu bir devreye ilişkin frekans eğrisinin özelliklerine sahiptir; yani bu kutba ilişkin frekanstaki düşme 3 dB ve daha ileri gidildikçe düşme eğimi 20 dB/dekaddır. Faz bakımından da durum tek kutuplu devredeki gibidir; yani ω_{2T} frekansında —orta frekanslar bölgesine ek— faz dönüşü $\pi/4$ den ibarettir.



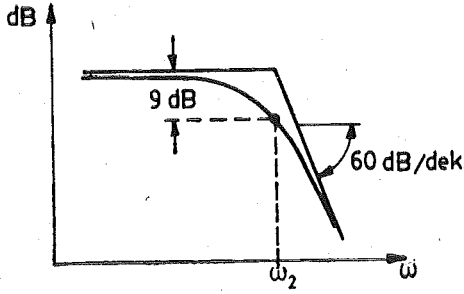
Şekil 5.20. Toplam frekans eğrisinin, hücrelerin frekans eğrileri yardımı ile bulunması.



Şekil 5.21. Bir kutbun (burada ω_{21} 'e karşı düşen kutbun) baskın kutup olması halinde frekans eğrisi.

Çok katlı kuvvetlendiricilerin frekans eğrileri bakımından önemli bir özel hâl, katların kesim frekanslarının birbirlerine eşit olması hâlidir. Bu durumda, art arda bağlanan katların sayısı n ise, katların ω_2 üst kesim frekansında kazancın modülündeki düşme ($n \times 3$) dB, ve bu frekanstan daha yukarda toplam kazancın frekansla düşmesi, eğimi ($n \times 20$) dB/dekad olan bir doğruya asimptot olacaktır. Şekil 5.22. de her bir katının üst kesim frekansı ω_2 olan 3 katlı bir kuvvetlendiricide kazancın modülünün frekansla değişimi köşe frekansı ve asimptotları ile gösterilmiştir.

Böyle bir kuvvetlendiricinin üst kesim frekansının (kazancın, orta frekanslardaki değerinin 3 dB altına düştüğü frekansın) ω_2 den daha küçük olacağı açıktır. Kuvvetlendiricinin tümüne ait bu kesim frekansı (ω_{2T}) ile katların —birbirlerine eşit olan— kesim frekansları (ω_2) ara-



Şekil 5.22. Herbir katının köşe frekansı ω_2 olan üç katlı bir kuvvetlendiricide frekans eğrisinin asimptotları.

sındaki bağıntının bulunabilmesi gerekir. Şekil 5.23. de katlardan herhangi birine ilişkin sıfır - kutup diyagramı verilmiştir. Bilindiği gibi tek kutuplu bir kazanç fonksiyonu

$$K = K_0 (-s_k) \frac{1}{(s - s_k)} \quad (5.13)$$

biçiminde olup, herhangi bir ω frekansı için $|K|$, frekanstan bağımsız olan K_0 (orta frekanslar bölgesindeki kazanç) bilindiğine ve bu ω için $(s - s_k)$ fazörünün modülü sıfır - kutup diyagramından hesaplanabileceğine göre kolayca bulunabilir:

$$|K| = |K_0| \cdot (-s_k) \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + s_k^2}}$$

ve

$$\omega_2 = |s_k|$$

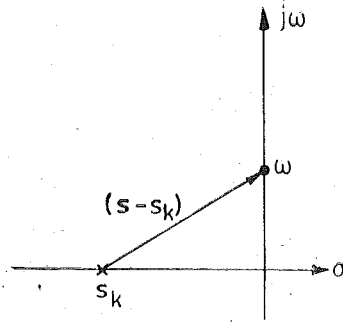
olduğundan

$$|K| = |K_0| \cdot \omega_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

Şimdi orta frekans kazançları başka başka olmakla beraber üst kesim frekansları aynı olan n tane katın art arda bağlandığını düşünelim. Bu durumda toplam kazancın orta frekanslardaki değeri

$$|K_{oT}| = |K_{o1} \cdot K_{o2} \cdot K_{o3} \cdot \dots \cdot K_{on}|$$

herhangi bir frekanstaki değeri



Şekil 5.23. (5.14.) bağıntısına ilişkin sıfır-kutup diyagramı.
Burada sadece negatif gerçel bir kutup var.

$$|K_T| = |K_{01} \cdot K_{02} \dots K_{0n}| \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}} \right)^n (\omega_2)^n$$

olur. $\omega = \omega_{2T}$ için tanım gereği $|K_T| = |K_{0T}| / \sqrt{2}$ dir. Bu bağıntı açık olarak yazılırsa

$$\omega = \omega_{2T}; |K_{01} \dots K_{0n}| \cdot (\omega_2)^n \left(\frac{1}{\sqrt{\omega_{2T}^2 + \omega_2^2}} \right) = |K_{01} \dots K_{0n}| \frac{1}{\sqrt{2}}$$

ve buradan

$$\omega_{2T} = \omega_2 \sqrt{(2^{1/n} - 1)}$$

$$f_{2T} = f_2 \sqrt{(2^{1/n} - 1)} \quad (5.14)$$

bulunur. Bağıntıdaki $\sqrt{2^{1/n} - 1}$ çarpanının $n=1 \dots 6$ için alacağı değerler aşağıda verilmiştir :

n	= 1	2	3	4	5	6
$\sqrt{2^{1/n} - 1}$	= 1	0,644	0,510	0,435	0,386	0,350

Bu bilgilere göre üst kesim frekansları $f_2 = 20$ kHz olan üç kat art arda bağlandığında toplam devrenin üst kesim frekansı

$$f_{2T} = 20 \text{ kHz} \times 0,510 = 10,2 \text{ kHz} \text{ olur.}$$

Benzer şekilde, üst kesim frekansı örneğin $f_{2T} = 100$ kHz olan 4 katlı bir kuvvetlendirici, üst kesim frekansları birbirlerine eşit olan $n=4$ kattan kurulacaksa, katlardan herbirinin üst kesim frekansının

$$f_2 = 100 \text{ kHz} / 0,435 = 229,9 \text{ kHz}$$

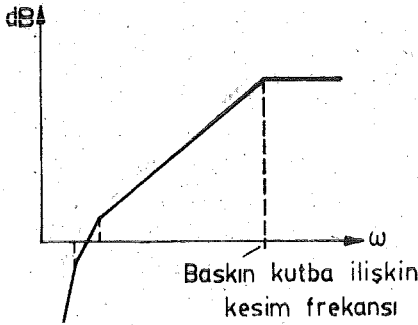
olması gerekir.

Buraya kadar yüksek frekanslar bölgesi için söylenenler, alçak frekanslar bölgesi için de geçerlidir. Alçak frekanslar bölgesinde de katlardan birine ait kutbun —bu defa— diğerlerine göre çok büyük olması halinde frekans eğrisinin tek kutuplu bir devreninkine benzeyeceği açıktır (Şekil 5.24.). Katların f_1 alt kesim frekanslarının birbirlerine eşit olması halinde kuvvetlendiricinin tümüne ilişkin alt kesim frekansının

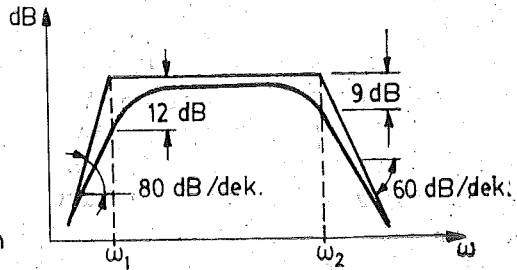
$$f_{IT} = f_1 / \sqrt{(2^{1/n} - 1)} \quad (5.15)$$

bağıntısı ile hesaplanabileceği de kolayca gösterilebilir.

Şekil 5.25. de alçak frekanslarda birbirine eşit 4 kutbu ve yüksek frekanslarda —yine birbirine eşit— 3 kutbu bulunan bir kuvvetlendiricinin toplam frekans eğrisi köşe frekansları ve asimptotları ile verilmiştir.



Şekil 5.24. Katlarının kesim frekanslarından biri ötekine göre çok yüksek olan üç hücreli bir kuvvetlendiricinin frekans eğrisi.



Şekil 5.25. Bir kuvvetlendiricinin toplam frekans eğrisinin asimptotları.

tir. Buradaki gibi, katların kesim frekansları eşit olan bir kuvvetlendiricide kazancın geçirme bandının dışındaki değişimi, kesim frekanslarının eşit olmaması halindekine göre daha hızlı, yani frekans eğrisi ideal süzgeç devre frekans eğrisine daha yakındır. Kat sayısının artması ile değişim eğiminin daha da artacağı açıktır.

5.2.5. R-C Bağlamalı Kuvvetlendiricilerin Kare Dalgaya Cevabı.

Buraya kadar, dirençle yüklü, sürücü kaynağa ve bir sonraki kata kondansatörle bağlanmış kuvvetlendiricilerin sinüs biçimi giriş işaretlerine cevabı incelendi ve bu cevabın frekans eğrileri ile gösterildiği belirtildi. Bu eğriler kazancın modülünün hangi frekans aralığında sabit kaldığını, hangi frekanstan başlayarak düştüğünü, ayrıca çıkış işaretinin girişe göre fazının frekansla nasıl değiştiğini gösteriyordu.

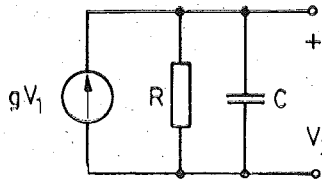
Bir kuvvetlendiricinin basamak biçimi bir sürücü işarete, yahut bir kare dalgaya cevabı (yani bu giriş işareti için çıkış işaretinin zamana göre değişim şekli) incelenerek de özellikleri hakkında bazı önemli bilgiler edinilebilir.

5.2.5.1. Yükselme Süresi.

Girişine basamak biçiminde bir sürücü işaret uygulanan bir kuvvetlendiricide, ideal olarak, çıkış işaretinin de basamak biçiminde olması gerekir. Ancak, eşdeğer devrede kaçınılmaz olarak var olduklarını gördüğümüz paralel kapasiteler yüzünden çıkış işareti girişteki işaretle birlikte, anı olarak değişmez. Genellikle büyük değerli olan bağlama ve köprüleme kondansatörleri hızlı değişimler için kısa devre sayılabileceklerinden, basamak biçimi giriş işaretinin hızlı değişim bölgesi üzerine devrenin etkisi incelenirken yüksek frekanslar için geçerli olan eşdeğer devreyi kullanmak yeterli olacaktır. Herbiri dirençle yüklü ve kondansatörle bağlanmış çok katlı bir kuvvetlendiricinin yüksek frekanslardaki eşdeğer devresinin Şekil 5.26. daki tipten hücrelere ayrılabilceği görülmüştü. Böyle bir hücre için

$$K = \frac{V_2}{V_1} = \frac{g}{C} \frac{1}{s + \frac{1}{RC}}$$

$$= K_0 (-s_k) \frac{1}{s - s_k}, \quad s_k = -\frac{1}{RC}, \quad K_0 = g \cdot R$$



Şekil 5.26. Yükselme süresinin hesabında kullanılan birim hücre.

yazılabilir. V_1 sürücü gerilimi, adımı V volt olan bir basamak biçiminde değişiyorsa, s domeninde $V_1(s) = V/s$ olduğundan $V_2(s)$ çıkış gerilimi için

$$V_2 = V_1 \cdot K = V K_0 (-s_k) \frac{1}{s(s-s_k)}$$

bulunur. Ters Laplace dönüşümü ile t domenine geçilirse V_2 nin zamana bağlı olarak değişimi

$$\begin{aligned} v_2(t) &= V K_0 (1 - e^{+s_k t}) \\ v_2(t) &= V K_0 (1 - e^{-t/RC}) \end{aligned} \quad (5.16)$$

olarak bulunur. Bağlıdaki RC çarpımına devrenin *zaman sabitesi* denir ve τ ile gösterilir. Dikkat edilirse bu, v_2 nin, son değerinin $(1-1/e)$ katına ulaşması için geçecek olan süredir. (5.16) bağıntısının belirlediği değişim Şekil 5.27. de verilmiştir. v_2 nin, $t \rightarrow \infty$ da alacağı $K_0 V$ değerinin % 10'undan % 90'ına yükselmesi için geçen süreye çıkış işaretinin *yükselme süresi* denir ve t_r ile gösterilir. t_r , R ve C ye bağlı olarak hesaplanabilir :

v_2 nin, $(0,1 \cdot K_0 V)$ değerine ulaştığı t_1 zamanı

$$0,1 \cdot K_0 V = K_0 V (1 - e^{-t_1/RC})$$

bağıntısından hesaplanırsa

$$t_1 = 0,105 RC$$

ve benzer şekilde, v_2 nin $(0,9 \cdot K_0 V)$ değerine ulaştığı t_2 zamanı hesaplanırsa

$$t_2 = 2,302 RC$$

bulunur. Buradan,

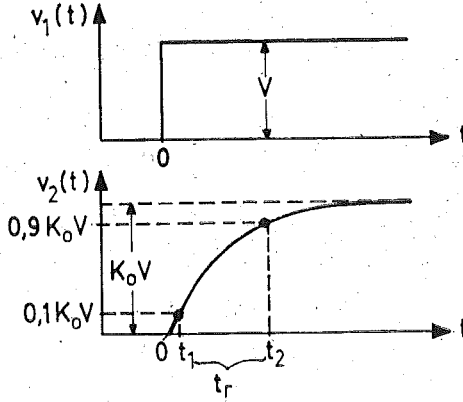
$$t_r = t_2 - t_1 = 2,197 RC \approx 2,2 RC \quad (5.17)$$

çıkar. Devrenin $f_2 = 1/(2\pi RC)$ bağıntısı ile belirli olan üst kesim frekansı (5.17) de yerine konursa

$$t_r = 0,35/f_2 \quad (5.18)$$

elde edilir.

(5.18) bağıntısına göre, yüksek frekanslarda tek bir kutbu bulunan tek katlı bir kuvvetlendiricinin, yahut yüksek frekanslardaki kutuplarından biri baskın kutup olan çok katlı bir kuvvetlendiricinin f_2 üst ke-



Şekil 5.27. Şekil 5.26. daki devre için giriş ve çıkış işaretlerinin zamanla değişimi.

sim frekansı, t_r yükselme süresi cinsinden hesaplanabilir. t_r ise, yükselme süresi t_r ye göre ihmal edilebilecek kadar kısa olan bir basamak gerilim üretici (yahut daha elverişlisi, tekrarlanma periyodu yeteri kadar uzun olan bir kare dalga üretici) ve bir osiloskop yardımı ile kolayca ölçülebilir.

Çok katlı bir kuvvetlendiricide katların üst kesim frekansları (yüksek frekanslardaki kazanç ifadelerinin kutupları) hep birbirlerine eşitse toplam kazanç

$$K_T = \left(K_{01} (-s_k) \frac{1}{s - s_k} \right) \cdot \left(K_{02} (-s_k) \frac{1}{s - s_k} \right) \dots$$

$$K_T = K_{0T} (-s_k)^n \frac{1}{(s - s_k)^n}$$

olur. Genliği V volt olan basamak biçiminde bir V_1 giriş gerilimi için V_2 çıkış gerilimi

$$V_2(s) = V_1(s) \cdot K_T$$

$$V_2(s) = \frac{V}{s} \cdot K_{0T} (-s_k)^n \frac{1}{(s - s_k)^n}, \quad s_k = -\frac{1}{RC} = -\frac{1}{\tau}$$

ve buradan ters Laplace dönüşümü ile t domenine geçirilirse V_2 nin zamanına göre değişimi için

$$v_2(t) = V \cdot K_{OT} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(t/\tau)^k}{k!} \right]$$

bağıntısı elde edilir. Şekil 5.28. de $n=1 \dots 5$ için $v_2(t)/V \cdot K_{OT}$ nin t ye bağlı olarak değişimi verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi kat sayısı arttıkça yükselme süresi artmaktadır. Aşağıdaki tabloda da t_r/τ ile $f_2 \cdot t_r$ nin, kat sayısı (n) ile değişimi verilmiştir.

TABLO.

n :	1	2	3	4	5
t_r/τ :	2,2	3,3	4,2	4,9	5,5
$f_2 \cdot t_r$:	0,350	0,338	0,342	0,343	0,342

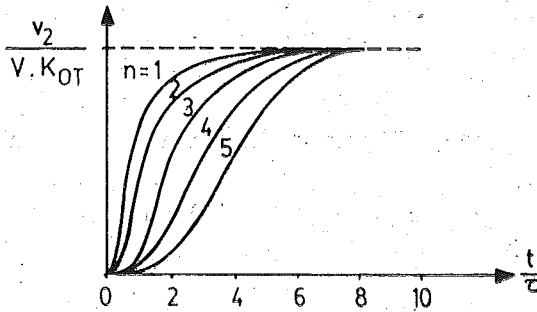
Buradan

$$f_2 \cdot t_r \approx 0,35$$

yahut

$$t_r \approx 0,35/f_2$$

bağıntısının kat sayısından hemen hemen bağımsız olarak geçerli olduğu görülmüyor. Bu pratik sonuç, n nin 5 den büyük değerleri, hattâ katların kesim frekanslarının eşit olmaması halleri için de yaklaşık olarak doğrudur ve yükselme süresi ölçme yolu ile üst kesim frekansının belirlenmesi bakımından önemlidir.



Şekil 5.28. n kat sayısının çeşitli değerleri için çıkış geriliminin değişimi.

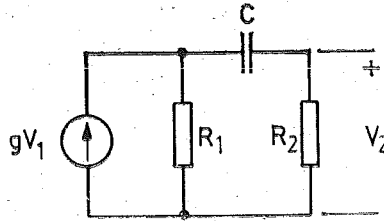
Art arda bağlanan katların üst kesim frekanslarının ve dolayısı ile yükselme sürelerinin eşit olmaması halinde toplam devrenin t_r yükselme süresi katların t_{r1}, t_{r2}, \dots yükselme süreleri cinsinden

$$t_r = 1,1 \sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_{r3}^2 + \dots} \quad (5.19)$$

amprlik bağıntısı ile oldukça iyi bir yaklaşıklıkla hesaplanabilir.

5.2.5.2. Eğilme.

Girişine basamak biçiminde bir işaret uygulanan bir kuvvetlendiricide çıkış geriliminin belirli bir yükselme süresi içinde yükselerek sükûnetteki değerinden farklı bir değer alacağını gördük. Kuvvetlendiricide bağlama elemanı olarak kondansatör kullanılmışsa, devrede doğru gerilim kazancı sıfır olacağından, çıkış geriliminin bu yeni değerini koruması beklenemez. Çıkış gerilimi yavaş yavaş düşerek, eleman değerlerine bağlı belirli bir süre sonunda sükûnetteki değerine ulaşır. Durumu Şekil 5.29. daki tipik hücre üzerinde inceleyelim :



Şekil 5.29. Eğilme hesabında kullanılan birim hücre.

Böyle bir hücre için gerilim kazancı ifadesi

$$K = K_o \frac{s}{s - s_k}, \quad s_k = -\frac{1}{(R_1 + R_2) C}$$

dır. V_1 sürücü geriliminin, V volt genlikli, basamak biçiminde bir gerilim olması hali için

$$V_2 = V_1 \cdot K = V \cdot K_o / (s - s_k)$$

bulunur. Ters Laplace dönüşümü ile de

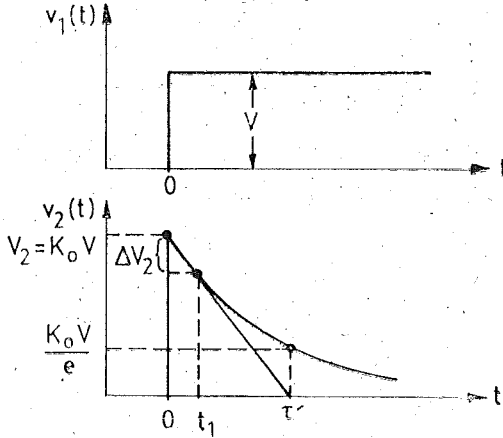
$$v_2(t) = V \cdot K_o \cdot e^{s_k t}$$

$$v_2(t) = V \cdot K_o \cdot e^{-t/(R_1 + R_2)C}$$

yahut C ve buna seri toplam direncin belirlediği zaman sabitesi için $\tau' = (R_1 + R_2)C$ konularak

$$v_2(t) = V \cdot K_0 \cdot e^{-t/\tau'} \quad (5.20)$$

elde edilir. (5.20) bağıntısının ifade ettiği değişim Şekil 5.30. da verilmiştir. Bağıntıdan kolayca görüleceği gibi v_2 , $t = \tau'$ için başlangıç değerinin $1/e$ sine düşer.



Şekil 5.30. Şekil 5.29. daki devre için giriş ve çıkış gerilimlerinin zamanla değişimi.

Herhangi bir t_1 anında çıkış gerilimindeki düşmeye ΔV_2 dersek $\Delta V_2/V_2$ oranına (% olarak) «*eğilme*» adı verilir ve t_1 süresi içinde çıkış geriliminin ne oranda düştüğünü belirler. Eğilme genel olarak δ ile gösterilir ve değeri, küçük t_1 değerleri için değişimin, yaklaşık olarak başlangıç noktasındaki teğetini izlediği kabul edilerek hesaplanabilir:

$$\begin{aligned} (\%) \delta &= \frac{\Delta V_2}{V_2} \cdot 100 = \frac{t_1}{\tau'} \cdot 100 \\ &= \frac{1}{C(R_1 + R_2)} t_1 \cdot 100 \end{aligned} \quad (5.21)$$

Art arda gelen hücrelerin herbirinin eğilmesi yeteri kadar küçükse toplam eğilme, yaklaşık olarak eğilmelerin toplamına eşit olur.

Kuvvetlendiricilerde eğilmeye sebep olan bir başka eleman da emetör (yahut katot) direncini köprüleyen kondansatördür. Böyle bir köprüleme kondansatörü bulunan bir katta kazanç fonksiyonunun bu kondansatör sebebi ile

$$K = K_0 \frac{(s - s_0)}{(s - s_k)}$$

şeklinde olacağı ve s_0 sıfırı ile s_k kutbunun eleman değerlerine

$$s_0 = -\frac{1}{C_E R_E}$$

$$s_k = -\frac{1}{C_E R_E} \left[1 + \frac{R_E (h_{f_0} + 1)}{h_{i_0}} \right] \approx \frac{1}{C_E R_E} \left(1 + \frac{R_E}{r_e} \right)$$

şeklinde bağlı olacağı evvelce görülmüştü. Genliği V olan basamak biçimi bir giriş gerilimi için çıkış geriliminin ifadesi

$$V_2(s) = K \cdot V_1(s) = K_0 \frac{(s - s_0)}{(s - s_k)} \cdot \frac{V}{s}$$

$$V_2(s) = K_0 V \frac{(s - s_0)}{s(s - s_k)}$$

olacağından, bundan ters Laplace dönüşümü ile $v_2(t)$ ye, yani çıkış geriliminin zamana göre değişim şeklini veren ifadeye geçilebilir :

$$v_2(t) = K_0 V \frac{s_0}{s_k} \left[1 + \left(\frac{s_k}{s_0} - 1 \right) e^{s_k t} \right]$$

$$v_2(t) = K_0 V \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_E}{r_e} \right)} \left[1 + \left(1 + \frac{R_E}{r_e} - 1 \right) e^{-\frac{1}{C_E R_E} \left(1 + \frac{R_E}{r_e} \right) t} \right]$$

$$v_2(t) = K_0 V \frac{1}{\left(1 + \frac{R_E}{r_e} \right)} \left[1 + \frac{R_E}{r_e} e^{-\frac{1}{R_E C_E} \left(1 + \frac{R_E}{r_e} \right) t} \right] \quad (5.22)$$

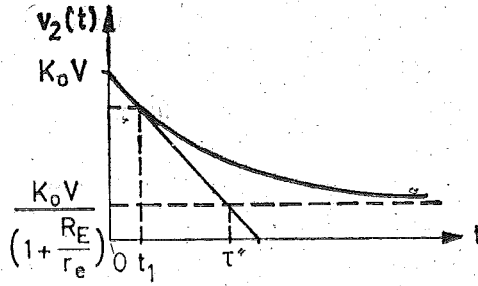
Görüldüğü gibi değişim, üstel bir değişimdir ve zaman sabitesi

$$\tau' = C_E \cdot \frac{R_E}{\left(1 + \frac{R_E}{r_e} \right)}$$

$$\tau'' = C_E \cdot \frac{R_E r_e}{R_E + r_e} = C_E \cdot (R_E // r_e)$$

dir. $v_2(t)$ nin t ye göre değişimi Şekil 5.31. de verilmiştir. Burada da $t_1 \ll \tau''$ için eğilme

$$(\%) \delta = \frac{K_0 V - v_2(t_1)}{K_0 V} \cdot 100$$



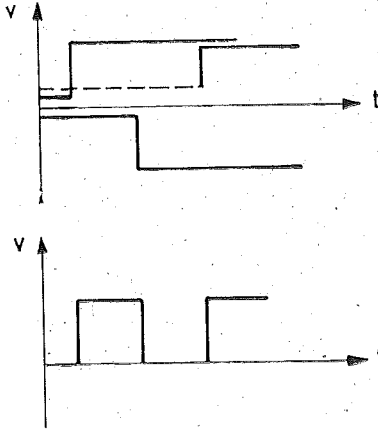
Şekil 5.31. (5.22.) bağıntısının belirlediği değişim.

bağıntısından hesaplanabilir ve

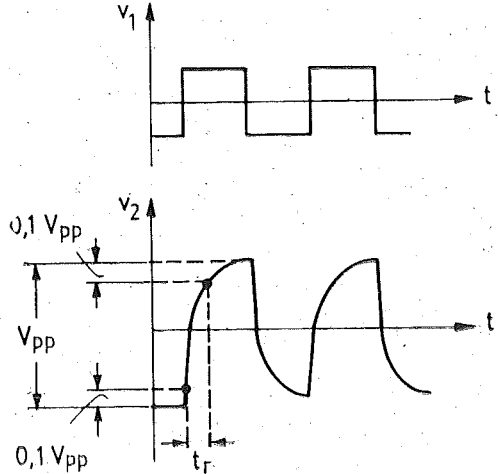
$$(\%) \delta = \frac{1}{C_E r_e} t_1 \cdot 100 \quad (5.23)$$

bulunur.

Buraya kadar giriş işaretinin basamak biçiminde değişen bir işaret olması hali incelendi. Ancak pratikte böyle bir giriş işareti yerine periyodik olarak tekrarlanan ve eşit aralıklarla gelen pozitif ve negatif basamak fonksiyonlarının toplamı olarak düşünülebilen «kare dalga» biçiminde giriş işaretleri kullanmak daha elverişlidir (Şekil 5.32.). Bu sayede



Şekil 5.32. Bir kare dalganın, eşit aralıklarla gelen pozitif ve negatif basamakların toplamı olarak alınması.

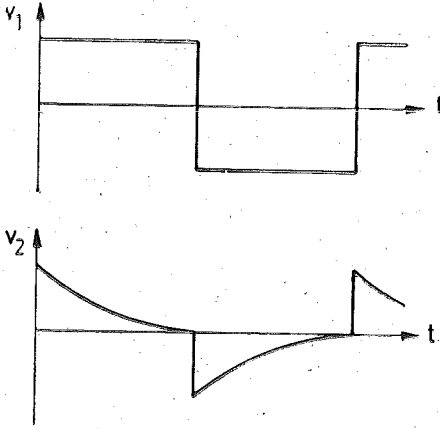


Şekil 5.33. İdeal kare dalga biçimi bir giriş işareti için çıkış işaretinin yükselme süresinin ölçülmesi.

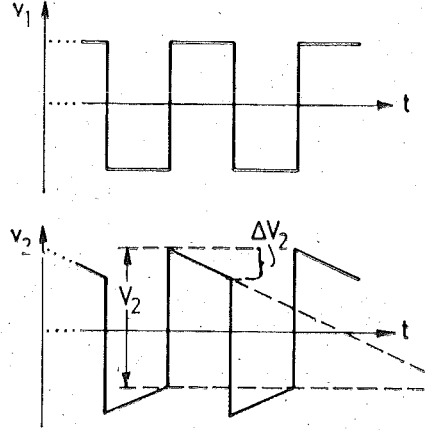
gözlem ve ölçü aleti olarak kullanılan katot ışını osiloskop üzerinde kararlı bir şeklin sürekli olarak elde edilmesi kabil olur.

Yükselme süresinin ölçülmesi söz konusu ise kare dalganın yarı periyodunun, yükselme süresinden yeteri kadar büyük olması gerekir (Şekil 5.33.). Aksi halde v_2 maksimum genliğine ulaşmadan düşmeye başlayacağından, doğru bir ölçme yapılamaz.

Kare dalga biçiminde bir giriş işareti ile bağlama kondansatörlerinin yahut köprüleme kondansatörlerinin etkilerini görebilmek için kare dalganın yarı periyodunun, çıkış işaretindeki düşmenin τ' zaman sabitesine göre yeteri kadar büyük olması gerekir (Şekil 5.34.). Tek katlı bir devre için yarı periyodun τ' dan daha küçük olması halinde ortaya çıkacak olan durum da Şekil 5.35. de verilmiştir. Bu şekilden açıkça gö-



Şekil 5.34. $T/2 \gg \tau'$ için giriş ve çıkış dalga şekilleri.



Şekil 5.35. Kare dalgada eğilme.

rüldüğü gibi kare dalganın şeklinin mümkün olduğu kadar az bozulması için $T/2$ yarı periyodu sonunda ortaya çıkan eğilmenin mümkün olduğu kadar küçük olması gerekir. Meydana gelen eğilme (5.21) bağıntısında $t_1 = T/2$ konularak hesaplanabilir :

$$(\%) \delta = \frac{T/2}{\tau'} \cdot 100 = \frac{T/2}{(R_1 + R_2) C} \cdot 100 \quad (5.24)$$

Kuvvetlendiricinin alt kesim frekansı

$$f_1 = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_2) C}$$

ve kare dalganın $f=1/T$ frekansı (5.24) bağıntısında kullanılırsa

$$(\%) \delta = (\pi f_1 / f) \cdot 100 \quad (5.25)$$

bulunur. Buradan, frekansı f olan bir kare dalganın $\% \delta$ kadar bir eğilme ile kuvvetlendirilebilmesi için kuvvetlendiricinin f_1 alt kesim frekansının ne kadar olması gerektiği bulunabilir. (Örneğin $f=50$ Hz lik bir kare dalgayı $\% 10$ bir eğilme ile geçirebilmesi için kuvvetlendiricinin alt kesim frekansının $f_1=1,6$ Hz olması gerektiği bulunur.)

PROBLEMLER

1 — Şekildeki kuvvetlendiricide $C_{c1}=0,33 \mu\text{F}$, $C_{c2}=0,10 \mu\text{F}$ dır. Transistörün çalışma noktasındaki parametreleri $h_{ie}=4 \text{ k}$, $h_{re}=200$, $h_{oe}=40 \mu\text{S}$ olarak verilmiştir ($h_{re}\approx 0$).

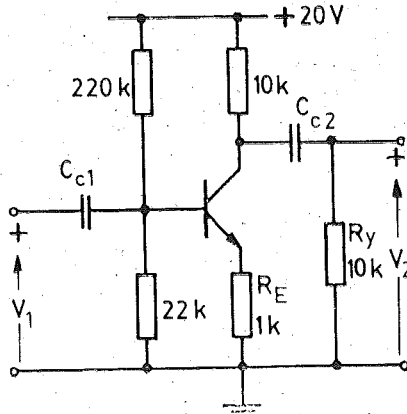
a) Orta frekanslar bölgesi için V_2/V_1 gerilim kazancını hesaplayınız.

b) Kazancın frekansla değişimini —alçak ve orta frekanslar için— C_{c1} ve C_{c2} nin belirlediği köşe frekansları yardımı ile, yaklaşık olarak çiziniz.

c) Devrenin giriş empedansının alçak ve orta frekanslar bölgesi içinde değişimini inceleyiniz.

d) Devrenin, iç direnci $R_g=10 \text{ k}$ olan bir V_g gerilim kaynağı ile sürülmesi hali için $|V_2/V_g|$ nin frekansla değişimini inceleyiniz. Sonucu (b) de bulduğunuz sonuçla karşılaştırınız ve yorumlayınız.

e) R_y yük direncinin değerinin 2 k ohm olması hali için $|V_2/V_1|$ 'in frekansla değişimini inceleyiniz. Sonucu (b) de bulduğunuz sonuçla karşılaştırınız ve yorumlayınız.



2 — a) Problem (1)deki devrede $|V_2/V_1|$ 'in alçak frekanslara doğru düşme eğiminin 12 dB/oktav ve kazancın 6 dB düştüğü frekansın $f=30$ Hz olması için C_{c1} ve C_{c2} kondansatörlerinin değerleri ne olmalıdır?

b) Bu durumda kazancın modülünün 3 dB ve 1 dB düştüğü frekansları bulunuz.

c) Kazancın faz açısının 270° olduğu frekansı hesaplayınız.

3 — Problem (1)deki devrede R_E direnci bir C_E kondansatörü ile köprüleniyor.

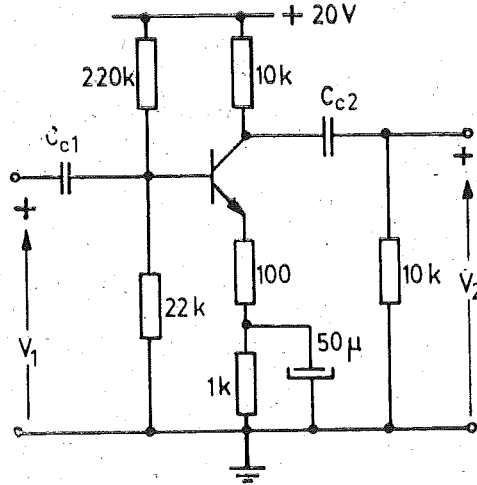
a) Bu durum için V_2/V_1 'in orta frekanslar bölgesindeki değerini hesaplayınız.

b) $C_E=50 \mu\text{F}$ için $|V_2/V_1|$ 'in frekansla değişimini çıkartınız.

c) V_2/V_1 'in faz açısının maksimumdan geçtiği frekansı ve açının bu frekanstaki değerini bulunuz.

d) Frekans eğrisi üzerinde C_E nin etkisinin C_{c1} 'e ilişkin köşe frekansının 1 dekad aşağısına kadar ihmal edilebilecek mertebede kalması istenirse C_E nin değeri nekadardır?

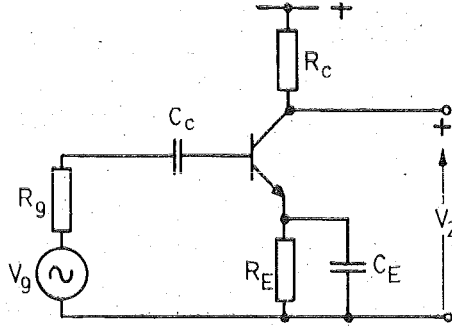
4 — Şekildeki devrede tranzistorun çalışma noktasındaki parametreleri $h_{ie}=4\text{k}$, $h_{re}\approx 0$, $h_{fe}=200$, $h_{oe}=40 \mu\text{S}$ olarak verilmiştir. $C_{c1}=0,33 \mu\text{F}$, $C_{c2}=0,1 \mu\text{F}$ dir.



- a) Orta frekanslar bölgesinde V_2/V_1 gerilim kazancını hesaplayınız.
- b) Kazancın modülünün frekansla değişimini orta ve alçak frekanslar bölgesi için çiziniz.
- c) Sonucu Problem 3—b de bulunan sonuçla karşılaştırarak yorumlayınız.

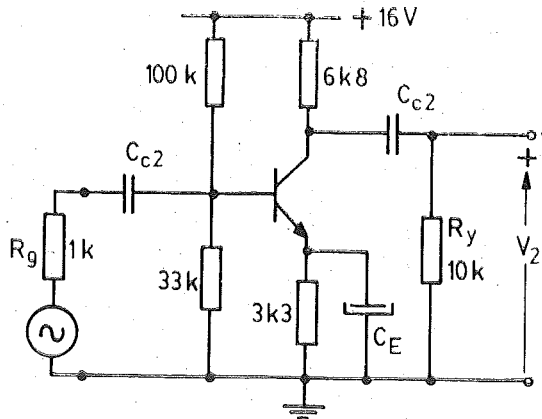
5 — a) Aşağıdaki devrede V_2/V_g kazancının frekansla değişimi üzerinde C_c ve C_E nin ortak etkisini veren bağıntıyı çıkartınız.

b) C_c den gelen kutupla C_E den gelen kutbun çakıştırılmasının ka-
bil olup olmadığını inceleyiniz.



6 — a) Şekildeki devrede tranzistorun sükünetteki akım ve gerilimlerini bulunuz ($V_{BE} \approx 0,6$ V, $h_{FE} = 200$ dür).

b) Devrenin V_2/V_g gerilim kazancını orta frekanslar bölgesi için yaklaşık olarak hesaplayınız (tranzistorun basitleştirilmiş eşdeğer devresi kullanılacak; yani $h_{re} \approx 0$, $h_{oe} \approx 0$, $r_e \approx 25/I_{RQ}$ (mA) alınacaktır).



c) C_{e1} , C_{e2} ve C_E nin kısa devre sayılabildiği orta ve yüksek frekanslar bölgesinde kazancın frekansla değişimini inceleyiniz. (Tranzistor için $r_{bb}'=100$ ohm, $f_T=100$ MHz, $C_{cb}'\approx 0$ dir).

d) Devrenin üst kesim frekansını $R_g=0$ için hesaplayınız ve (c) de bulduğunuz sonuçla karşılaştırarak yorumlayınız.

e) Devrenin çıkışına paralel bir C_v kondansatörü bağlanıyor. Bu kondansatörün getireceği köşe frekansının devrenin kendi köşe frekansı ile çakışması için C_v nin değeri ne olmalıdır?

7 — Problem 6 daki devrenin çıkışına, 1 k ohm'luk bir dirençle 1 nF'lık bir kondansatör seri bağlanarak elde edilen bir empedans paralel bağlanıyor. $|V_2/V_g|$ nin frekansla değişimini çikartınız.

8 — Problem 6 daki devrede $C_{cb}'=2$ pF için üst kesim frekansını bulunuz ve 6—c de bulduğunuz sonuçla karşılaştırarak yorumlayınız.

9 — Problem 6 daki devrelerden iki tanesi, ilk katın R_v yük direnci yerine ikinci katın girişi bağlanarak kaskad hale getirilmiştir. İkinci katın yükü yine 10 k ohm'dur.

a) C_{cb}' iç geribesleme kapasitelerinin sıfır alınması hali için devrenin toplam gerilim kazancının orta ve yüksek frekanslar bölgesi içinde değişimini inceleyiniz.

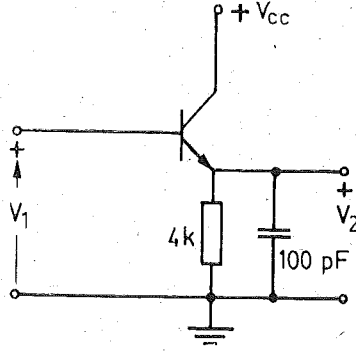
b) $C_{cb}'=2$ pF alındığında toplam kazancın frekansla değişimini inceleyiniz. Sonucu (a) daki sonuçla karşılaştırarak yorumlayınız.

c) Bağlama kondansatörlerinin değeri $C_c=0,33$ μ F, emetör direnci köprüleme kondansatörleri $C_E=100$ μ F'dir. Devrenin toplam gerilim kazancının frekansla değişimini alçak, orta ve yüksek frekanslar için, tüm olarak çikartınız.

10 — Şekildeki emetör çıkışlı kuvvetlendiricide tranzistorun sükûnetteki emetör akımı $I_{CQ}=2,5$ mA, $f_T=40$ MHz, $r_{bb}'=50$ ohm, $C_{cb}'=5$ pF'dir.

a) Giriş admitansının gerçel ve sanal kısımlarının frekansla değişimini inceleyiniz ve sonucu yorumlayınız.

b) $|V_2/V_1|$ in frekansla değişimini inceleyiniz.

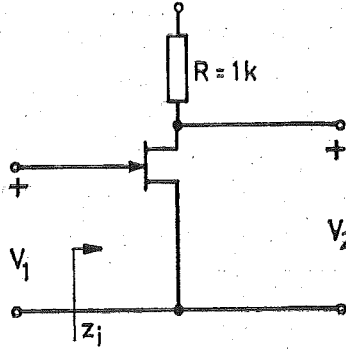


11 — Şekildeki kuvvetlendiricide FET'in parametreleri $g_m=4 \text{ mA/V}$, $r_d=100 \text{ k}$, $C_{dg}(=C_r)=2 \text{ pF}$ dir.

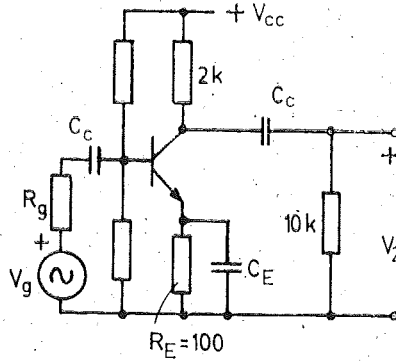
a) Çıkışa paralel olarak $C=10 \text{ pF}$ lik bir kondansatör bağlandığında giriş kapasitesinin ve giriş direncinin $f=1 \text{ kHz}$ deki değerini hesaplayınız.

b) Giriş kapasitesinin ve giriş direncinin değerlerini $f=10 \text{ MHz}$ için hesaplayınız. Sonucu —FET'in büyük giriş dirençli bir eleman olması özelliğini de göz önünde tutarak— yorumlayınız.

c) Devrenin çıkışına $L=25 \mu\text{H}$ lik bir endüktans paralel bağlandığında giriş direncinin değeri ne olur? Sonucu yorumlayınız.



12 — Emetör direncini köprüleyen kondansatörden, bir kuvvetlendiricinin kazancında yüksek frekanslarda meydana gelen düşmeyi karşılamak için de yararlanılır (y.f. kompanzasyonu). Şekildeki devrede transistörün çalışma noktasındaki önemli büyüklükleri $I_{EQ}=2,5 \text{ mA}$, $f_T=100 \text{ MHz}$, $r_{bb}'=50 \text{ ohm}$, $C_{cb}'\approx 0$ dir ve çıkış direnci ihmal edilebilecek kadar büyüktür.



a) $C_E=0$ için $|V_2/V_g|$ gerilim kazancının frekansla değişimini hesaplayınız ve çiziniz (Baz bölücü dirençleri ihmal edilebilecek kadar büyüktür).

b) Devrede C_E varken $|V_2/V_g|$ nin frekansla değişimini inceleyiniz. En uygun C_E değerini hesaplayınız ve sonucu yorumlayınız.

13 — Problem 1 deki kuvvetlendiricinin girişine bir kare dalga uygulanıyor. Eğilme'nin % 2 den küçük kalması için frekansın hangi değerden daha küçük olmaması gerekir?

14 — a) Problem 6 daki devrede $R_g=1$ k ohm için yükselme süresini hesaplayınız.

b) $R_g=0$ için yükselme süresini hesaplayınız.

c) $C_c=0,33 \mu\text{F}$, $C_E=100 \mu\text{F}$, $R_g=1$ k ohm için devrenin basamak biçiminde bir V_g giriş gerilimine cevabını hesaplayarak çiziniz.

15 — Problem 9—b deki iki katlı kuvvetlendirici için yükselme süresini hesaplayınız.

6. KATLARI DOĞRUDAN DOĞRUYA BAĞLANMIŞ KUVVETLENDİRİCİLER

Önceki bölümde incelenmiş olan kondansatörle bağlama, art arda gelen katların çalışma noktalarının birbirlerinden bağımsız olarak belirlenmelerine imkân verdiği için en basit bağlama şeklidir. Ancak bazı sakıncaları vardır :

1. Kuvvetlendiricinin alt kesim frekansının alçak olması için bağlama kondansatörü değerleri genellikle büyük çıkar. Bu durum tümleştirme tekniklerine genel olarak uygun değildir.

2. Alçak frekanslara doğru gidildikçe artan ve kat başına değeri $\pi/2$ ye yaklaşan ilâve faz dönmelerinin toplamının artması, devrenin çıkışından girişine geribesleme uygulandığında frekans eğrisinde —ilerde incelenecek olan— bazı düzensizliklere hattâ osilasyona sebep olabilir.

Yukarda söylenenler emetör direncini köprülemek için kullanılan kondansatörler için de geçerlidir.

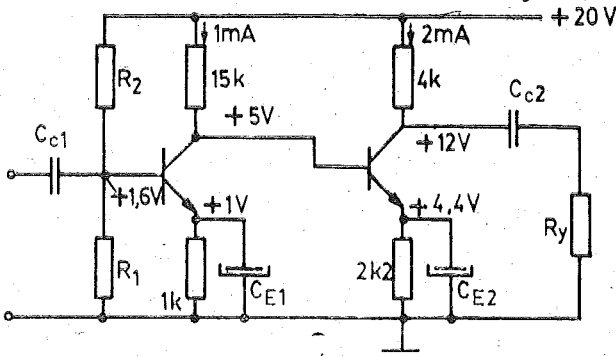
3. Bazı uygulamalarda işaretin doğru bileşeninin de kuvvetlendirilmesi gerekir. Yahut kuvvetlendirilecek işaret doğrudan doğruya bir doğru gerilimdir. Bu durumlarda kondansatörün bir bağlama elemanı olarak yetersiz kalacağı açıktır.

Yukarda 1. ve 2. de belirtilen sakıncalı durumlardan kurtulmak için değişken işaretlerin kuvvetlendirilmesinde kullanılacak kuvvetlendiricilerde de doğrudan doğruya bağlama kullanılabilir. 3. de sözü edilen *doğru gerilim kuvvetlendiricilerinde* ise doğrudan doğruya bağlama bir zorunluluktur.

6.1. Doğrudan Doğruya Bağlamanın Değişken İşaret Kuvvetlendiricilerinde Kullanılması.

Katları doğrudan doğruya bağlanmış kuvvetlendiricilerde art arda bağlanan katlardan, bir sonra gelenin giriş kutuplamasının bir önceki katın çıkışı tarafından sağlanması gerekir. Şekil 6.1. de verilmiş olan örnekte T_1 tranzistorunun çalışma noktası R_1 ve R_2 dirençleri ile belirlen-

miştir. T_1 'in kolektöründeki sükûnet gerilimi, T_2 'nin baz kutuplama gerilimi olacaktır. Böyle bir devrede ilk katın ısıl kararlılığının çok iyi olması gerekir. Sıcaklık değişimlerinin sonucu olarak ilk katın akımının değişmesi kolektör geriliminin değişmesine yol açar ki bu, ikinci katın doğru gerilim kazancı ile çarpılarak çıkışa ulaşır. Devrede katlar arası

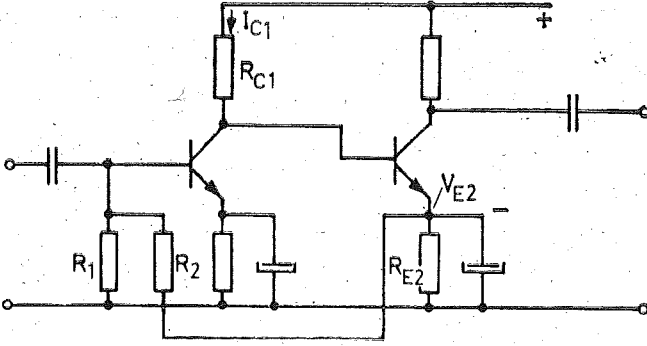


Şekil 6.1. Katları doğrudan doğruya bağlanmış iki katlı bir değişken işaret kuvvetlendiricisi.

bağlama doğrudan doğruya yapılmış olduğu halde işaret kaynağının ve yük direncinin devreye bağlanması yine bağlama kondansatörleri ile sağlanmıştır. C_{E1} ve C_{E2} kondansatörleri kullanılmayabilir. Bu durumda devrenin giriş direncinin yükseleceği, buna karşılık gerilim kazancının önemli ölçüde düşeceği açıktır. C_{E1} ve C_{E2} 'nin bulunmaması halinde $-C_{c1}$ ve C_{c2} dış devre elemanları gibi düşünülebileceğinden— kuvvetlendirici sadece tranzistor ve dirençlerden oluşmuş bir devreye dönüşür ki bu yapı tümleştirme teknikleri için elverişlidir.

Şekil 6.1. deki gibi ilk katının çalışma noktası bir baz bölücüsü ile belirlenen çok katlı doğrudan doğruya bağlamalı kuvvetlendiricilerin en zayıf tarafı ısıl kararlılığın iyi olmamasıdır. Devrenin ısıl kararlılığını arttırmak için girişe, son katın çalışma noktası kaydığında bunu karşılayacak yönde bir etki getiren bir bağlantı yapılması (bir doğru akım geribeslemesi uygulanması) çok yararlı olur. Şekil 6.2. deki devre kutuplama devresi bir yana bırakılırsa Şekil 6.1. deki devrenin aynıdır. Fakat yeni devrede R_1 , R_2 baz bölücüsünün üst ucu $+V_{CC}$ kaynağına bağlanacak yerde T_2 'nin emetör direncinin üst ucuna bağlanmıştır. Bu noktadaki gerilim (V_{E2}), C_{E2} kondansatörü ile köprülenmiş olduğu için bir doğru gerilimdir.

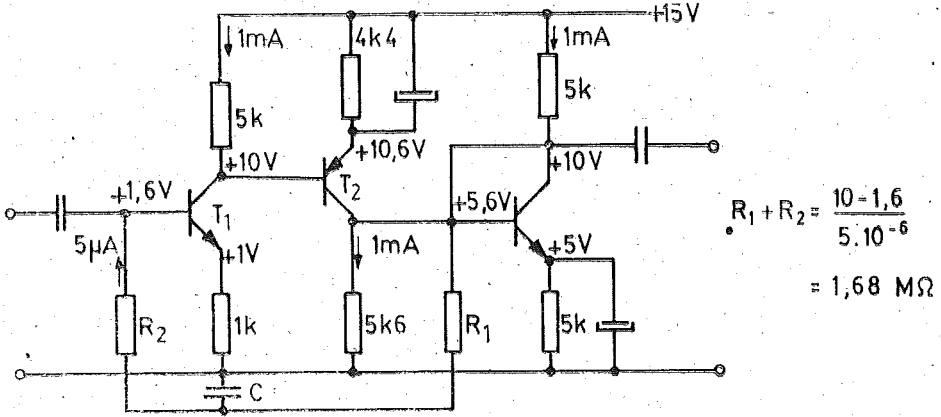
Değerini de T_2 nin emetör akımı belirler. T_2 nin akımı herhangi bir nedenle —örneğin sıcaklığın yükselmesi sonucunda— artsa T_1 'in bazına gelen gerilim büyüyeceğinden T_1 'in akımı (I_{C1}) artar, $(V_{CC} - I_{C1} \cdot R_{C1})$ değerinde olan kolektör gerilimi (yani T_2 nin baz gerilimi) azalır ki bu, I_{C2} yi azaltacak, yani sıcaklığın yükselmesi sonucunda ortaya çıkmış olan değişimi karşılayacak yönde bir etkidir.



Şekil 6.2. Doğru gerilim geribeslemesi ile çalışma noktalarının kararlılığının sağlanması.

Şekil 6.1. deki devrede her iki tranzistorda n-p-n tipindedir. n-p-n tipi bir tranzistorda kolektörün baza göre daha pozitif olması gerektiğinden, ikinci katın kolektörü —bu katın bazına bağlı olan— birinci katın kolektörüne göre daha pozitifdir. Kat sayısı daha çok olan kuvvetlendiricilerde bu durum önemli bir sakınca doğurur; art arda gelen katların kolektör gerilimlerinin hep bir tarafa doğru artarak gitmesi sonucunda son katın kolektör gerilimi V_{CC} kaynak gerilimine fazlaca yaklaşacağından, çıkış geriliminin değişim alanı kısıtlı kalır. Bu sakınca p-n-p tipi tranzistorlarda kolektörün baza göre daha negatif olması sayesinde, p-n-p ve n-p-n tipi tranzistorlar uygun şekilde bir arada kullanılarak giderilebilir. Şekil 6.3. de bu tip devrelere bir örnek verilmiştir. Bu devrede de devrenin kutuplanması ve kararlılığı çıkıştan girişe bir doğru akım geribeslemesi ile sağlanmıştır. T_1 'in baz kutuplama akımı $I_{B1} = (V_{C3} - V_{B1}) / (R_1 + R_2)$ dir. Tranzistorlardan herhangi birinin akımının artması halinde I_{B1} yolu ile bu artmayı karşılayacak bir tepkinin geleceği kolayca görülebilir. Devredeki C kondansatörünün bulunmaması halinde çıkıştaki işarete bağlı değişimler de bastırılır; yani değişken işaret kazancı düşer.

C kondansatörü T_3 'ün kolektör gerilimindeki değişken bileşenlerin girişi etkilemesini (bir değişken işaret geribeslemesi meydana gelmesini) önlemek amacı ile konulmuştur.



Şekil 6.3. Üç katlı, doğrudan doğruya bağlamalı değişken işaret kuvvetlendiricisi.

6.2. Doğru Gerilim Kuvvetlendiricileri.

6.2.1. Giriş.

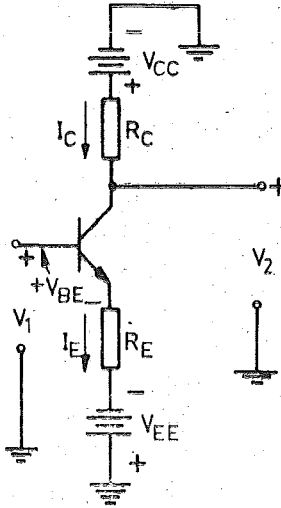
Bazı uygulamalarda küçük doğru gerilimlerin kuvvetlendirilmesi gerekir. Örneğin bir termokuplün verdiği —ve sıcaklıkla yaklaşık olarak orantılı olan— gerilim değeri milivoltlar mertebesinde, hattâ düşük sıcaklıklarda daha da küçük olan bir doğru gerilimdir. Bu gerilimin doğru bir şekilde ölçülerek termokuplün bulunduğu ortamın sıcaklığının bulunabilmesi için, kazancı belirli olan ve dış etkenlerden etkilenmeyen bir doğru gerilim kuvvetlendiricisine ihtiyaç duyulur.

Bir doğru gerilim kuvvetlendiricisinden —genellikle— istenen özellikler

1. Giriş gerilimi sıfırken (sükunet hâli) çıkış geriliminin de sıfır olması,
2. Kazancın giriş geriliminin yönünden (işaretinden) bağımsız olması,
3. Kazanç değerinin belirli ve sıcaklık, besleme gerilimleri v.d. dış etkenlerden bağımsız olması,

4. Kazancın işaret kaynağı iç direncinden ve yükten bağımsız olması (yani giriş direncinin çok büyük, çıkış iç direncinin çok küçük olması) şeklinde özetlenebilir.

Şimdi kazanç sağlama bakımından en elverişli devre olduğunu evvelce belirttiğimiz ortak emetörlü bir kuvvetlendirici katını bir doğru gerilim kuvvetlendiricisi olarak göz önüne alalım. Sükûnet hâlinde yani devrenin giriş gerilimi sıfırken (tranzistörün bazı referans olarak alınan noktaya kısa devre iken) tranzistörün lineer çalışma bölgesinde bulunacak şekilde kutuplanmış olabilmesi için emetör - baz jonksiyonunun geçirme yönünde kutuplanması gerekir. Devredeki tranzistör n-p-n tipi bir tranzistörse bu, pozitif kolektör geriliminden başka referansa göre negatif olan ikinci bir kaynağın gerekli olması demektir. Şekil 6.4. de bu iki kaynakla beraber, tranzistörün ısıl kararlılığını arttırmak ve devrenin küçük işaretler için giriş direncini büyütmek için konulmuş olan R_E direnci de gösterilmiştir.



Şekil 6.4. Doğru gerilim kuvvetlendiricisi olarak ortak emetörlü kat (akımlar gerçek yönleri ile işaretlenmişlerdir).

Şekil 6.4.deki devrede bir V_1 giriş gerilimi için

$$I_E = \frac{V_{EE} + V_1 - V_{BE}}{R_E}$$

ve

$$I_C = \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}} I_E \approx I_E$$

olduğundan çıkış gerilimi

$$V_2 = V_{CC} - R_C I_C$$

$$V_2 = V_{CC} - (V_{EE} + V_1 - V_{BE}) \frac{R_C}{R_E} \quad (6.1)$$

çıkar. $V_1=0$ için bulunacak çıkış gerilimi, V_2 nin sükûnet değeridir.

Sükûnet durumu yakınlarında küçük genlikli değişimler için *kazanç* hesaplanırsa

$$K = \frac{\Delta V_2}{\Delta V_1} = \frac{\partial V_2}{\partial V_1} = - \frac{R_C}{R_E} \quad (6.2)$$

bulunur. Ancak (6.1) bağıntısından kolayca görülür ki çıkış geriliminin belirli bir ΔV_2 değişimi $\Delta V_1 = \Delta V_2 / K$ giriş gerilimi değişimi ile sağlanabileceği gibi V_{BE} nin yahut V_{EE} nin ΔV_1 kadar değişmesinden yahut da V_{CC} nin ΔV_2 kadar değişmesinden de ileri gelmiş olabilir. Bu yorum doğru gerilim kuvvetlendiricilerinde besleme kaynaklarının (V_{CC} ve V_{EE} nin) kararlılıklarının çok önemli olduğunu gösterir. Ayrıca V_{BE} nin oldukça yüksek olan ($-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$) sıcaklığa bağımlılığının da bu tip devrelerde büyük dikkat gerektirdiği ortaya çıkar. İdeal olarak V_2 çıkış geriliminin kaynak gerilimlerinin ve V_{BE} nin değişimlerinden hiç etkilenmemesi (bunlara karşı *duyarlılığı*'nin sıfır olması) gerekir. Çıkış geriliminin —örneğin— V_{BE} gerilimine karşı mutlak duyarlılığı

$$s(V_2, V_{BE}) = \frac{\partial V_2}{\partial V_{BE}} \quad (6.3)$$

büyüklüğü ile belirlenir. Bu tanım gereğince V_2 nin V_{CC} , V_{EE} ve V_{BE} ye karşı duyarlılığı hesaplanırsa sırası ile

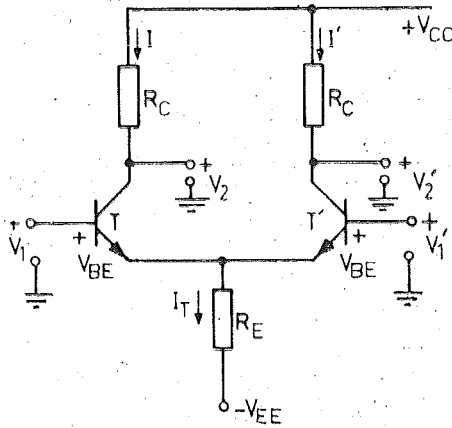
$$s(V_2, V_{CC}) = 1, \quad s(V_2, V_{EE}) = - \frac{R_C}{R_E}, \quad s(V_2, V_{BE}) = \frac{R_C}{R_E}$$

bulunur. Devrenin küçük genlikli değişimler için kazancının da $K = -R_C/R_E$ olduğu hatırlanırsa V_{EE} ve V_{BE} ye karşı duyarlılığın kazanç büyüdükçe artacağı, düşük duyarlıklı bir devrenin ancak kazançtan büyük ölçüde fedakârlık edilerek gerçekleştirilebileceği sonucuna varılır. Ancak V_{BE} nin 1°C lik bir sıcaklık değişimi için yaklaşık olarak 2 mV değiştiği göz önüne alınırsa düşük bir kazançta bile Şekil 6.4. deki devrenin küçük doğru gerilimlerin kuvvetlendirilmesi için uygun bir devre olmadığı kolayca görülür. Aşağıda bu amaç için kullanılmaya daha elverişli bir devre incelenecektir.

6.2.2. Emetör Bağlamalı Kuvvetlendirici (Uzun Kuyruklu Devre).

Emetör bağlamalı kuvvetlendirici, fark kuvvetlendiricisi yahut *uzun kuyruklu devre* adı ile anılan Şekil 6.5. deki devre doğru gerilim kuvvetlendiricisi olarak en çok kullanılan devre tipidir. Bu devre ve bundan türetilen devre tipleri günümüzde yarıiletken tümdevrelerin en önemli yapı taşları haline gelmiştir.

Devrenin *giriş gerilimlerinin* sıfır olması (yani T ve T' nün her ikisinin de bazlarının referansa bağlanması) halinde baz-emetör jonksiyonlarının kutuplama geriliminin geçirme yönünde olabilmesi için R_E ortak emetör direncinin alt ucu referansa göre negatif bir V_{EE} kaynağına bağlanmıştır. Bu durumda T ve T' nin baz-emetör kutuplama gerilimleri aynı olacağından —tranzistorlar eş ise— I ve I' akımları birbirine eşittir. Yaklaşık olarak bunların toplamına eşit olan I_T akımının değeri de



Şekil 6.5. Emetör bağlamalı devre.

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

bağıntısı ile belirlidir.

Sükünet halinde T nin çıkış gerilimi olan V_2 için

$$V_2 = V_{CC} - R_C \cdot I = V_{CC} - R_C (I_T/2)$$

$$V_2 = V_{CC} - (R_C/2 R_E) (V_{EE} - V_{BE})$$

yazılabilir. Buradan çıkış geriliminin V_{CC} , V_{EE} ve V_{BE} ye karşı duyarlılıkları sırası ile

$$s(V_2, V_{CC}) = 1, \quad s(V_2, V_{EE}) = -\frac{R_C}{2R_E}, \quad s(V_2, V_{BE}) = \frac{R_C}{2R_E}$$

bulunur. Devrenin ilginç bir tarafı —ilerde görüleceği gibi— gerilim kazancının pratik olarak R_E den bağımsız olmasıdır. O halde çok büyük R_E değerleri kullanılarak çıkış geriliminin V_{EE} nin ve V_{BE} nin değişimlerinden etkilenmesi büyük ölçüde azaltılabilir.

Çıkış gerilimi olarak $V_o = (V_2 - V_2')$ alınırsa devrenin V_{BE} nin değişimlerine karşı duyarlılığı daha da az olur. T ve T' eş tranzistorlar olduklarından ortam sıcaklığının değişmesi V_{BE} ve V'_{BE} yü aynı yönde ve eşit miktarlarda değiştirir. Bunun sonucu olarak I ve I' de aynı yönde ve eşit miktarda değişeceğinden V_o eski değerinde sabit kalır. Aynı durum V_{CC} nin değişimleri için de söz konusudur.

Şimdi devrenin basitleştirilmiş eşdeğerini çizerek küçük genlikli değişimler için kazancı hesaplayalım (Şekil 6.6.):

$$E \text{ düğümünden} \quad g_m (v_{be} + v'_{be}) = v_e (2g_i + G_E) - v_1 g_i - v_1' g_i \quad (6.4)$$

$$C \text{ düğümünden} \quad -g_m v_{be} = v_2 G_c \quad (6.5)$$

$$C' \text{ düğümünden} \quad -g_m v'_{be} = v_2' G_c \quad (6.6)$$

yazılabilir. Ayrıca

$$v_{be} + v_e = v_1 \quad ; \quad v'_{be} = v_1 - v_e \quad (6.7)$$

$$v_{be}' + v_e = v_1' \quad ; \quad v_{be}' = v_1' - v_e \quad (6.8)$$

dir. (6.7) ve (6.8) bağıntıları (6.4) de yerine konup v_e ye göre düzenlenirse

$$v_e = \frac{(g_m + g_i)(v_1 + v_1')}{(2g_m + 2g_i + C_E)} = \frac{(v_1 + v_1')}{2 + \frac{G_E}{(g_m + g_i)}} \quad (6.9)$$

bulunur. (6.7) bağıntısı (6.5) de yerine konarak v_2 çözümlerse

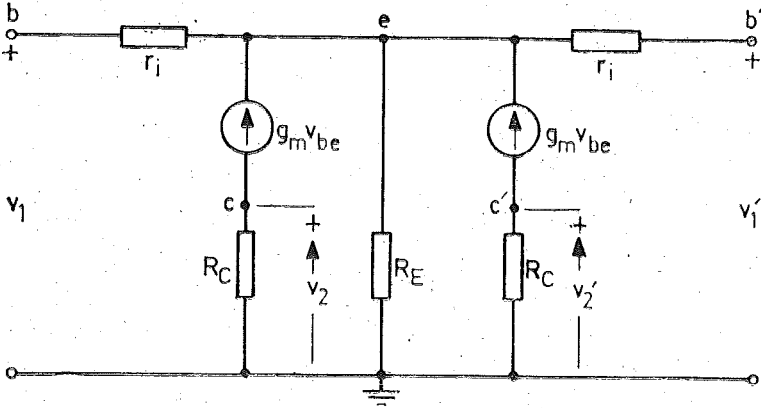
$$v_2 = (g_m/G_c)(v_e - v_1) \quad (6.10)$$

ve benzer şekilde

$$v_2' = (g_m/G_c)(v_e - v_1') \quad (6.11)$$

elde edilir. Devrede R_E ortak emetör direncinin değeri çok büyükse ($G_E \ll 2(g_m + g_i)$ ise) (6.9) bağıntısı

$$v_e \approx \frac{1}{2} (v_1 + v_1') \quad (6.12)$$



Şekil 6.6. Emetör bağlamalı devrenin basitleştirilmiş eşdeğer devresi.

şeklinde basitleştirilebilir. (6.12) bağıntısı (6.10) ve (6.11) de kullanılırsa v_2 ve v_2' çıkış gerilimlerini v_1 ve v_1' giriş gerilimleri cinsinden veren iki bağıntı bulunur:

$$v_2 = -\frac{g_m}{2G_e} (v_1 - v_1') = -\frac{R_C}{2r_o} (v_1 - v_1') \quad (6.13)$$

$$v_2' = +\frac{g_m}{2G_e} (v_1 - v_1') = +\frac{R_C}{2r_o} (v_1 - v_1')$$

Bu sonuç şu şekilde yorumlanabilir:

1. Devrenin çıkışlarından, büyüklükleri giriş işaretlerinin *fark*'ı ile orantılı olan, zıt fazda iki gerilim elde edilmektedir. Bu yüzden devreye *fark kuvvetlendiricisi* (diferansiyel kuvvetlendirici) de denir.

2. Giriş işaretlerinden biri (örneğin v_1') sıfır yapılırsa çıkış gerilimleri

$$v_2 = -\frac{1}{2} \frac{R_C}{r_o} v_1$$

$$v_2' = +\frac{1}{2} \frac{R_C}{r_o} v_1$$

olur. Yani devre bir v_1 geriliminden, eşit genlikli ve zıt fazlı iki gerilim elde edilmesinde kullanılabilir.

3. Çıkış gerilimi olarak iki kolektör arasındaki gerilim yani $v_o = (v_2 - v_2')$ alınırsa

$$v_o = (v_2 - v_2') = - (R_c / r_e) (v_1 - v_1')$$

bulunur. Devrenin v_o çıkışına *fark işaret çıkışı* (diferansiyel çıkış) ve

$$K_d = \frac{(v_2 - v_2')}{(v_1 - v_1')} = - \frac{R_c}{r_e} \quad (6.14)$$

büyüklüğüne devrenin *fark işaret kazancı* (diferansiyel kazanç) denir.

Devrenin iki girişinden biri v_1 öteki $v_1' = -v_1$ gerilimi ile antisimetrik olarak sürülürse çıkışlardan birinin gerilimi (örneğin v_2)

$$v_2 = - (R_c / 2r_e) [v_1 - (-v_1)]$$

$$v_2 = - (R_c / r_e) \cdot v_1 \quad (6.14 a)$$

olur ki bu durumda da v_2 / v_1 oranı devrenin *fark işaret kazancı*'na eşit olur.

4. Devrenin sağladığı kazanç aynı tipten bir tranzistor kullanılarak gerçekleştirilen ve emetöründe direnç *bulunmayan* bir kuvvetlendiricinin kazancı mertebesinde ve —çok büyük değerde olması şartı ile— R_E den bağımsızdır. Bu sayede kazançtan fedakârlık etmeksizin besleme kaynağı gerilimlerine ve sıcaklığa karşı duyarlılığı çok küçük olan yüksek kazançlı devreler gerçekleştirilebilir.

5. (6.13) ve (6.14) bağıntılarına bakıldığında varılan bir başka sonuç da v_1 in v_1' ye eşit olması (yani iki girişe ortak olarak bir işaretin uygulanması) halinde kolektör gerilimlerinin değişmeyecekleri sonucudur. Ancak pratikte bir fark kuvvetlendiricisinin iki girişine ortak bir işaret uygulandığında v_2 ve v_2' nun sıfır olmadığı, yani devrenin ortak işaretler için de bir kazanç verdiği görülür. *Ortak işaret kazancı*'nın değeri, $R_E = \infty$ kabulü ile bulunmuş olan (6.13) bağıntılarına göre sıfır olmalıdır. Ancak R_E de hesaba katılarak ortak işaret kazancı hesaplanırsa

$$K_c = \frac{v_2}{v_1} = - \frac{R_c}{2R_E + r_e} \quad (6.15)$$

bulunur ki bunun, R_E nin değeri büyüdükçe küçüleceği açıktır. $\rho = |K_d / K_c|$ oranına devrenin *ortak işareti zayıflatma oranı* denir.

CMRR(*) sembolü ile gösterilen bu oran genellikle dB olarak ifade edilir ve kuvvetlendiricinin iki girişine ortak gelen bir işaret bileşeninin, bir fark işarete göre ne ölçüde daha az etkili olduğunu belirler. Buna göre Şekil 6.5. deki devrenin ideale yakın bir fark kuvvetlendiricisi olabilmesi için R_E nin değerinin çok büyütülmesi gerekir.

Örnek :

Şekil 6.5. deki devrede $V_{CC}=10\text{ V}$, $-V_{EE}=-15\text{ V}$; $V_{BE}=0,6\text{ V}$; $h_{ie}=50$ dir. (a) T ve T' nün sükûnet akımlarının $I=I'=0,5\text{ mA}$ ve kolektör-eme-tör gerilimlerinin $V_{CE}=6\text{ V}$ olması için R_C ve R_E dirençlerinin değerleri ne olmalıdır? (b) Devrenin fark işaret kazancı (K_d), ortak işaret kazancı (K_c) ile ortak işareti zayıflatma oranını (CMRR) hesaplayınız. c) $v_1=+1\text{ mV}$, $v_1'=-1\text{ mV}$ için v_2 çıkış geriliminin değeri nedir? (d) $v_1=v_1'=+1\text{ mV}$ için v_2 nin değeri nedir?

a) Sükûnet halinde ($v_1=v_1'=0$) $V_E=-0,6\text{ V}$ dur. $V_{CE}=6\text{ V}$ olması, V_C nin $5,4\text{ V}$ olması demektir. O halde R_C deki gerilim düşümü

$$I \cdot R_C = (10 - 5,4) = 4,6\text{ V}$$

dur. Buradan

$$R_C = \frac{4,6}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 9,2\text{ k ohm}$$

bulunur. R_E den akan akım $I_T=I+I'=1\text{ mA}$, uçlarındaki gerilim düşümü ise

$$\begin{aligned} I_T \cdot R_E &= V_E - (-V_{EE}) \\ &= -0,6 + 15 = 14,4\text{ V} \end{aligned}$$

dur. Buradan

$$R_E = \frac{14,4}{1 \cdot 10^{-3}} = 14,4\text{ k ohm}$$

elde edilir.

b) Fark işaret kazancı için yaklaşık basit bağıntının kullanılabilmesi için $G_E \ll 2 \cdot (g_m + g_i)$ şartı sağlanmalıdır.

$$G_E = \frac{1}{R_E} = \frac{1}{14,4 \cdot 10^3} = 69,4 \cdot 10^{-6}\text{ S}$$

(*) CMRR sembolü ortak işareti zayıflatma oranının İngilizce karşılığı olan «Common Mode Rejection Ratio» teriminin ilk harflerinden gelmektedir.

$$g_m = \frac{1}{r_c} = \frac{I \text{ (mA)}}{25} = \frac{0,5}{25} = 0,02 \text{ S}$$

$$g_i = \frac{1}{h_{fe} \cdot r_c} = \frac{1}{50 \cdot 50} = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

dir. O halde

$$K_d \cong -R_c/r_c$$

bağıntısı kullanılabilir:

$$K_d \cong -9200/50 = -184$$

çıkar. Ortak işaret kazancı ise (6.15) bağıntısından

$$K_c = -\frac{R_c}{2R_E + r_c} = \frac{9,2 \cdot 10^3}{2 \times 14,4 \cdot 10^3 + 50}$$

$$K_c = -0,32$$

bulunur. $\rho = |K_d/K_c| = 184/0,32 = 575$ dir. O halde

$$\text{CMRR} = 20 \log |K_d/K_c| = 20 \log 575 = 55,2 \text{ dB}$$

çıkar.

c) $v_1 = 1 \text{ mV}$, $v_1' = -1 \text{ mV}$ olduğundan ortak işaret yoktur. Fark işaret sebebi ile meydana gelen v_2 çıkış gerilimi değişimi (6.14 a) bağıntısından

$$v_2 = K_d \cdot v_1 = -184 \cdot 1 \text{ mV} = -184 \text{ mV}$$

bulunur. Yani T nin kolektör gerilimi sükûnet değerinden 184 mV aşağıdadır.

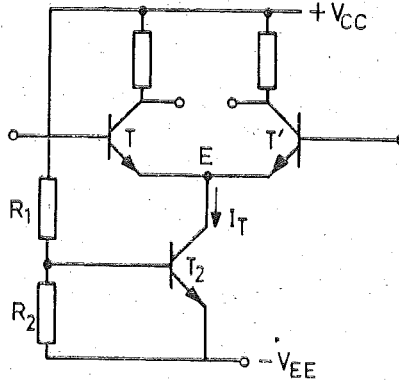
d) $v_1 = +1 \text{ mV}$, $v_1' = +1 \text{ mV}$ durumunda 1 mV luk bir ortak işaret vardır. Bunun doğuracağı v_{2c} çıkış gerilimi (6.15) bağıntısına göre

$$v_{2c} = -K_c \cdot 1 \text{ mV} = -0,32 \cdot 1 = -0,32 \text{ mV}$$

olur. Demek oluyor ki devre iki giriş için ortak olan bir giriş gerilimini (örneğin +1 mV), iki girişe antisimetrik olarak uygulanan aynı değerde bir gerilime göre $184/0,32 = 575$ defa *daha zayıf* olarak çıkışa aktarmaktadır ki bu değer —dB olarak— devrenin ortak işareti zayıflatma oranına eşittir.

R_E nin değerinin arttırılmasının daha büyük V_{EE} gerilimlerini gerektireceği açıktır. Bunun yerine uçları arasındaki doğru gerilim düşümü

küçük olduğu halde küçük işaret direnci yüksek olan bir iki uçlu kullanmak elverişlidir. Bu amaçla I_T ye eşit bir akım akıtacak şekilde kutuplanmış bir tranzistorun kolektör-emetör iki uçlusu kullanılabilir (Şekil 6.7.). Burada emetör bağlamalı çift, aşağıdaki T_2 tranzistorunun kolektör yükünü oluşturmaktadır. Ortak emetör noktası ile V_{EE} ucu (dolayısı ile referans noktası) arasındaki küçük işaret direnci T_2 nin çıkış direncidir. Direnç değerini daha da arttırmak için T_2 nin emetörüne seri bir R_E' direnci bağlanabilir. Bu ayrıca T_2 nin ısıl kararlılığının sağlanması (I_T akımının sıcaklığa bağlı olarak değişmemesi) için de gereklidir.



Şekil 6.7. Emetör bağlamalı devrede emetör direnci yerine bir tranzistorun (T_2) çıkış direncinin kullanılması.

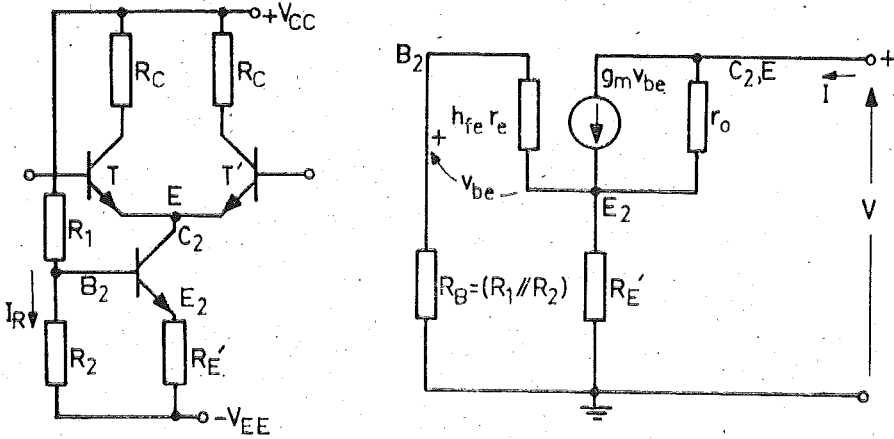
Şekil 6.8. de böyle bir devre verilmiştir. Akım kaynağı olarak kullanılan T_2 tranzistorunun kolektörü ile referans noktası arasından görülen r_o' küçük işaret direnci Şekil 4.12. deki eşdeğer yardımı ile ve (4.30) bağıntısında $R_B' = R_B$, $R_E = R_E'$ konularak hesaplanabilir :

$$r_o' = \frac{1}{h_{oe}} \left[\frac{R_B + h_{fe}(r_e + R_E')}{R_B + h_{fe} r_e + R_E'} \right] \quad (6.16)$$

$h_{fe} \gg 1$ olduğundan r_o' nün, $R_E' = 0$ haline karşı düşen çıkış direncine ($r_e = 1/h_{oe}$ ye) göre daha büyük olacağı açıktır. r_o' nün $R_E' \rightarrow \infty$ için asimptotik değerinin

$$r_o' \approx (1/h_{oe}) \cdot h_{fe} \quad (6.17)$$

olacağı da kolayca görülebilir.



Şekil 6.8. T_2 nin çıkış direncinin büyütülmesi için $R_{E'}$ direncinin kullanılması.

Örnek :

Şekil 6.8. (a) daki devrede $V_{CC}=+15\text{ V}$, $-V_{EE}=-15\text{ V}$, $V_{BE}=0,6\text{ V}$, $h_{fe}=100$, $R_1=25\text{ k}$, $R_2=5\text{ k}$ ohm'dur. (a) T ve T' nin sükûnet akımlarının $I=I'=100\text{ }\mu\text{A}$ olması için $R_{E'}$ direncinin değeri ne olmalıdır? (b) T_2 nin sağladığı eşdeğer direnç nekadardır? (T_2 nin bu çalışma noktasındaki çıkış direnci $r_o=20\text{ k}$ ohm'dur). (c) Bu direnç değeri T_2 yerine bir direnç kullanılarak sağlansa idi V_{EE} kaynağının geriliminin ne kadar olması gerekirdi?

a) T_2 nin sükûnet akımı $I_T=I+I'=200\text{ }\mu\text{A}$ dir. Baz akımı R_1 ve R_2 üzerinden akan akım (I_R) yanında ihmal edilebilecek kadar küçük olduğundan B_2 noktasının gerilimi

$$V_{B2} = -V_{EE} + I_R R_2$$

$$I_R = \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R_1 + R_2}$$

olduğundan

$$V_{B2} = -15 + \frac{15+15}{(25+5) 10^3} \cdot 5 \cdot 10^3 = -10\text{ V}$$

bulunur. Ohalde $V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = -10 - 0,6\text{ V}$, $R_{E'}$ nün uçları arasındaki gerilim düşümününün de $V_{E2} - (-V_{EE}) = -10,6 + 15 = 4,4\text{ V}$ olması gerekir.

Bu gerilim düşümünü meydana getirecek olan akım —büyük yaklaşıklıkla— $I_T = 200 \mu\text{A}$ olduğundan

$$R_E' = \frac{4,4}{200 \cdot 10^{-6}} = 22 \text{ k ohm}$$

çıkar.

b) T_2 nin bu R_E' ve R_1 , R_2 baz bölücüsü ile birlikte küçük işaret çıkış direnci (6.17) bağıntısından hesaplanabilir. $R_B = R_1 // R_2 = 4,17 \text{ K}$, T_2 için $r_{e2} = 25/0,2 = 125 \text{ ohm}$ 'dur.

$$r_o' = 20 \cdot 10^3 \frac{100 \cdot 125 + (100 + 1) 22 \cdot 10^3 + 4,17 \cdot 10^3}{100 \cdot 125 + 22 \cdot 10^3 + 4,17 \cdot 10^3} + 22 \cdot 10^3$$

$$r_o' = 20 \cdot 10^3 \times 57,9 + 22 \cdot 10^3$$

$$r_o' = 1,18 \text{ M ohm}$$

c) Devrede T_2 yerine 1,18 M ohm değerinde bir direnç kullanılsa idi $200 \mu\text{A}$ lik I_T akımının bunun üzerinde meydana getireceği gerilim düşümü

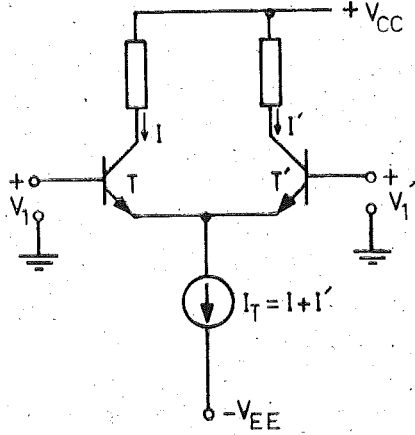
$$\begin{aligned} V_{RE} &= I_T \cdot R_E \\ &= 200 \cdot 10^{-6} \cdot 1,18 \cdot 10^6 \\ &= 236 \text{ V} \end{aligned}$$

olurdu. Dolayısı ile $-V_{EE} = -236,6 \text{ V}$ luk bir negatif gerilim kaynağı kullanılması gerekirdi.

6.2.2.1. Akım Kaynağı Kullanılarak Gerçekleştirilen Devreler.

Bir fark kuvvetlendiricisinde ortak işaret kazancını küçültmenin en etkili yolu devredeki I_T akımını ideal bir *doğru akım kaynağından* sağlamaktır (Şekil 6.9.). Bu durumda I_T sabit olduğundan sükûnette herbiri $I_T/2$ ye eşit olan I ve I' de sabittir. Girişlere bir ortak işaret uygulandığında I ve I' nin *ikisinin birden* ya artması ya azalması gerekir ki $I + I' = I_T = \text{sabit}$ olduğundan bu, olanaksızdır. Yani girişlere ortak uygulanan bir gerilim çıkışta bir değişim meydana getiremez (ortak işaret kazancı sıfırdır).

Günümüzde yarıiletken tümdevre tekniği ile gerçekleştirilen kuvvetlendiricilerde *akım kaynağı* devrelerinden geniş ölçüde yararlanılmaktadır. Bunların en basit —ve çok kullanılan— tipi Şekil 6.10. da verilmiştir. T_2 tranzistoru akım kaynağı ödevini yapacak olan tranzistordur. T_1 ise



Şekil 6.9. Emetör direnci yerine doğru akım kaynağı kullanılması.

bunun akımını belirlemek için kullanılır. Şekilden görüldüğü gibi T_1 tranzistorunun bazı kolektörüne bağlanmıştır. Yani kolektör-emetör gerilimi, baz-emetör gerilimine (V_{BE} ye) eşittir. Bu durumda V_{CE} oldukça küçük olmakla beraber tranzistor henüz doymada değildir. Belirli bir V_{BE} değeri için T_1 den akacak olan emetör akımı

$$I_E = I_0 (e^{V_{BE}/V_T} - 1) \approx I_0 \cdot e^{V_{BE}/V_T}$$

bağıntısı ile belirlidir. T_1 in emetör akımı

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1}$$

ve R direncinden akan toplam I akımı

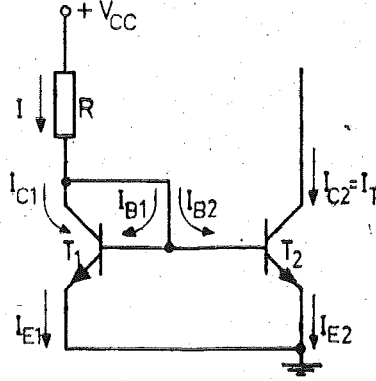
$$I = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{E1} + I_{B2} \quad (6.18)$$

dir. Bu akım

$$I = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (6.19)$$

bağıntısı yardımıyla bulunabilir. T_1 in baz emetör gerilimi aynen T_2 ye de uygulanmıştır. Ohalde T_1 ve T_2 eş iki tranzistorsa $I_{E2} = I_{E1}$ olacaktır. T_2 nin kolektör akımı olan I_T çıkış akımı

$$I_T = I_{C2} = I_{E2} - I_{B2}$$



Şekil 6.10. Akım kaynağı devresi.

bağıntısı ile (6.18) ve (6.19) bağıntıları kullanılarak hesaplanırsa

$$I_T = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} - 2 I_{B2}$$

ve

$$I_{B2} = I_T / h_{FE2}$$

olduğundan

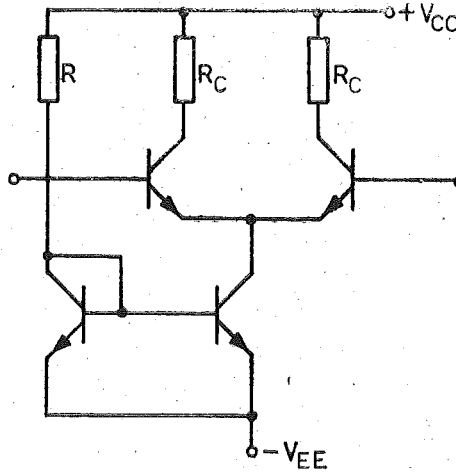
$$I_T = \frac{h_{FE2}}{h_{FE2} + 2} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

$$I_T \approx \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (6.20)$$

bulunur. Böylece I_T akımı, akmakta olduğu kol üzerindeki kaynaklardan ve empedanslardan bağımsız olarak belirlenmiş olur. Yani T_2 transistörü bu kol üzerinde bulunan bir *akım kaynağı* olarak çalışır. I_T nin değeri V_{BE} nin sıcaklığa bağımlılığı sebebi ile sıcaklığa bağlı olursa da genellikle $V_{CC} \gg V_{BE}$ yapılarak bu bağımlılık azaltılabilir.

Şekil 6.11. de toplam emetör akımı Şekil 6.10. daki gibi bir akım kaynağı ile sağlanan emetör bağlamalı bir devre verilmiştir.

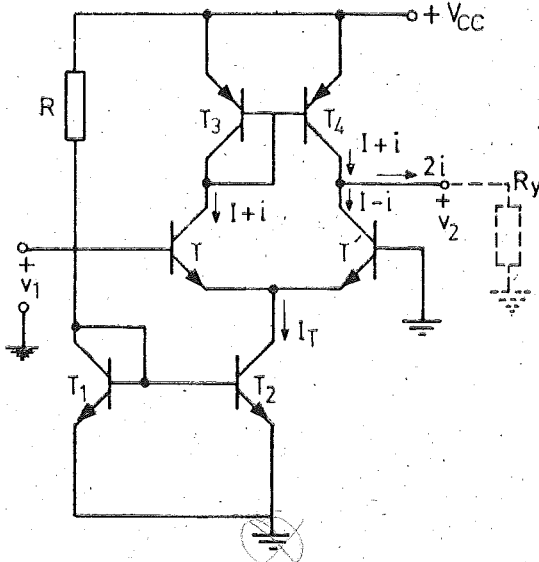
Emetör bağlamalı bir kuvvetlendiricinin fark gerilim kazancının R_C yük direnci ile (daha doğrusu, R_C ile bir sonraki katın giriş direncinin paralel eşdeğeri olan dirençle) doğru orantılı ve transistörlerin r_e diren-



Şekil 6.11. R_B yerine akım kaynağı kullanılması.

ci ile ters orantılı olduğu (6.14) bağıntısı ile gösterilmişti. Buna göre kazancı arttırmamanın bir yolu R_C yi büyütmek, ikinci bir yolu da r_e yi küçültmektir. r_e , transistörlerin emetör doğru akımları ile ters orantılı olduğundan r_e nin küçültülmesi devrenin *giriş doğru akımlarının* (I_B ve I_B' nün) büyümesi demektir ki bu bir *doğru gerilim kuvvetlendiricisi* için sakıncalıdır. T ve T' nün emetör akımlarının arttırılmasının ikinci bir sakıncası da devrenin *küçük işaret giriş direnci*'nin küçülmesidir. O halde kazancı arttırmak için olabildiği kadar büyük yük dirençleri kullanmak yoluna gidilmelidir. Tümdevre tekniği ile 10 k ohm'lar mertebesinde daha büyük direnç değerleri kolayca gerçekleştirilemediği için R_C yerine bir transistörün çıkış direncini kullanmak yoluna gidilebilir. Buna *aktif yük* denir. Daha iyi bir çözüm yük olarak bir *akım kaynağı* kullanmaktır.

Devrenin iki çıkışı da kullanılmayacaksa Şekil 6.12. de gösterildiği gibi bir akım kaynağı devresinin bir transistörü T ye, ikinci transistörü T' ye yük olarak bağlanabilir. T ve T' nün akım yönleri ile kaynak transistörlerinin akım yönlerinin uyuşabilmesi için akım kaynağı devresi p-n-p tipi transistörlerle gerçekleştirilmiştir. Bir sonraki katın giriş direnci, R_y ile temsil edilmiştir. Sükûnette (yani $v_1 = v_1' = 0$ iken) T_1 in belirlediği I_T akımı T ve T' arasında eşit şekilde paylaşılır. Girişe —örneğin T nin akımını arttıracak yönde— bir gerilim uygulanmış olsun. T nin akımında meydana gelen artım i ile gösterilirse — I_T sabit olduğundan—



Şekil 6.12. Yük olarak akım kaynağı kullanılması.

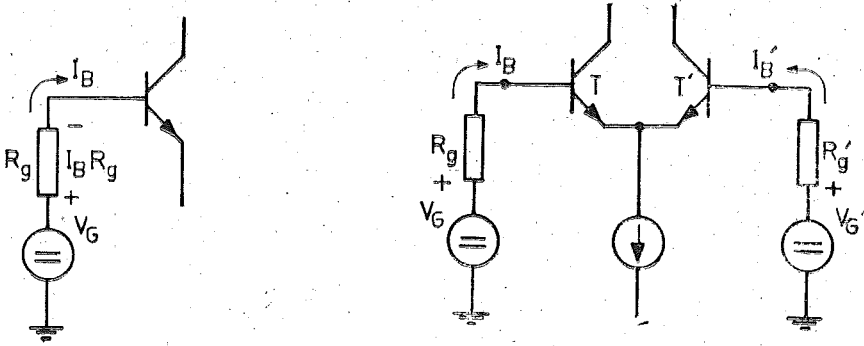
T' ' nün akımı da i kadar azalacaktır. Öte yandan yukardaki akım kaynağı çiftinin akımlarının eşit olması şartından T_4 ' ün akımının $(I+i)$ olması gerektiği sonucu çıkar. T' nün akımının $(I-i)$ ye, T_4 ün akımının ise $(I+i)$ ye eşit olması ancak R_y yükü (bir sonraki katın girişi) üzerinden $2i$ akımının akması ile kabildir. T' nün yükü bir R_c direncinden ibaret olsa idi çıkış gerilimi $v_2' = R_c \cdot i$ ve bu durumda gerilim kazancı (6.13) bağıntısı gereğince $K = (R_c/2r_e) v_1$ olacaktı. Yeni durumda çıkış gerilimi $v_2' = R_y \cdot 2i$ dir. O halde gerilim kazancı

$$K_v = R_y/r_e$$

olacaktır. Görüldüğü gibi kazancı bir sonraki devrenin giriş direnci belirlemede yani akım kaynağı bir *sonsuz yük direnci* rolü oynamaktadır. Ayrıca T nin çıkışındaki akım değişiminden de yararlanılması, kazancın bir 6 dB daha artmasına yol açmaktadır.

Doğru gerilim kuvvetlendiricilerinde giriş doğru akımının değerinin küçük olması istenir. Çünkü bu akımın işaret kaynağının iç direnci üzerinde meydana getireceği gerilim düşümü girişte —kaynağa ilâve olarak gelen— ikinci bir gerilim kaynağı gibi etki yapar. Örneğin Şekil 6.13. (a) daki devrede T nin giriş akımı (I_B) nin R_x üzerinde meydana getirdiği gerilim düşümü $I_B \cdot R_x$ olduğundan T nin bazı ile referans noktası ara-

sındaki toplam etkili gerilim sadece V_G işaret gerilimi değil, $(V_G - I_B \cdot R_g)$ gerilimidir. Özellikle büyük iç dirençli kaynaklarla çalışmak gerektiğinde bu $I_B \cdot R_g$ hata teriminin öneminin artacağı açıktır. Diferansiyel girişli devrelerde bu hata, iki girişe seri gelen dirençler eşit tutularak azaltılabilir. Örneğin Şekil 6.13 (b) deki devrede $R_g = R_g'$ yapılırsa $-T$ ve T'



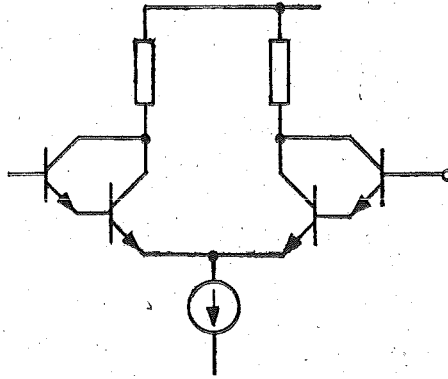
Şekil 6.13. (a) Giriş akımının R_g üzerinde doğurduğu «yalancı» giriş gerilimi.
(b) Fark kuvvetlendiricisinde giriş akımları.

nün baz akımları eşit olduklarından— iki girişe ait hata terimleri birbirini götürür. Ancak pratikte T ve T' nün yapısal farklılıkları sebebi ile genellikle I_B ve I_B' tam tamına eşit olmaz ve $(\Delta I_B \cdot R_g)$ değerinde bir hata terimi ortaya çıkar. Bu $\Delta I_B = (I_B - I_B')$ farkına devrenin *giriş dengesizlik akımı* denir. (Benzer şekilde T ve T' nün V_{BE} gerilimleri arasında yapısal nedenlerle var olan farka da giriş dengesizlik gerilimi adı verilir. Bu gerilimin değeri genellikle $1 \dots 5$ mV ve sıcaklığa bağlılığı $1 \dots 10 \mu V/^\circ C$ mertebesindedir).

Emetör bağlamalı kuvvetlendiricilerde giriş akımı olan I_B nin küçük yapılabilmesi için T ve T' nün kolektör akımlarının küçük seçilmesi gerekir. Ancak çok küçük kolektör akımı değerlerinde (modern transistörlerde $10 \mu A$ den daha küçük kolektör akımlarında) transistörlerin h_{FE} leri önemli ölçüde düşer. Ayrıca akımın küçültülmesi r_e nin büyümesine, bu da kazancın düşmesine yol açar. Bu yüzden T ve T' nün akımları fazla küçültülemez. Küçük giriş akımlı kuvvetlendiriciler gerçekleştirmede kullanılan yollardan biri h_{FE} leri çok yüksek olan özel transistörler, (süper β yahut süper kazançlı transistörler) kullanmaktır. Bu transistörlerde h_{FE} , 5000 mertebesindedir. Ancak bu büyük h_{FE} değerine baz bölgesi genişli-

ğinin çok küçük yapılması sayesinde ulaşıldığından kolektör-emetör de-
linme gerilimi çok küçük (2 - 3 volt) olur ve özel koruma önlemleri ge-
rektirir. Bu tranzistorlar $50 \mu\text{A}$ mertebesinde kolektör akımları ile kul-
lanılarak 10 nA mertebesinde giriş akım değerlerine inilebilir.

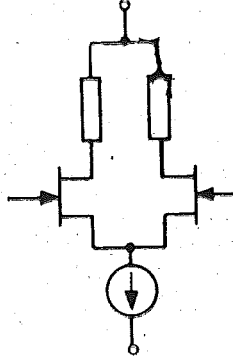
Giriş akımlarını küçültmenin ikinci bir yolu da T ve T' yerine birer
Darlington çifti kullanmaktır (Şekil 6.14.). Bir Darlington çiftinin eş-
değer h_{FE} si çifti oluşturan tranzistorların h_{FE} lerinin çarpımına eşit ol-
duğundan, standart tranzistorlarla 10.000 mertebesinde eşdeğer h_{FE} de-
ğerlerine ulaşılabilir. Böylece 5 nA mertebesinde giriş akımları gerek-



Şekil 6.14. Darlington girişli emetör bağlamalı kuvvetlendirici.

leştirilebilir. Devrenin sakıncalı yönü dengesizlik geriliminin ve bunun
sıcaklığa bağımlılığının temel devreye oranla daha yüksek olmasıdır.

Bu yollarla elde edilen giriş akımlarının da büyük geldiği yerlerde
jonksiyonlu FET girişli yahut MOS girişli fark kuvvetlendiricilerinden
yararlanılır (Şekil 6.15.). Bunlarla pA ler mertebesinde giriş akımları
sağlanabilir. Küçük işaret giriş dirençleri de $10^9 \dots 10^{10}$ ohm mertebesin-
de olabilir. Ancak gerek dengesizlik gerilimleri gerekse bunların sıcaklı-
ğa bağımlılığı tranzistorlu temel devredesine göre büyüktür ($10 \dots 20 \text{ mV}$
ve $>40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$). Ayrıca jonksiyonlu FET'lerin ve MOS'ların yarıiletken
tümdevrelerde bipolar tranzistorla birlikte gerçekleştirilmelerinin prob-
lemli olması ikinci bir sakıncadır.



Şekil 6.15. FET girişli fark kuvvetlendiricisi.

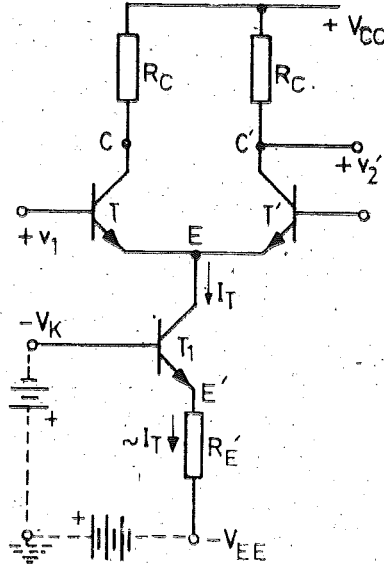
6.2.2.2. Emetör Bağlamalı Kuvvetlendiricilerde Kazanç Ayarı.

Birçok uygulamada kullanılan kuvvetlendiricinin kazancının ayarlanabilmesi gerekir. Bu iş ya elle, bir direncin değeri değiştirilerek, ya da kuvvetlendirici elemanın *eğim*'ini etkileyen bir akım veya gerilimin değiştirilmesi ile yapılır. Kazancın bir akım veya gerilimle kontrol edilebilmesi özellikle kazancın otomatik olarak kontrol edilmesinin gerekli olduğu hallerde (örneğin bir radyo alıcısının kazancının kuvvetli bir istasyon dinlenirken azalıp, zayıf bir istasyon dinlenirken çoğalmasını sağlayan otomatik kazanç ayarı düzeninin gerçekleştirilmesinde) çok önemlidir.

Bir emetör bağlamalı kuvvetlendiricide kazanç r_e ile ters orantılı dolayısı ile I_T ile doğru orantılı olduğundan, I_T değiştirilerek kazanç kontrol edilebilir. Şekil 6.16. daki devrede T_1 tranzistorunun akımı olan I_T , V_K kontrol gerilimine

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_K - V_{BE}}{R_{E'}} \quad (6.21)$$

bağıntısı ile bağlıdır. I_T nin teorik minimum değeri sıfır, teorik maksimum değeri ise T , T' ve T_1 in doyma bölgesine girmeye başladığı akımdır. Ancak, C ve C' çıkış noktalarının sükûnet gerilimleri de I_T ye bağlı olduğundan pratikte akım bu kadar geniş bir aralıkta değiştirilemez. Yine bu sebepten elde edilebilecek maksimum çıkış genliği de I_T ye (dolayısı ile kazanç) bağlıdır. Bu yüzden devre ancak küçük işaret seviyelerinde kullanılabilir.



Şekil 6.16. Emetör bağlamalı devrede kazancın V_K gerilimi ile kontrolü.

Örnek :

Şekil 6.16. daki devrede $V_{CC} = +15$ V, $V_{EE} = -15$ V, $R_C = 10$ k, $R_E = 3$ k ohm dur. (a) V_K nın değeri en çok ne kadar olabilir? (b) $V_K = -6$ V için v_2/v_1 kazancı nekadardır? Çıkışta kırılma olmaksızın girişe uygulanabilecek en büyük işaret gerilimi değeri nedir? (c) Kazancı 20 dB düşürmek için V_K nın değeri ne olmalıdır? Bu durum için girişe uygulanabilecek maksimum giriş gerilimi ne kadar olur?

(a) T_1 tranzistorunun linear çalışma bölgesinde kalabilmesi (yani doymaya girmemesi) için $V_{CB} \geq 0$ olmalıdır. Ohalde V_K geriliminin maksimum değeri $V_{K \max} = V_E \approx -0,6$ V dur. Bu durumda $V_{CE} = V_{BE} \approx 0,6$ V olacağından $V_{E'}$ gerilimi de $V_E - 0,6 \approx -1,2$ V dur. I_T akımı ise $I_{\max} = (V_{E'} - V_{EE})/R_{E'} = (-1,2 + 15)/3$ k = 4,6 mA çıkar. Bu akım T ve T' arasında bölüşülür. Bu tranzistorların linear çalışma bölgesinde kalmaları için $V_{CE} \geq V_{BE}$ olmalıdır. $V_{CE} = V_{BE}$ sınır durumunda $V_C = V_B = 0$ olur. I akımının R_C üzerinde meydana getirebileceği gerilim düşümü en çok $V_{CC} - V_C = 15$ V olabileceğinden I akımının değeri de en çok $I_{\max} = V_{CC}/R_C = 1,5$ mA olabilir. O halde devredeki tranzistorları doymaya sokmamak şartı ile akıtılabilecek en büyük I_T akımı değeri 3 mA dır. Buna karşı düşen V_K gerilimi (6.21) bağıntısı yardımı ile

$$V_{K(\max)} = V_{EE} - V_{BE} - I_T R_E'$$

$$= 15 - 0,6 - 3 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3$$

$$V_{K(\max)} = 5,4 \text{ V}$$

$$-V_{K(\max)} = -5,4 \text{ V}$$

çıkar.

$$(b) \quad -V_K = -6 \text{ V için}$$

$$I_T = \frac{15 - 6 - 0,6}{3} = 2,8 \text{ mA}$$

$$I = I' = 1,4 \text{ mA}$$

ve

$$r_e = 25 / 1,4 = 17,8 \text{ ohm}$$

olduğundan,

$$K = R_c / 2r_e = 280$$

bulunur. C' noktasının sükûnet gerilimi

$$V_{C'} = V_{CC} - I' R_c$$

$$= 15 - 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 = 1 \text{ V}$$

dur. T' nün doyma bölgesi sınırı $V_{C'} = 0$ olduğundan çıkış geriliminin negatif tepe değeri en çok 1 V olabilir. Ohalde çıkışta kırılma (sınırlama) olmaksızın girişe uygulanabilecek en büyük işaret $1 \text{ V} / 280 = 3,57 \text{ mV}$ dur.

(c) Kazancın 20 dB (yani 10 defa) düşmesi halinde $K = 28$ olacaktır. Buna karşı düşen r_e değeri 178 ohm ve I' akımı 0,14 mA dir. O halde bu durumda $I_T = 0,28 \text{ mA}$ olmalıdır. Buna karşı düşen V_K değeri (6.21) bağıntısından

$$V_K = 15 - 0,6 - 0,28 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 13,56 \text{ V}$$

$$-V_K = -13,56 \text{ V}$$

bulunur.

C' çıkış noktasının sükûnet gerilimi

$$V_{C'} = V_{CC} - (I_T / 2) R_c$$

$$= 15 - \frac{0,28 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 10^4 = 14,86 \text{ V}$$

dur. Çıkış gerilimi pozitif yönde 0,14 V değişirse T' kesime girer. O halde maksimum kırılmızsız çıkış gerilimi değişimi 0,14 V ve buna karşı düşen giriş gerilimi $0,14/28=5$ mV dur.

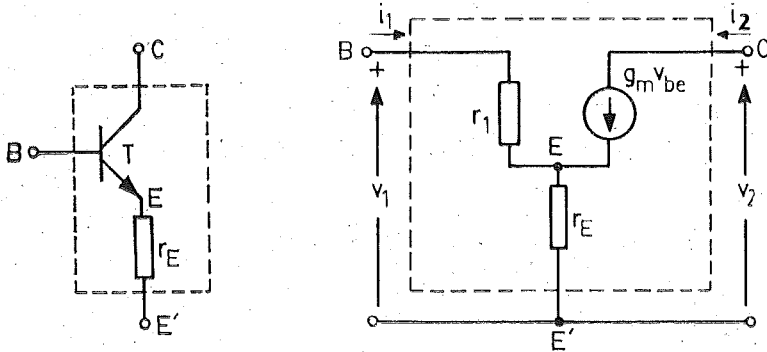
Kazancın ayarlanması için ikinci bir yol da emetör bağlamalı devrede emetörlere seri birer değişken direnç bağlayarak tranzistorların etkin eğim'lerini değiştirmektir. Şekil 6.17. (a) daki T tranzistorunun eğimi g_m ise T ile r_E nin birlikte bir tranzistor gibi ele alınmaları halinde sağlanacak eğim (etkin eğim) Şekil 6.17 (b) deki basitleştirilmiş eşdeğer devreden yararlanılarak hesaplanabilir. Tanım gereğince devrenin eğimi

$$g_m' = \frac{i_2}{v_1} \Big|_{v_2=0}$$

dır. $v_2=0$ için $i_2 = g_m v_{be}$, $v_1 = v_{be} + i_2 \cdot r_E$ ve yalnızca tranzistorun eğiminin $g_m = i_2/v_{be}$ olduğu göz önüne alınarak g_m' hesaplanırsa

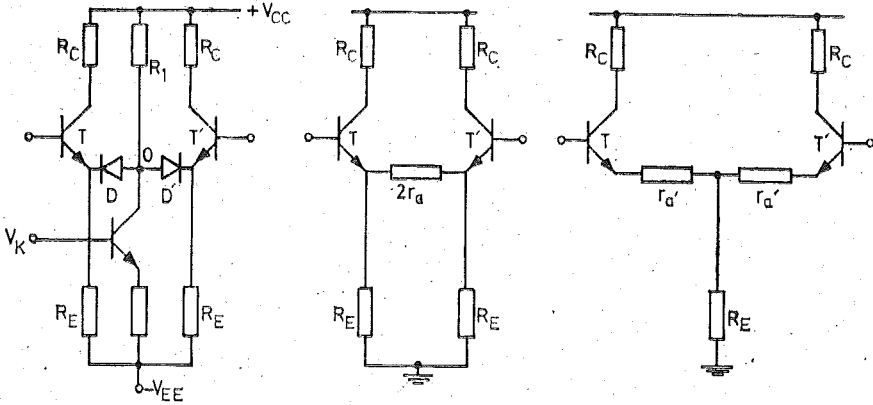
$$g_m' = \frac{g_m}{1 + g_m r_E} \quad (6.22)$$

bulunur. Buna göre Şekil 6.17. (a) daki devrenin eğimi (dolayısı ile ka-



Şekil 6.17. (a) Tranzistor ve emetörüne seri bağlı bir r_E direnci, (b) eşdeğer devresi.

zancı), r_E ile ayarlanabilir. Bu ayarlanmanın bir akım veya gerilimin değiştirilmesi ile sağlanabilmesi için yarıiletken tümdevrelerde en çok kullanılan yöntemlerden biri Şekil 6.18 (a) da gösterilmiştir. Devredeki D ve D' diyotlarından geçen doğru akımları 0 noktasının gerilimi belirler. Bu gerilim ise T_1 tranzistorunun kolektör akımının R_1 direnci üzerinde mey-



Şekil 6.18. (a) Kazancı D ve D' diyotlarının değişken işaret dirençleri ile kontrol edilen emetör bağlamalı kuvvetlendirici. (b) Eşdeğer devre. (c) Üçgen-yıldız dönüşümünden sonra eşdeğer devre.

dana getireceği gerilim düşümüne, dolayısı ile V_K kontrol gerilimine bağlıdır. V_K geriliminin belirli bir değeri için D ve D' diyotlarından akan doğru akım I_D ise diyotların küçük genlikli değişken işaretler için direnci

$$r_d = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{25}{I_E \text{ (mA)}}$$

olduğundan devre değişken işaretler için Şekil 6.18. (b) deki gibi çizilebilir. Bu devrede $R_E - 2r_d - R_E$ dirençlerine üçgen-yıldız dönüşümü uygulanırsa Şekil 6.18 (c) deki eşdeğer devre bulunur. Burada

$$r_d' = \frac{2r_d R_E}{2R_E + 2r_d} \approx r_d \text{ ve } R_E' = \frac{R_E^2}{2R_E + 2r_d} \approx \frac{R_E}{2}$$

dir. Ohalde Şekil 6.18. (a) daki devrede T ve T' tranzistorlarının diyotlarla birlikte etkin eğimleri

$$g_m' = \frac{g_m}{1 + g_m \cdot r_d}$$

olur ve (6.13) bağıntıları kullanılarak devrenin çıkış gerilimleri için

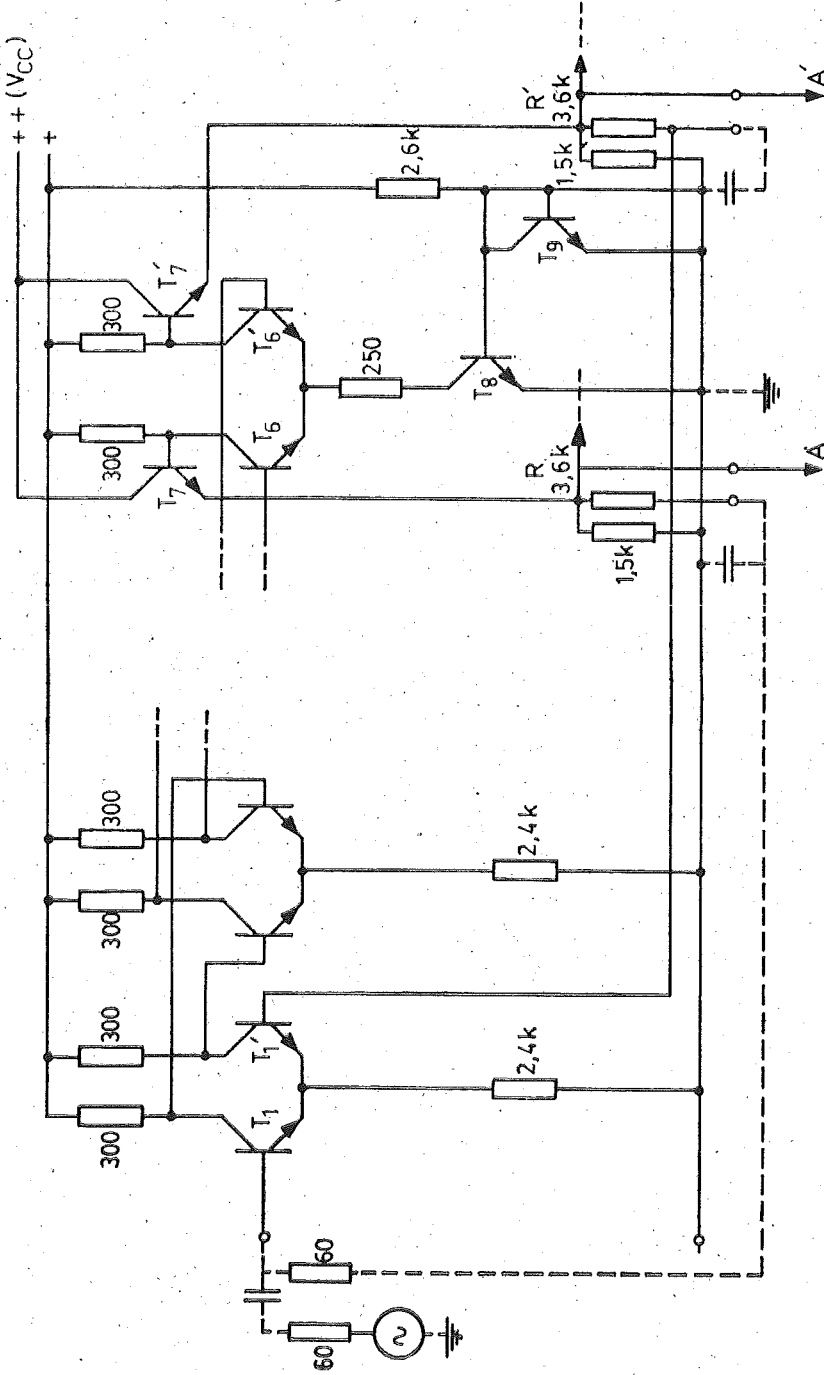
$$v_2 = -g_m' \cdot \frac{R_C}{2} (v_1 - v_1') = -\frac{g_m \cdot R_C/2}{1 + g_m \cdot r_d} (v_1 - v_1') \quad (6.23)$$

$$v_2' = +g_m' \cdot \frac{R_C}{2} (v_1 - v_1') = \frac{g_m \cdot R_C/2}{1 + g_m \cdot r_d} (v_1 - v_1')$$

elde edilir. Bu devrenin Şekil 6.16. daki devreye göre önemli üstünlüğü kazanç ayarlanırken D ve D' diyotlarının akımları geniş bir aralıkta değiştirilse bile uçları arasındaki doğru gerilim düşümlerinin hemen hemen sabit kalması, dolayısı ile kuvvetlendiricinin doğru akım çalışma şartlarının fazla değişmemesidir. (Ancak diyotlardan akan akımların T ve T' nün emetör doğru akımlarına yaklaşması halinde doğru akım çalışma şartlarının değişeceği kolayca görülebilir).

6.2.3. Çok Katlı Doğru Gerilim Kuvvetlendiricileri.

Bir doğru gerilim kuvvetlendiricisinde kullanılacak kat sayısını belirleyen ana etkenlerden biri elde edilmesi istenen kazanç değeri, öteki de kuvvetlendiricinin band genişliği (üst kesim frekansı)dır. Doğru gerilim kuvvetlendiricilerinde bağlama ve köprüleme kondansatörleri kullanılmadığı için frekans bandının alttan sınırlanması söz konusu değilse de tranzistorların elektrotlar arası kapasiteleri yüzünden kazanç yüksek frekanslara gidildikçe düşer. Doğru gerilim kuvvetlendiricilerinin ana yapı taşı olan ortak emetörlü devrede üst kesim frekansını belirleyen etkenler (a) tranzistorların f_T kesim frekansı ve buna bağlı olarak giriş devresinin zaman sabitesi, (b) yük direnci ve buna paralel gelen kapasitelerin belirlediği zaman sabitesi'dir. Bu yüzden üst kesim frekansının yüksek olmasının istendiği hallerde büyük yük direnci değerleri (özellikle aktif yük veya akım kaynağı yük) kullanılamaz. Küçük yük dirençleri kullanılması ise kat kazancının küçük olması demektir. O halde geniş bantlı kuvvetlendiricilerde yüksek kazanç değerlerine ancak çok sayıda katın art arda bağlanması ile ulaşılabilir. Bu tip kuvvetlendiricilere —girişten çıkışa toplam faz dönmesi kesim frekansı ve yukarısında çok büyük değerlere ulaşacağından— işaret geribeslemesi uygulanamaz. Şekil 6.19. da televizyon ses devrelerinde ve F.M. alıcılarda yararlanılan bir tümdevrenin (TBA 120) kuvvetlendirici olarak kullanılan bölümünün şeması verilmiştir. Üst kesim frekansının yüksek (35 MHz) olabilmesi için 300 ohm gibi küçük yük dirençleri kullanılmıştır. Bu dirençlerin küçük olması yüzünden kat başına kazanç ancak 3,3 (yani 10 dB) sağlanabildiğinden, gerekli olan 60 dB kazancı elde edebilmek için art arda 6 kat bağlanması gerekmiştir. En son katın çıkışları ilerdeki devrelere birer emetör çıkışlı kat aracılığı ile bağlanmıştır. Devredeki R ve R' dirençlerinin uçlarındaki *doğru gerilimler* ilk katın T₁ ve T₁' tranzistorları için kutuplama gerilimi olarak kullanılmış, böylece devrenin tümü üzerinde bir negatif doğru gerilim geribeslemesi ile çalışma noktalarının kararlılığı sağlanmıştır. (Bu geribeslemenin etkisi, devredeki tranzistorlardan her-

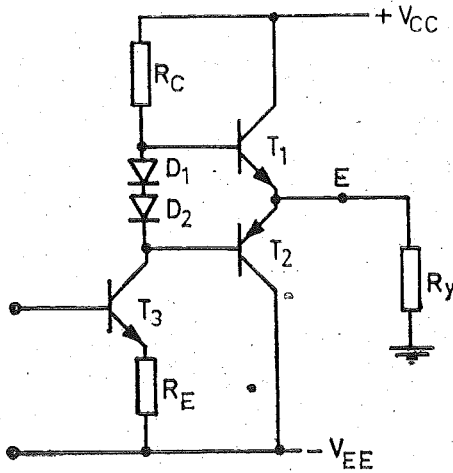


Şekil 6.19. TBA 120 tımdevresinin kuvvetlendirici bölümü. Tımdevrenin dışında yapılması gereken bağlantılar kesikli gızgilerle gısterilmiştir. A ve A' gıkış uçları dışarıya alınmış ve ayrıca tımdevrenin ikinci bölümü olan demodilatör girişine bağlanmıştır. (+) ile gısterilmiş olan gerilim tımdevre içinde bulunan bir gerilim regilatörü yardımı ile V_{CC} geriliminden elde edilmiştir.

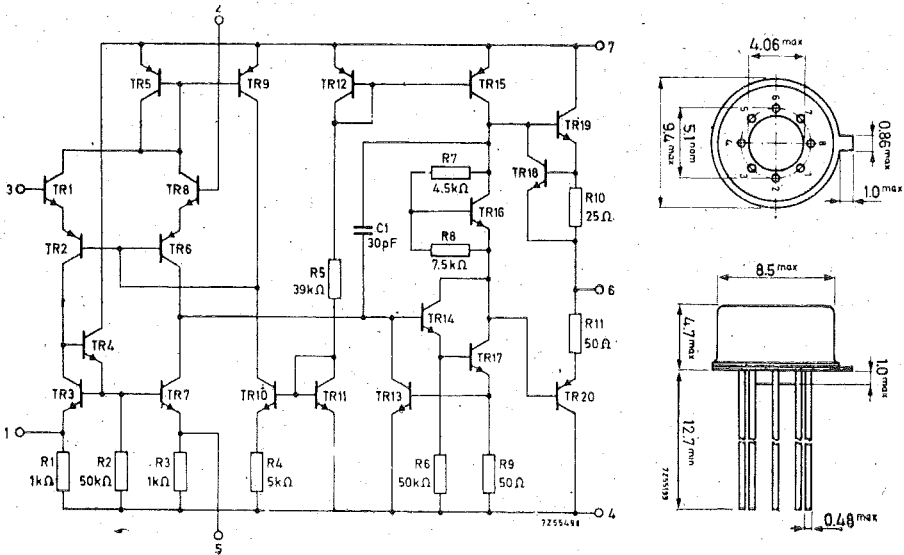
hangi birinin akımının bir yönde değiştiği kabul edilip bunun doğuracağı değişimler adım adım izlenerek görülebilir.) Devrede bir işaret geribeslemesi de meydana gelmemesi için R ve R' nün uçlarındaki değişken bileşenler birer kapasite ile köprülenmiştir.

Geribesleme uygulanarak kullanılacak kuvvetlendiricilerde (örneğin işlemsel kuvvetlendiricilerde) girişten çıkışa toplam ilâve faz dönmesinin 180° yi aşmaması zorunluluğu olduğundan kat sayısı az (en çok iki) olmalıdır. Bu da kat başına kazancın yüksek tutulması zorunluluğunu getirir. Aktif yük yahut akım kaynağı yük kullanılarak kat başına kazanç çok yüksek (>60 dB) yapılabilir. Böylece iki katlı bir kuvvetlendirici ile işlemsel kuvvetlendirici uygulamalarında gerekli olan 80 ... 100 dB mertebesinde toplam kazanç değerlerine kolaylıkla ulaşılabilir. Ancak eşdeğer kolektör yük direnci değerleri çok yüksek olduğundan bunlara paralel gelen kapasiteler çok alçak frekanslardan başlayarak etkili olmaya başlar, dolayısı ile üst kesim frekansları çok küçük olur. İşlemsel kuvvetlendiricilerde yerine getirilmesi gereken bir şart da çıkış direncinin küçük olmasıdır. Bu amaçla çıkış katı olarak genellikle emetör çıkışlı devrelerden yararlanır. Şekil 6.20. de şeması verilmiş olan tipik bir çıkış katında tek bir emetör çıkışlı tranzistor kullanılacak yerde biri n-p-n öteki p-n-p tipi olan iki eşlenik tranzistor kullanılmış ve bunlar sükûnette akım akıtma sınırında bulunacak şekilde kutuplanmışlardır (B sınıfı çalışma). E çıkış noktasının sükûnet gerilimi de sıfırdır. Sözü edilen kutuplama gerilimi olarak D_1 ve D_2 diyotlarının uçları arasında I akımının meydana getirdiği gerilim kullanılmıştır. Bu akım, ortak emetörlü bir gerilim öteleyici tranzistorun (T_3) sükûnet akımıdır. T_3 aynı zamanda $K \approx -R_c/R_e$ değerinde bir gerilim kazancı da sağlar. Devrenin giriş gerilimi örneğin ΔV kadar arttırılırsa B_1 ve B_2 noktalarının gerilimleri $K \cdot \Delta V$ kadar azalır. Sükûnette akım akıtma sınırında bulunan T_1 tranzistoru kesime girer, T_2 ise bir emetör çıkışlı kuvvetlendirici olarak $K \cdot \Delta V$ değişimini yaklaşık +1 kazançla yüke aktarır. Girişin ΔV kadar azaltılması halinde ise T_2 tikanır bu sefer T_1 bir emetör çıkışlı devre olarak hizmet görür. Böylece T_1 , T_2 ve T_3 birlikte, K kazançlı ve küçük çıkış dirençli bir devre olarak çalışırlar. Devrenin önemli özeliği çıkış katının sükûnet akımının çok küçük olmasıdır.

Günümüzde kullanılan işlemsel kuvvetlendiricilerin büyük çoğunluğu ilke olarak Şekil 6.12. deki devreye benzeyen akım kaynağı yüklü bir giriş katı ile Şekil 6.20. deki devreye benzeyen bir çıkış katının art arda bağlanması ile oluşturulmaktadır. Şekil 6.21. de kazancı 100 dB olan genel amaçlı bir işlemsel kuvvetlendirici tümdevrenin şeması verilmiştir.



Şekil 6.20. Eşlenik tranzistorlu çıkış katı.



Şekil 6.21. 741 (yahut TBA 221) tipi işlemsel kuvvetlendiricinin şeması ve kılıf şekli. (Kılıftaki bacak numaraları şemadaki bağlantı ucu numaralarına karşı düşmektedir.)
 Pozitif besleme gerilimi : 15 V, Negatif besleme gerilimi : 15 V, gerilim kazancı
 ($R_y = 2$ k ohm için) : 100.000, CMRR : 90 dB.

Dévre dikkatle incelenirse temelde, yukarda anlatılan gemaya uygun olduğu görülebilir. Ayrıca devrede ortak işaret kazancını küçültmek (TR 5 ve TR 9), aşırı akımlara karşı devreyi korumak (TR 13 ve TR 18) ve frekans eğrisini tek kutuplu hale getirmek için (C₁) bazı ilâveler bulunmaktadır.

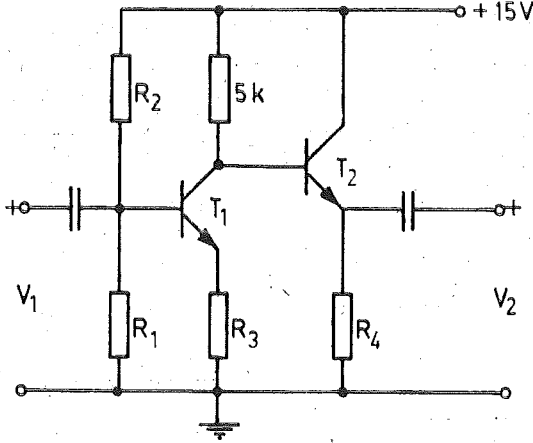
P R O B L E M L E R

1 — a) Şekildeki devrede T_1 tranzistorunda $V_{CE}=5\text{ V}$, $I_{C1}=1\text{ mA}$ ve $S(I_{CQ}, h_{FE})=0,1$ olması için R_1 , R_2 ve R_3 direncinin değerleri ne olmalıdır?

b) T_2 nin kollektör akımının $I_{C2}=1\text{ mA}$ olması için R_4 direncinin değeri ne olmalıdır?

c) Devrenin V_2/V_1 gerilim kazancını hesaplayınız.

($h_{ie}=3000\text{ ohm}$, $h_{re}=0$, $h_{fe}=120$, $h_{oe}=0$, $V_{BE1}=0,6\text{ V}$, $V_{BE2}=0,6\text{ V}$ alınacaktır.)

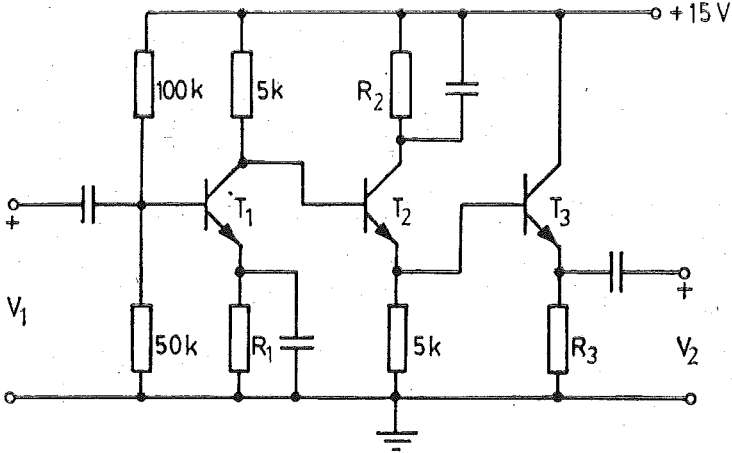


2 — a) Şekildeki devrede tranzistorların kollektör akımlarının birer mA olması için R_1 , R_2 ve R_3 dirençlerine verilmesi gereken değerleri hesaplayınız. ($V_{BE1}=V_{BE2}=V_{BE3}=0,6\text{ V}$ dur. Baz akımları kollektör akımları yanında ihmal edilecektir.)

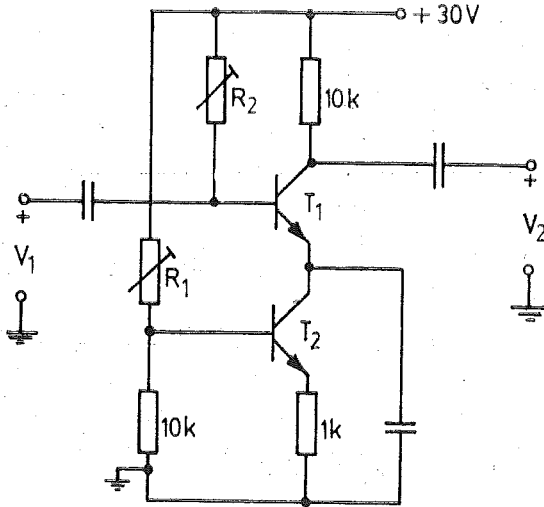
b) Devrenin V_2/V_1 gerilim kazancını hesaplayınız. (Tranzistorlar için $h_{ie}=5\text{ k ohm}$, $h_{fe}=200$, $h_{re}=h_{oe}=0$ alınacaktır.)

c) Devrenin giriş ve çıkış dirençleri ne kadardır?

d) Emetör direnci köprüleme kondansatörleri devreden çıkartılırsa gerilim kazancının, giriş ve çıkış dirençlerinin değerleri ne olur?

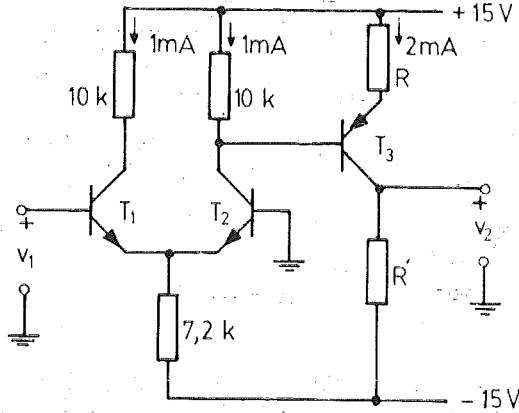


3 — Şekildeki devrede T_2 tranzistoru T_1 in emetör doğru akımını sağlayan bir akım kaynağı olarak çalışmaktadır. T_1 ve T_2 için $h_{FE}=100$, $V_{BE}=0,6$ V olduğuna göre, T_1 in emetör akımının $I_E=1$ mA ve kolektör emetör geriliminin $V_{CE}=10$ V olması için R_1 ve R_2 dirençleri hangi değerlere ayarlanmalıdır?



4 — a) Şekildeki doğru gerilim kuvvetlendiricisinde tranzistorlardan herbiri için $h_{FE}=200$ ve $V_{BE}=0,6$ V tur. V_1 giriş gerilimi sıfır iken V_2 çıkış geriliminin de sıfır ve T_3 tranzistorunun kolektör akımının 2 mA olması için R ve R' dirençlerinin değerleri ne olmalıdır?

b) Devrenin V_2/V_1 gerilim kazancını, işareti ile birlikte bulunuz.

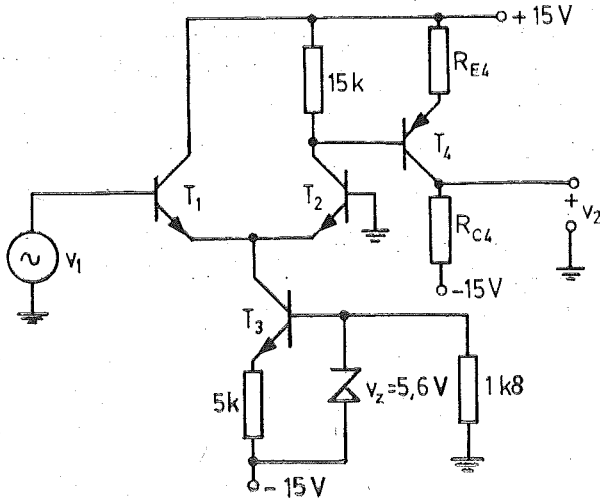


5 — a) Şekildeki devrede sükûnet halinde çıkış geriliminin 0 ve T_4 'ün kolektör akımının $I_{C4}=1$ mA olması için gerekli R_{E4} ve R_{C4} değerlerini hesaplayınız. Tranzistorların sükûnet halindeki akım ve gerilimlerini bulunuz.

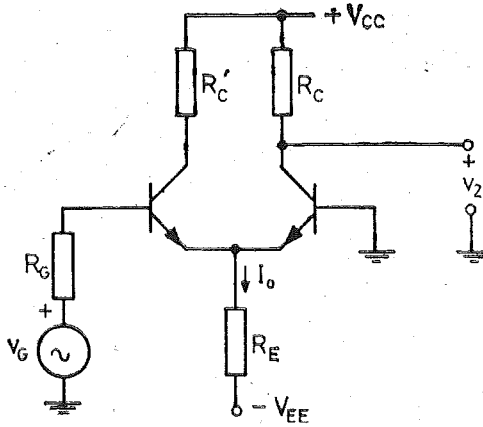
b) Devrenin v_2/v_1 gerilim kazancını hesaplayınız.

c) Giriş direncini hesaplayınız.

(Tranzistorlar için $V_{BE}=0,6$ V, $h_{FE} \approx h_{fe}=200$ dür. h_{oe} ve h_{re} ihmal edilebilecek kadar küçüktür.)



6 —



a) Şekildeki uzun kuyruklu devrenin üst kesim frekansını eşdeğer devre yardımıyla hesaplayınız. (Miller Teoremi uygulanırken, orta frekanslardaki kazanç kullanılabilir, $r_{bb}' \approx 0$).

$$\text{Sonuç : } f(\text{üst}) = \frac{1}{2\pi \cdot \left[\frac{2h_{ie} \cdot R_G}{2h_{ie} + R_G} \cdot \left(\frac{C_{eb}}{2} + \left[\frac{R_C'}{2r_e} + 1 \right] C_{cb} \right) \right]}$$

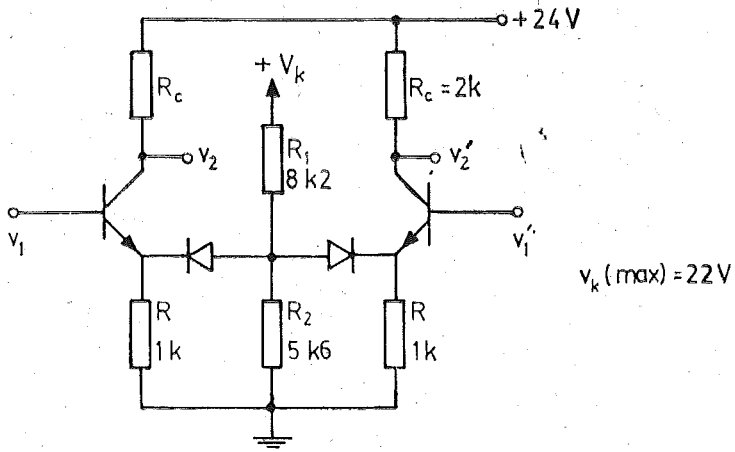
b) Bulduğunuz sonucu yorumlayınız.

c) $R_G = 1 \text{ K}$, $R_C = R_C' = 5,6 \text{ k ohm}$, $I_o = 2 \text{ mA}$, $h_{fe} = 200$, $C_{eb} = 25 \text{ pF}$, $C_{cb} = 3 \text{ pF}$ olduğuna göre devrenin üst kesim frekansını hesaplayınız.

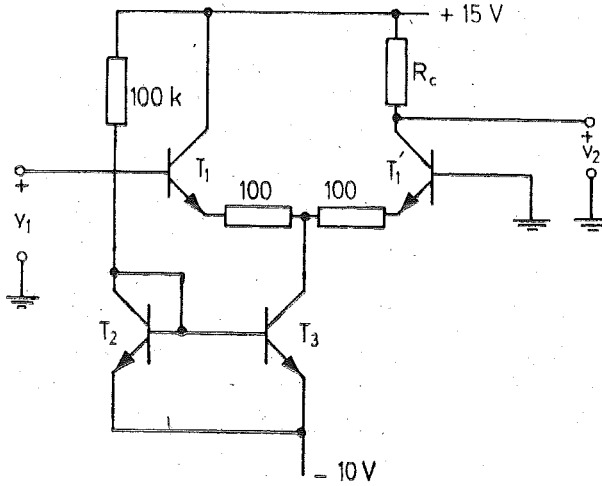
d) $R_C' = 0$, $R_C = 5,6 \text{ k ohm}$ olarak verildiğine göre, devrenin yüksek frekanslardaki kutuplarını bulunuz ve frekans eğrisini çiziniz.

7 — a) Şekildeki kazanç kontrol devresinin nasıl çalıştığını açıklayınız.

b) Devrenin sağladığı minimum ve maksimum kazançları ve kazanç kontrol dinamiğini bulunuz. $[K.K.D. = 20 \log (K_{\max}/K_{\min})]$



8 —



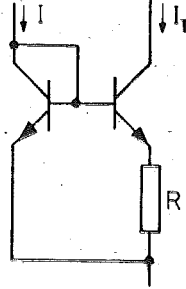
a) Şekildeki devrede V_2 çıkış geriliminin tepeden tepeye kırılmamasız maksimum değeri en fazla ne kadar olabilir? Bu durumda R_C nin değeri ne olmalıdır?

b) Devrenin V_2/V_1 gerilim kazancını hesaplayınız.

c) Devrenin giriş direncini hesaplayınız.

9 — Şekil 6.10. daki akım kaynağı devresinde T_1 ve T_2 nin yapısal özellikleri birbirinin aynı, ancak T_2 nin jonksiyon alanı T_1 inkinin n katıdır. Bu durumda $I_T \approx nI$ olacağını gösteriniz.

10 — Şekildeki devre yarıiletken tümdevrelerde küçük akımlı akım kaynaklarının gerçekleştirilmesinde çok kullanılır. T_1 ve T_2 eş iki tranzistor olduğuna göre I_T/I oranını hesaplayınız.



11 — TBA 120 tümdevrenin (Şekil 6.19.) içinde bulunan gerilim regülatörünün sağladığı (+) gerilimin değeri 3 V dur.

a) Kuvvetlendiricinin son katı olan T_6 , T_6' çiftinin sükûnetteki akım ve gerilimleri ile kazancını hesaplayınız.

b) T_7 , T_7' emetör çıkışlı tranzistorların çıkış doğru gerilimleri (T_1 ve T_1' nin baz kutuplama gerilimleri) ne kadardır? Bundan yararlanarak giriş katının sükûnet akım ve gerilimlerini ve kazancını hesaplayınız.

12 — Şeması Şekil 6.21. de verilmiş olan TBA 221 işlemsel kuvvetlendiricisinin iki girişine birden pozitif bir ortak işaret uygulandığında TR_1 ve TR_3 tranzistorlarının emetör akımlarında meydana gelecek artma TR_5 ve TR_9 un oluşturduğu kontrol devresi yardımı ile frenlenir ve böylece ortak işaret kazancının küçük olması sağlanır. TR_{10} tranzistorunun bir akım kaynağı olduğunu göz önünde tutarak söz konusu kontrol devresinin çalışmasını açıklayınız.

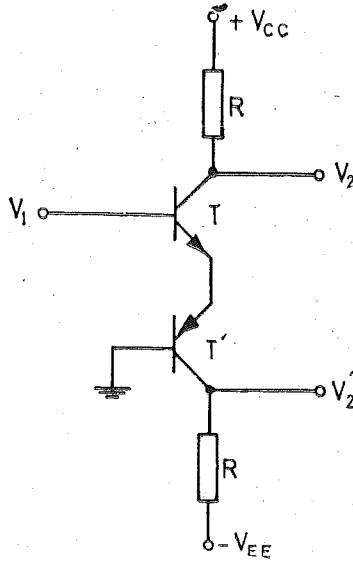
13 — TBA 221 işlemsel kuvvetlendiricisinde TR_{18} tranzistoru TR_{19} 'un, TR_{13} tranzistoru da TR_{17} nin (dolayısı ile TR_{20} nin) akımının belirli bir değer üstüne çıkmasını önleyerek devreyi kısa devrelere karşı korur. Bunun nasıl sağlandığını açıklayınız.

14 — TBA 221 işlemsel kuvvetlendiricisinde TR 14 ve TR 17, kolektör yükü TR 15 (akım kaynağı) olan bir Darlington çifti'dir. TR 16 tranzistoru Şekil 6.20. deki devredeki D_1 , D_2 diyotlarının görevini yapmaktadır. Devredeki eleman değerlerinden yararlanarak TR 16'nın kolektör emetör doğru gerilimini ve değişken işaretler için devreye getirdiği seri direnci hesaplayınız.

15 — a) Şekilde şeması verilmiş olan eşlenik tranzistorlu emetör bağlamalı kuvvetlendiricide $|V_{CC}| = |V_{EE}|$ dir. $V_2 = V_{CC}/2$ olması için V_1 'in değeri ne olmalıdır? (V_1 ve V_2 doğru gerilimleri göstermektedir.)

b) Devrenin v_2/v_1 ve v_2'/v_1 gerilim kazançlarını veren bağıntıları çıkartınız. (v_1 , v_2 , v_2' küçük genlikli değişken işaretleri göstermektedir.)

c) Devreyi normal emetör bağlamalı devre ile karşılaştırınız.

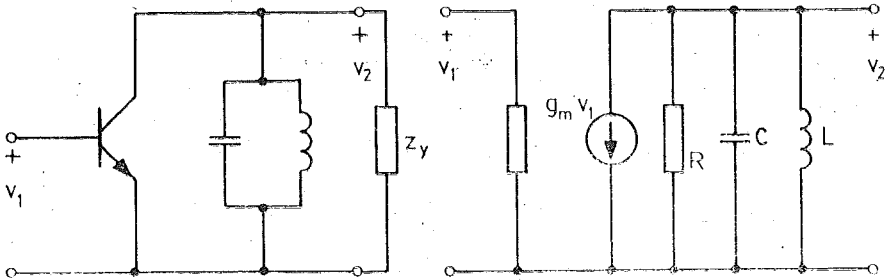


7. AKORDLU KUVVETLENDİRİCİLER

7.1. Giriş.

Bazı uygulama alanlarında kullanılan kuvvetlendiricilerin *dar bandlı* olması, yani bir f_0 merkez frekansının iki yanında dar bir band içine düşen frekanslar için kazancın yüksek, bunun dışında kalan frekanslar için düşük olması istenir. Bu şekilde frekans spektrumunda belirli —ve genellikle dar— bir bölgeyi seçip kuvvetlendirme özeliğine sahip olan kuvvetlendiricilerin çoğunda *rezonans devreleri*'nden yararlanır. Böylece (a) rezonans devrelerinin frekans seçici özelliklerinden yararlanılarak dar bandlı kuvvetlendiriciler kolayca gerçekleştirilebilir, (b) direnç yüklü devrelerde kazancın yüksek frekanslarda düşmesine sebep olan paralel kapasiteler *rezonans kapasitesi* nin bir bölümü olarak kullanıldığı için yüksek frekanslara daha kolay çıkılabilir.

Şekil 7.1. de yük empedansı olarak bir *paralel rezonans devresi* ile yüklenmiş bir tranzistorlu kuvvetlendiricinin basitleştirilmiş şeması ve eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 7.1. Tranzistorlu bir akordlu kuvvetlendiricinin basitleştirilmiş şeması ve eşdeğer devresi.

Eşdeğer devredeki R ; tranzistorun çıkış direnci ile rezonans devresinin kayıplarına karşı düşen direncin ve bir sonraki kattan (genel olarak yükten) gelen paralel direncin toplam eşdeğeri, C ; devredeki kondansatörün kapasitesi ile tranzistorun çıkış kapasitesinin, montaj kapa-

sitelerinin ve bir sonraki kattan gelen paralel kapasitesinin toplamı, L ise devredeki bobinin endüktansdır. Tranzistorun iç geribesleme kapasitesi —şimdilik— ihmal edilmiştir. Şekil 7.1. deki eşdeğer devrenin FET'li yahut tüplü bir kuvvetlendirici için de aynen geçerli olacağı açıktır.

Devrenin V_2/V_1 gerilim kazancı hesaplanırsa $G=1/R$ konularak

$$V_2 = \frac{-g_m V_1}{G + sC + \frac{1}{sL}}$$

$$K = -g_m \cdot \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + s \frac{G}{C} + \frac{1}{LC}}$$

bulunur. ω nın $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ bağıntısını sağlayan *özel* bir değeri (rezonans frekansı) için kazancın

$$K = K_0 = -g_m (1/G) = -g_m \cdot R \quad (7.1)$$

olacağı kolayca görülebilir. Böylece

$$K = K_0 \frac{G}{C} \frac{s}{s^2 + s \frac{G}{C} + \frac{1}{LC}} = K_0 \frac{G}{C} \frac{s}{(s - s_1)(s - s_2)}$$

$$= K_0 \frac{\omega_0}{Q} \frac{s}{(s - s_1)(s - s_2)} \quad (7.2)$$

elde edilir. (7.2) bağıntısının kutupları

$$s_{1,2} = -\frac{G}{2C} \mp \frac{G}{2C} \sqrt{1 - 4 \frac{1}{LC} \left(\frac{C}{G}\right)^2}$$

dir. Burada

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (\text{rezonans frekansı})$$

ve

$$Q = R/L \omega_0 = C \omega_0 / G \quad (\text{değer katsayısı})$$

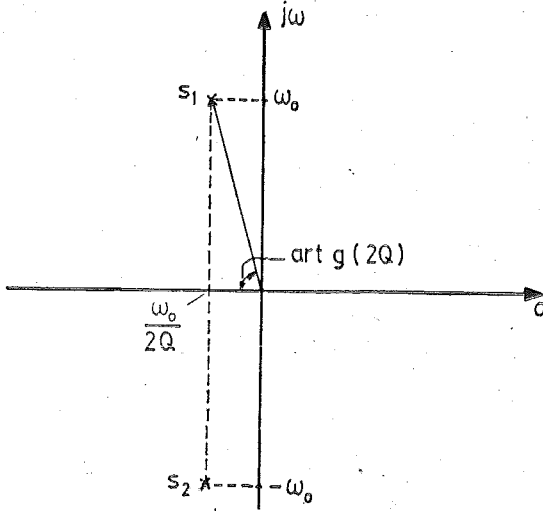
tanım bağıntıları kullanılarak

$$s_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \mp j \left[\frac{\omega_0}{2Q} \cdot \sqrt{4Q^2 - 1} \right] \quad (7.3)$$

yazılabilir. Genellikle devrenin Q değer katsayısı yüksek olduğundan (7.3.) bağıntısı

$$S_{1,2} \approx -(\omega_0/2Q) \mp j\omega_0 \quad (7.4)$$

şeklinde basitleştirilebilir. Bundan yararlanılarak çizilen K ya ilişkin sıfır-kutup diyagramı Şekil 7.2. de verilmiştir. Görüldüğü gibi kazanç fonksiyonunun, birbirinin eşleniği olan bir çift kutbu ve 0'da bir sıfırı vardır. Devrenin frekans eğrisinin elde edilmesi için s değişkeninin j ω eksenini boyunca değiştirilmesi ve her ω değerine karşı düşen modül ve

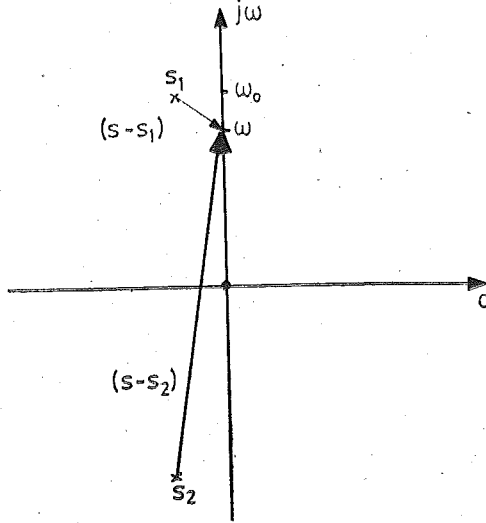


Şekil 7.2. Akordlu bir kuvvetlendiricinin kazancına ilişkin sıfır-kutup diyagramı.

açının bulunması gerekir. Ancak ω_0 rezonans frekansının yakın civarı için bazı basitleştirmelerden yararlanılabilir. Şekil 7.3. de ω_0 yakınında bir ω değeri için s, $(s-s_1)$ ve $(s-s_2)$ fazörleri işaretlenmiştir. Kolayca görülebilir ki devre yüksek Q lu olmak şartıyla (yani kutupların j ω eksenine *yakın* olması şartıyla) $(s-s_2)$ fazörü yaklaşık olarak s fazörünün iki katına eşittir. O halde ω_0 rezonans frekansının yakın civarı için (7.2) bağıntısı

$$K = K_0 \frac{\omega_0}{Q} \frac{s}{(s-s_1)(s-s_2)} \approx K_0 \frac{\omega_0}{2Q} \frac{1}{(s-s_1)} \quad (7.5)$$

şeklinde basitleştirilebilir. Bu son bağıntıdan, $(s-s_1)$ fazörünün modülünün minimum ve açısının sıfır olduğu ω_0 frekansı için K'nın modülünün maksimumdan geçeceği ve açısının da K_0 'ın açısına eşit (yani ilâve faz



Şekil 7.3. Herhangi bir ω frekansı için $(s-s_1)$ ve $(s-s_2)$ fazörleri.

dönmesinin sıfır) olacağı kolayca görülebilir. Kazancın, ω_0 akord frekansındaki —maksimum— değerinin $1/\sqrt{2}$ sine (3 dB aşağısına) düştüğü frekanslar için $(s-s_1)$ fazörünün modülü minimum değeri olan $(\omega_0/2Q)$ nın $\sqrt{2}$ katına eşit olmalıdır. Bu şartı sağlayan ω_1 ve ω_1' frekanslarının ω_0 nın $(\omega_0/2Q)$ kadar aşağısında ve $(\omega_0/2Q)$ kadar yukarısında bulunan frekanslar olacağı açıktır. O halde devrenin band genişliği (-3 dB frekansları olan ω_1 ile ω_1' arasındaki uzaklık)

$$2 \Delta\omega = \omega_1' - \omega_1 = \omega_0/Q$$

ve frekans olarak

$$B = 2 \Delta f = f_1' - f_1 = f_0/Q \quad (7.6)$$

dur. Akordlu bir kuvvetlendiricide rezonans frekansı yakınlarında kazancın modülünün ve açısının değişimi normlaştırılmış eğrilerle de verilir. (7.5) bağıntısında s yerine $j\omega$ konularak K_0 a göre normlaştırılmış kazanç ifadesi yazılırsa

$$\frac{K}{K_0} = \frac{\omega_0}{2Q} \frac{1}{j\omega - \left(-\frac{\omega_0}{2Q} + j\omega_0 \right)}$$

$$= \frac{\omega_0}{2Q} \frac{1}{\frac{\omega_0}{2Q} + j(\omega - \omega_0)}$$

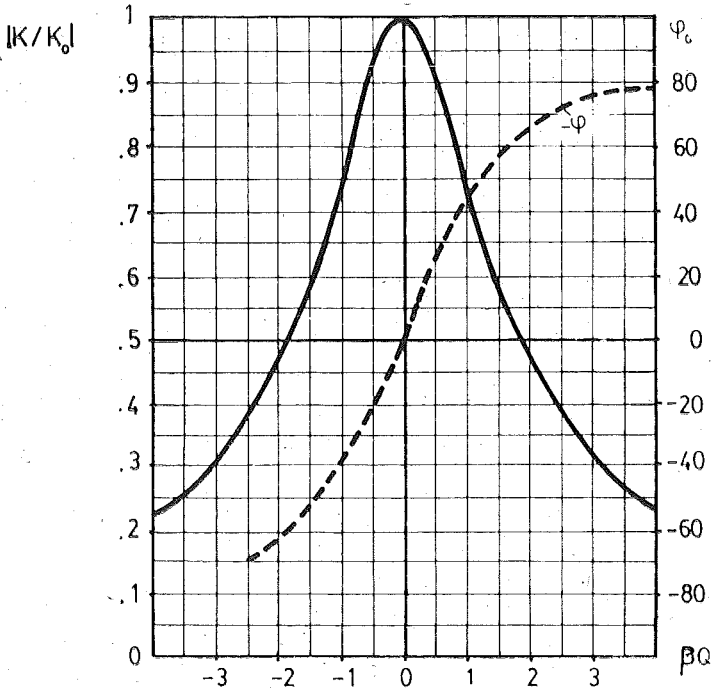
$(\omega - \omega_0)$ yerine $\Delta\omega$ konularak

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{1 + j \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q}$$

bulunur. Buradaki $2\Delta\omega/\omega_0$ oranına *akord bozukluğu katsayısı* denir ve β ile gösterilir. Böylece bağıntı

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{1 + j\beta Q} \quad (7.7)$$

şeklini alır. Buradan K/K_0 'in modülü



Şekil 7.4. Bir akordlu kuvvetlendiricide kazancın modülünün ve açısının (βQ) ya bağlı olarak değişimi (Kazanc, rezonanstaki değerine göre normlaştırılmıştır).

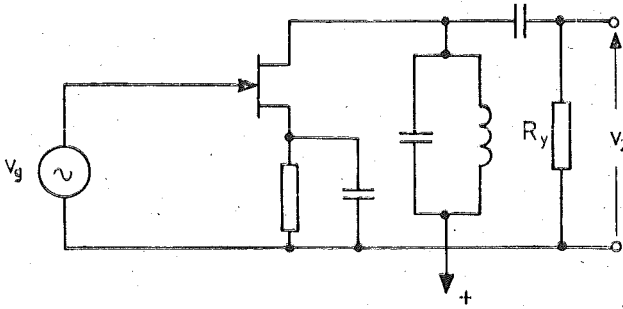
$$\left| \frac{K}{K_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}} \quad (7.8)$$

ve açısı

$$\varphi = -\text{artg}(\beta Q) \quad (7.9)$$

bulunur. (7.8) ve (7.9) bağıntılarının (βQ) değişkenine göre değişimleri Şekil 7.4. de verilmiştir. Bu eğrilerden Q değer katsayısı ve ω_0 rezonans frekansı bilinen bir devrede rezonans frekansından $\Delta\omega$ kadar uzakta bir frekans için kazancın modülü ve açısı bulunabilir.

Örnek :



Şekil 7.5. Tek katlı FET'li akordlu kuvvetlendirici.

FET'li bir akordlu kuvvetlendiricide (Şekil 7.5.) $g_m=10$ mA/V, $C_0=2$ pF, $r_0=100$ k ohm, bir sonraki katın giriş direnci $R_y=300$ k ohm ve giriş kapasitesi $C_y=10$ pF'dir. Montaj kapasiteleri 3 pF tahmin edilmektedir. Kullanılacak bobinin self endüktansı $L=40$ μ H ve —akord frekansı olan— $f_0=1$ MHz de bobinin değer katsayısı $Q_L=100$ dür.

a) Devrenin $f_0=1$ MHz de rezonansa gelebilmesi için bağlanacak kondansatörün değeri nekadardır?

b) Kazancın 1 MHz deki değeri nedir?

c) Band genişliği nekadardır?

d) Akord frekansından 20 kHz uzaklıkta kazanç maksimum değerinin kaç dB aşağısındadır?

Çözüm :

a) Toplam rezonans kapasitesinin

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L}$$

bağıntısı gereğince

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 40 \cdot 10^{-6}} = 633 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 633 \text{ pF}$$

olması gerekir. Bu, FET'in çıkış kapasitesi (2 pF), yük kapasitesi (10 pF) ve montaj kapasitesi (3 pF) ile devreye bağlanacak kondansatörün kapasitesinden (C') oluşur. O halde

$$C' = C - (2 + 10 + 3) = 633 - 15 = 618 \text{ pF}$$

olmalıdır. (Akordlu kuvvetlendiricilerde *hesaplanan* eleman değerleri ile devre kurulduğunda, kullanılan elemanların toleransları ve montaj kapasitelerinin takdirinde yapılan hatâ sebebi ile genellikle rezonans tam istenen frekansta çıkmaz. Bu yüzden L veya C' nün, değeri *ayar edilebilir* cinsten bir eleman olması gerekir. Devre tam akorda, bu eleman yardımı ile getirilir.)

b) Kazancın rezonans frekansındaki değeri :

$$K(\omega_0) = K_0 = -g_m \cdot 1/G$$

G, FET'in çıkış iletkenliği, yükün iletkenliği ve bobinin kayıplarına karşı düşen paralel iletkenliğin toplamıdır. Bobinin değer katsayısı —paralel direnç cinsinden—

$$Q_L = R_L / L\omega_0$$

bağıntısı ile verilmiştir. Buradan

$$\begin{aligned} R_L &= Q_L \cdot L\omega_0 \\ &= 100 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 10^8 = 25,13 \text{ k ohm} \end{aligned}$$

ve iletkenlik; $G_L = 39,8 \mu\text{S}$ bulunur. Toplam iletkenlik

$$\begin{aligned} G &= G_L + g_o + G_y \\ &= 39,8 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6} + 3,33 \cdot 10^{-6} = 53,13 \mu\text{S} \end{aligned}$$

ve

$$K_0 = \frac{g_m}{G} = -\frac{10 \cdot 10^{-3}}{53,13 \cdot 10^{-6}} \approx -188$$

bulunur.

c) Band genişliği : $B=2\overline{\Delta f}=f_0/Q$ dur.

Devrenin bütün kayıpları hesaba katılarak bulunacak olan *etkin değer katsayısı*

$$Q = \frac{R}{L \omega_0} = \frac{1}{G \cdot L \omega_0}$$

bağıntısından

$$Q = \frac{1}{53,13 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \pi \cdot 10^6}$$

$$Q = 74,9$$

O halde band genişliği

$$2 \Delta f = \frac{f_0}{Q} = \frac{10^6}{74,9} = 13,35 \text{ kHz}$$

çıkar.

d) Akord frekansından 20 kHz uzakta, yani $\Delta f=20$ kHz için akord bozukluğu katsayısı

$$\beta = \frac{2 \Delta f}{f_0} = \frac{40 \cdot 10^3}{10^6} = 0,04 \text{ d\u00fcr.}$$

Ohalde $\beta Q = 0,04 \cdot 74,9 \approx 3$

$$\left| \frac{K}{K_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+(3)^2}} = 0,316$$

Bu dB olarak; $20 \log 0,316 = -10$ dB bulunur. Yani 980 kHz ve 1020 kHz deki kazanç değerleri 1 MHz deki kazanca g\u00f6re 10 dB a\u015fağıdadır. (Bu sonu\u00e7 \u015eekil 7.4. deki normlaştırılmış e\u011frilerden de bulunabilir).

\u015eekil 7.1. deki bir akordlu kuvvetlendiricide kazancın rezonans frekansındaki de\u011feri ile band genişliğinin \u00e7arpımı, R rezonans devresine paralel gelen toplam direnci ve Q etkin de\u011fer katsayısını g\u00f6stermek \u00fczere

$$|K \cdot B| = g_m \cdot R \cdot f_0 / Q$$

bağıntısı ile belirlidir. De\u011fer katsayısı i\u00e7in $Q=RC \omega_0$ kullanılırsa

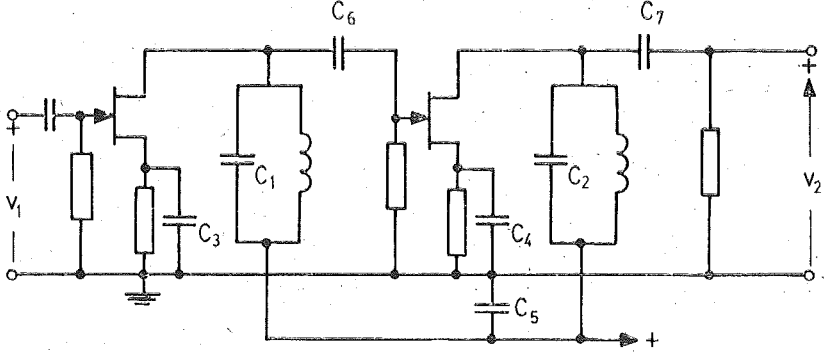
$$|K \cdot B| = g_m \cdot (2 \pi C) \quad (7.10)$$

bulunur. Buna g\u00f6re bir akordlu kuvvetlendiriciden elde edilebilecek maksimum kazanç-band genişliğini sa\u011flamak i\u00e7in rezonans kapasitesine m\u00fcm-

kün olan en küçük değeri vermek gerekir. Bu C_{min} değerinin, devrede kaçınılmaz olarak bulunan paralel kapasitelerin toplamı olacağı, maksimum kazanç-band genişliği çarpımının elde edilmesi için devreye ayrıca bir kondansatör bağlamadan L yi, istenen çalışma frekansında bu C_{min} kapasitesi ile rezonansa gelecek şekilde seçmek gerektiği açıktır.

7.2. Akordlu Kuvvetlendiricilerin Art-arda Bağlanmaları.

Akordlu kuvvetlendiricilerde de bir katın sağlayabildiği kazancın yeterli olmaması halinde katlar art arda (kaskad) bağlanarak yüksek kazanç değerlerine ulaşılır. Akordlu kuvvetlendiricilerin art arda bağlanmasında da katların birbirlerinin doğru akım çalışma noktalarını değiştirmemeleri sağlanmalıdır. Ayrıca, giriş ve çıkış iletkenliklerinin etkin değer katsayısı üzerindeki, giriş ve çıkış kapasitelerinin de toplam rezonans kapasitesi üzerindeki etkileri hesaba katılmalıdır. Bu bakımdan, giriş empedansı yüksek olan tüplerle yahut FET'lerle gerçekleştirilen çok katlı akordlu kuvvetlendiricilerde genellikle bir sorun çıkmaz; katlar —örneğin bağlama kapasiteleri kullanılarak— doğrudan doğruya kaskad bağlanabilir (Şekil 7.6.).

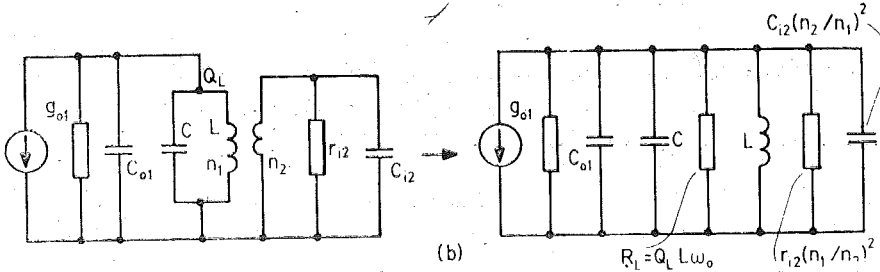
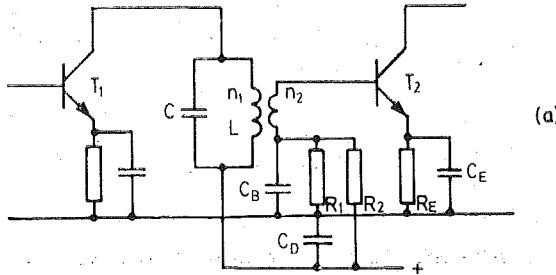


Şekil 7.6. FET'li akordlu kuvvetlendiricilerin bağlama kondansatörleri yardımı ile art arda bağlanmaları.

Tranzistorların giriş dirençlerinin küçük olması yüzünden doğrudan doğruya kaskad bağlama yoluna gidilirse bir önceki katın çıkışındaki rezonans devresi fazlaca yükleneceğinden etkin değer katsayısı düşer ve istenilen band genişliği sağlanamaz. Bunun için tranzistorun giriş empedansını bir önceki katın çıkışındaki rezonans devresinin uçlarına bü-

yütere aktaran düzenlerden yararlanır. Şekil 7.7. (a) daki devrede bu amaçla transformatörden yararlanılmıştır. Sargılar arasındaki magnetik bağlaşma tam ise T_2 nin Z_i giriş empedansı rezonans devresinin uçları arasında $(n_1/n_2)^2$ oranında büyüterek aktarılır. Şekil 7.7. (b) de T_2 nin giriş empedansının direnç ve kapasite bileşenlerinin rezonans devresine aktarılışı ayrı ayrı gösterilmiştir. Böylece L yi ω_0 frekansında rezonansa getirecek toplam kapasite

$$C_T = C_{o1} + C + C_{i2} \cdot (n_2/n_1)^2$$



Şekil 7.7. (a) Tranzistorlu akordlu kuvvetlendiricide transformatörlü bağlama şekli.
(b) T_2 nin giriş empedansının rezonans devresinin uçlarına aktarılması.

ve etkin değer katsayısını belirleyecek toplam paralel iletkenlik

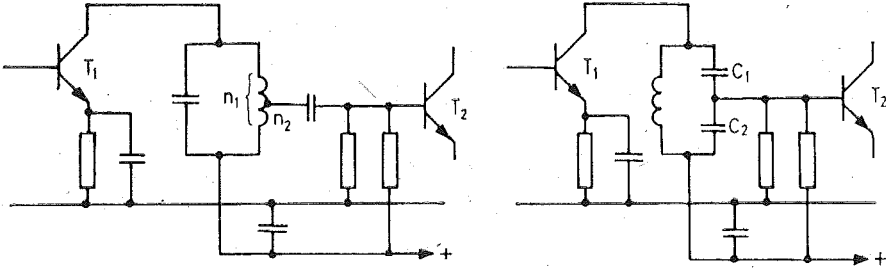
$$G_T = g_{01} + \frac{1}{|Q_L L \omega_0|} + \frac{1}{r_{i2} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2}$$

olur (burada Q_L yalnızca bobinin ω_0 frekansındaki değer katsayısını göstermektedir).

Şekil 7.7. (a) daki şemada R_1 , R_2 ve R_E T_2 tranzistorunun çalışma noktasını belirleyen ve ısıl kararlılığını sağlayan dirençlerdir. R_E direncini

köprüleyen C_E , $R_B = R_1 // R_2$ direncini köprüleyen C_B ve doğru akım besleme kaynağını köprüleyen C_D kondansatörlerinin, *çalışma frekansında* kısa devre sayılabilecek değerde olmaları gerekir.

Tranzistorlu akordlu kuvvetlendiricilerin art arda bağlanmasında kullanılan oto-transformatör düzeni ile kapasitif bölücülü empedans aktarma düzeni de Şekil 7.8. de gösterilmiştir. Oto-transformatörlü düzen



Şekil 7.8. (a) Oto-transformatörlü bağlama. (b) Kapasitif bölücülü bağlama.

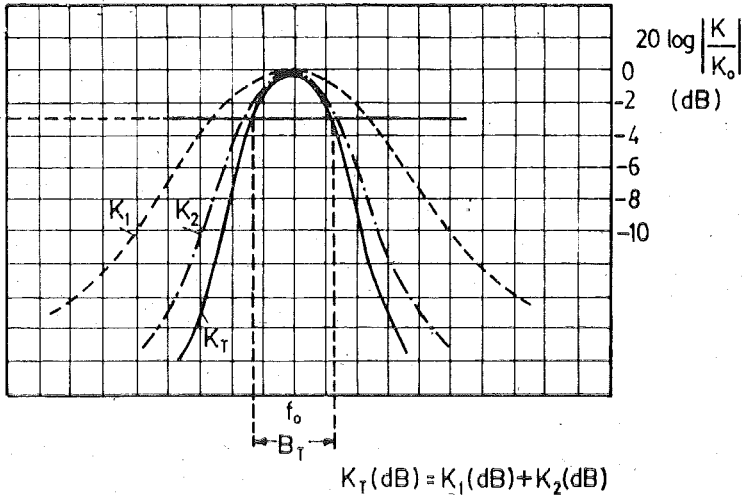
için empedans aktarma bağıntıları Şekil 7.7. deki devredekinin aynıdır. Şekil 7.8. (b) deki devre için ω_0 frekansında $X_{c2} \ll r_{i2}$ olmak şartıyla rezonans devresinin uçlarına aktarılan direnç

$$r_{i2} \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2$$

olacağı gösterilebilir.

7.3. Çok Kath Akordlu Kuvvetlendiricilerde Toplam Frekans Eğrisi.

Akordlu bir kuvvetlendiricinin sağladığı kazancın yeterli olmadığı durumlarda aynı frekansa akord edilmiş çok sayıda kat art arda bağlanarak kazanç yükseltilir. Bu durumda akord frekansındaki kazanç, kat kazançlarının çarpımı (yahut dB olarak kat kazançlarının toplamı)dır. Akord frekans dışında, herhangi bir frekansta da durum aynıdır. O halde kuvvetlendiricinin *toplam band genişliğini* belirleyen alt ve üst kesim frekanslarında kat kazançlarının dB olarak toplamlarının, akord frekansındaki toplam kazançtan 3 dB aşağıda olması gerekir. Şekil 7.9. da değer katsayıları farklı iki kattan oluşan bir kuvvetlendiricide katlardan herbirine ilişkin frekans eğrileri ile toplam frekans eğrisi çizilmiş ve toplam devrenin kesim frekansları işaretlenmiştir. Görüldüğü gibi (a) top-



Şekil 7.9. Kazançları K_1 ve K_2 olan iki katlı bir kuvvetlendiricide toplam kazancın (K_T) frekansla değişimi.

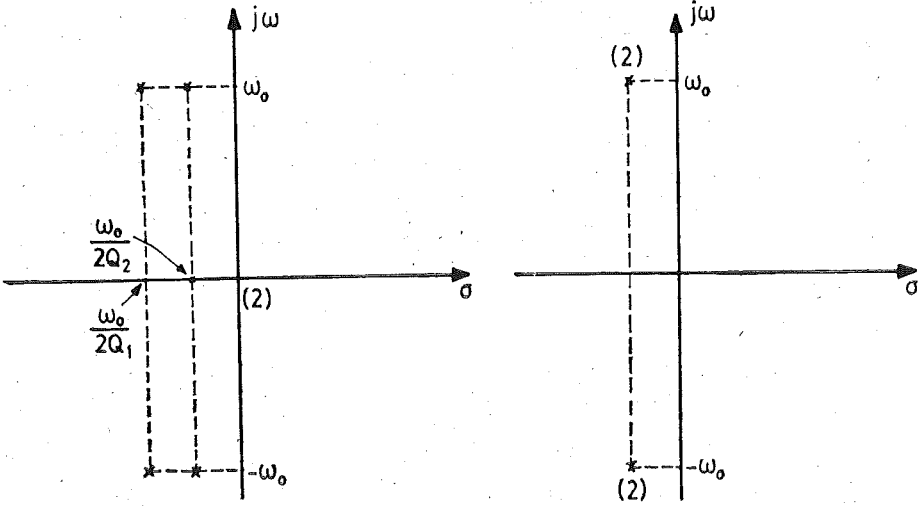
lam devrenin band genişliği katlardan herbirinin band genişliğinden daha küçüktür ve (b) geçirme bandı dışında kazancın düşme hızı daha yüksektir. Art arda bağlanan kat sayısı arttırılırsa band genişliği daha da küçülür, buna karşılık devrenin *seçiciliği* artar. Katların değer katsayılarının eşit olması halinde n katlı bir kuvvetlendiricinin B_T toplam band genişliğinin katlardan herbirine ilişkin B band genişliği cinsinden

$$B_T = B \sqrt{2^{1/n} - 1}$$

bağıntısı ile bulunabileceği gösterilebilir.

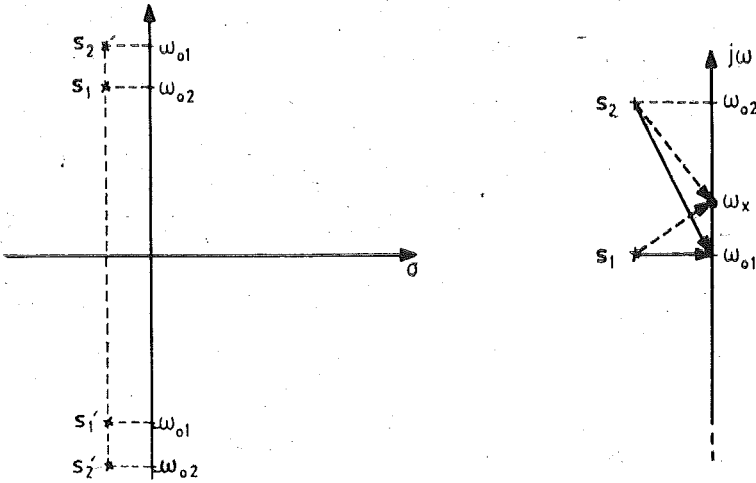
Frekans eğrileri Şekil 7.9. da verilmiş olan iki katlı akordlu kuvvetlendiricinin tümüne ilişkin sıfır-kutup diyagramı Şekil 7.10. (a) da gösterildiği gibi olacaktır. Her iki devre *aynı* frekansa akordlu olduğu için kutupların sanal kısımları aynı $\mp j\omega_0$ değerlerindedir. Birinci devrenin band genişliği daha büyük (Q_1 değer katsayısı daha küçük) olduğundan buna ilişkin kutupların gerçel kısımları daha büyüktür. İki devrenin değer katsayılarının eşit olması halinde sıfır-kutup diyagramında kutupların Şekil 7.10. (b) deki gibi iki katlı olacağı açıktır.

İlginç bir durum da art arda bağlanan katlara ilişkin kutupların sanal kısımlarının farklı olması (başka bir deyişle devrelerin farklı frekanslara akord edilmiş olması)dır. Şekil 7.11. (a) da ω_{o1} ve ω_{o2} gibi biri-



Şekil 7.10. Katları aynı f_0 frekansına akord edilmiş iki katlı bir kuvvetlendiricinin sıfır-kutup diyagramı: (a) $Q_1 < Q_2$ için, (b) $Q_1 = Q_2$ için.

birine yakın iki frekansa akord edilmiş ve değer katsayıları —yaklaşık olarak— eşit olan iki katın art arda bağlanması ile elde edilmiş bir kuvvetlendiricinin sıfır-kutup diyagramı verilmiştir. Böyle bir kuvvetlendi-

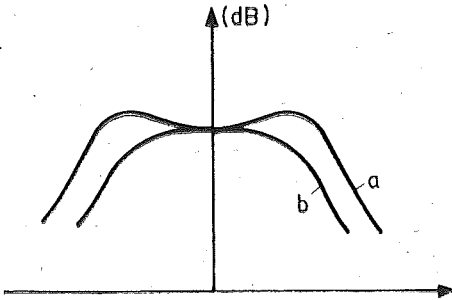


Şekil 7.11. (a) Rezonans devreleri farklı —fakat yakın— iki frekansa akord edilmiş iki katlı kuvvetlendiricinin sıfır-kutup diyagramı. (b) Akord frekansları civarında $(s-s_1)$ ve $(s-s_2)$ fazörleri.

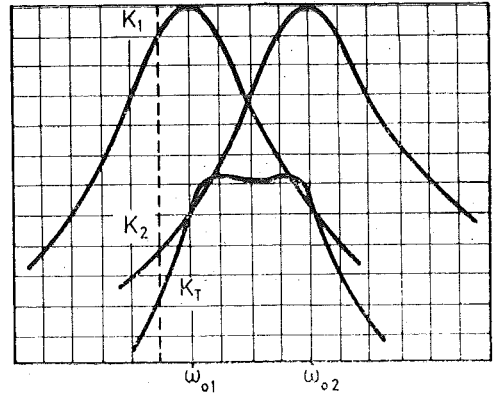
ricinin kazanç fonksiyonu akord frekansları yakınlarında (7.5) bağıntısından yararlanılarak

$$K \cong K_{01} \cdot K_{02} \frac{\omega_{01} \cdot \omega_{02}}{4 Q_1 \cdot Q_2} \frac{1}{(s - s_1)(s - s_2)}$$

şeklinde ifade edilebilir. Şekil 7.11. (b) de s_1 ve s_2 kutupları civarı büyütülmüş olarak yeniden çizilmiş, ω_{01} akord frekansı ile başka bir ω_x frekansı için $(s - s_1)$ ve $(s - s_2)$ fazörleri işaretlenmiştir. Şeklin incelenmesinden görülür ki frekans sıfırdan başlanarak artırıldığında $(s - s_1)$ ve $(s - s_2)$ fazörlerinin modülleri sürekli olarak azalacağından kazancın modülü artar. ω_{01} frekansında $(s - s_1)$ fazörünün modülü minimum olduğundan kazanç maksimumdur. ω_{02} frekansında kazancın değeri ω_{01} frekansındaki değere eşittir. ω_{01} ile ω_{02} arasındaki frekanslarda —akord frekanslarının uzaklığına ve değer katsayısına bağlı olarak— kazanç, ω_{01} ve ω_{02} frekanslarındaki değerinden daha küçük olabilir. Bu durumda frekans eğrisi Şekil 7.12. a da görüldüğü gibi *çift tepeli* olacaktır. Bu şekilde art arda bağlanan katların akord frekanslarının birbirlerinden biraz farklı yapılarak geçirme bandının genişletilmesine *kademeli akord* denir. Kademeli akordun sonucunda elde edilecek olan frekans eğrisi Şekil 7.13. de gösterildiği gibi, frekans eğrileri (dB olarak) nokta nokta toplanmak yolu ile de bulunabilir.



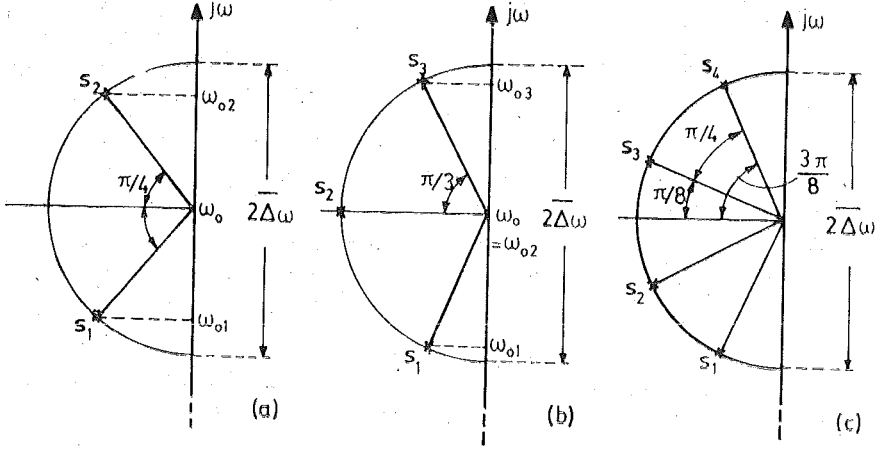
Şekil 7.12. Kademeli akord edilmiş iki katlı bir kuvvetlendiricinin frekans eğrisi.



Şekil 7.13. Kademeli akord edilmiş iki katlı bir kuvvetlendiricide frekans eğrisinin katların frekans eğrileri yardımı ile elde edilmesi.

Kademeli akordda özel bir durum toplam frekans eğrisinin tepesinde bir çukurlaşma olmadan elde edilebilecek en büyük band genişliğini sağlayan *maksimum düzlükte frekans eğrisi*'ni veren durumdur (Şekil 7.12. b).

Filtre teorisinden, Butterworth frekans eğrisi denen böyle bir frekans eğrisinin elde edilebilmesi için kutupların bir çember üzerinde bulunması ve merkeze göre açılarının —kat sayısına bağlı olarak— belirli bir kurala uyması gerektiği bilinmektedir. Şekil 7.14. de 2, 3 ve 4 katlı kademeli akordlu kuvvetlendiriciler için maksimum düzlükte frekans eğrisi verecek olan kutup dağılımları gösterilmiştir. Art arda bağlanan kat-



Şekil 7.14. Maksimum düzlükte (Butterworth tipi) bir frekans eğrisi için gerekli kutup dağılımları: (a) iki katlı, (b) üç katlı, (c) dört katlı devre için.

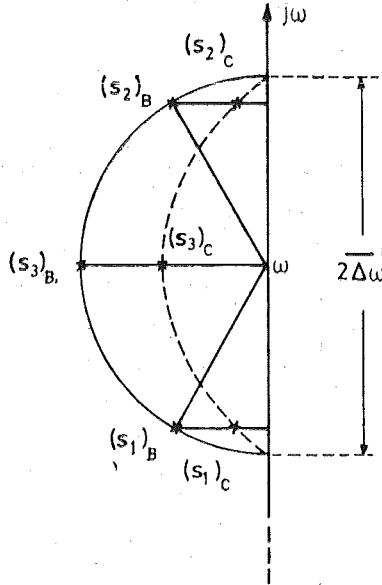
ların akord frekanslarının ortasına düşen ω_0 frekansının, frekans bandının merkez frekansı olacağı açıktır. Devrenin toplam frekans eğrisinin kesim frekansları ise çemberin $j\omega$ eksenini kestiği frekanslarla belirlidir. Kutup dağılımı başka türlü seçilerek kademeli akordlu kuvvetlendiricilerle değişik frekans eğrisi biçimleri (örneğin geçirme bandı içinde, belirli bir tepe değeri etrafında belirli bir toleransla dalgalanma gösteren Chebyshev tipi —yahut eşit dalgalı— frekans eğrisi) elde edilebilir.

Chebyshev tipi frekans eğrileri veren kazanç fonksiyonlarının payda polinomlarına ilişkin değerler konu ile doğrudan doğruya ilgili kaynaklardan bulunabilir. Aşağıda —payda polinomunun katsayılarından değil de— aynı band genişliğine sahip Butterworth tipi bir frekans eğrisine ilişkin kutuplardan hareket edilerek Chebyshev kutuplarının nasıl bulunacağı gösterilecektir.

Merkez frekansı ω_0 ve band genişliği $2\overline{\Delta\omega}$ olan Butterworth tipi bir devrenin kutupları, bilindiği gibi, ω_0 merkezli ve $\overline{\Delta\omega}$ yarıçaplı bir çember üzerinde bulunurlar. Gösterilmiştir ki aynı $2\overline{\Delta\omega}$ band genişliğine sahip olan Chebyshev tipi bir frekans eğrisine ilişkin kutuplar büyük eksenini $2\overline{\Delta\omega}$ kadar olan bir elips üzerinde bulunurlar. Elipsin basıklığı, frekans eğrisinin tepe dalgalılığını belirler, elips ne kadar basık —kutuplar $j\omega$ eksenine ne kadar yakın— olursa tepe dalgalılığı okadar fazla olur (buna karşılık band başlarında frekans eğrisinin düşme eğimi artar): Chebyshev kutuplarının sanal kısımları aynı band genişliğini veren Butterworth kutuplarının sanal kısımlarına eşittir. Gerçel kısımların büyüklükleri

$$\text{Re } [s_i]_C = \text{tgh } a \cdot \text{Re } [s_i]_B$$

bağıntısı ile hesaplanabilir (Şekil 7.15.).

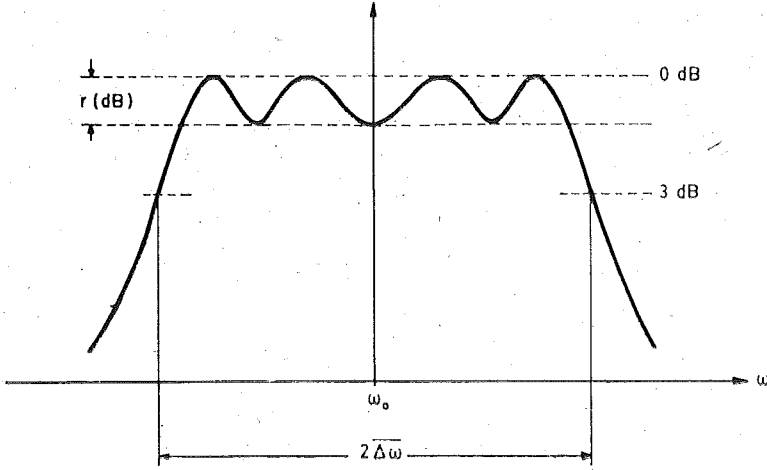


Şekil 7.15. Chebyshev kutuplarının Butterworth kutuplarından hareket edilerek bulunması.

Buradaki a frekans eğrisinin mertebesi (n) ile tepe dalgalılığına (r) bağlı bir parametredir ve

$$a = \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}, \quad \epsilon = \log^{-1} \frac{r \text{ (dB)}}{10} - 1$$

bağıntısı ile belirlidir (Şekil 7.16.). Kutuplardan herbirine ilişkin değer katsayısı $R_e[s_i] = \omega_0 / 2 Q_i$ bağıntısından hesaplanabilir. tgh a'nın 2 ... 4 cü mertebeden (2 ... 4 çift kutuplu) frekans eğrileri ve çeşitli tepe dalgalılıkları için alacağı değerler Tablo 7.1. de verilmiştir. Buna göre, örneğin

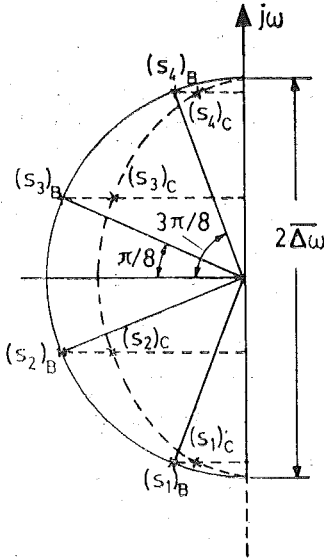


Şekil 7.16. Chebyshev tipi frekans eğrisi için tepe dalgalılığı (r) ve 3dB band genişliği ($2\Delta\omega$). (Tepelelere karşı düşen frekansların dağılımına ve değer katsayılarının farklı olmasının etkisine dikkat ediniz.)

4. mertebeden ve tepe dalgalılığı 0,3 dB ve band genişliği $2\Delta\omega$ olan Chebyshev tipi bir frekans eğrisi elde edilebilmesi için kutupların ω_0 merkez frekansı etrafında Şekil 7.17. deki gibi yerleştirilmiş olması gerekir.

TABLO 7.1.

r(dB)	tgh a		
	n=2	n=3	n=4
0,05	0,898	0,750	0,623
0,1	0,859	0,696	0,567
0,2	0,806	0,631	0,505
0,3	0,767	0,588	0,467
0,4	0,736	0,556	0,439
0,5	0,709	0,524	0,416



$$\text{Re } [s_1]_B = -0,383 \cdot \overline{\Delta\omega}$$

$$\begin{aligned} \text{Re } [s_1]_C &= -0,467 \times 0,383 \cdot \overline{\Delta\omega} \\ &= -0,179 \cdot \overline{\Delta\omega} \end{aligned}$$

$$\text{Re } [s_2]_B = -0,924 \cdot \overline{\Delta\omega}$$

$$\begin{aligned} \text{Re } [s_2]_C &= -0,467 \times 0,924 \cdot \overline{\Delta\omega} \\ &= -0,43 \cdot \overline{\Delta\omega} \end{aligned}$$

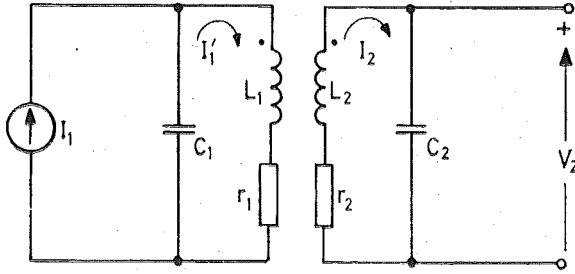
Şekil 7.17. Dördüncü mertebeden ve tepe dalgalılığı 0,3 dB olan Chebyshev kutuplarının bulunması.

7.4. Bağlaşmalı Rezonans Devreleri Kullanılarak Gerçekleştirilen Kuvvetlendiriciler (Çift Akordlu Kuvvetlendiriciler).

Şekil 7.18. deki gibi iki rezonans devresinin magnetik olarak bağlaştırılması ile elde edilen devrelere *magnetik bağlaşmalı çift akordlu devreler* denir. (İki rezonans devresinin bağlaştırılması başka yollardan; örneğin bir bağlaştırma kapasitesi ile de sağlanabilir. En çok kullanılan bağlaştırma şekli magnetik bağlaştırma olduğundan aşağıda özellikle bu tipten devrelerin özellikleri üzerinde durulacaktır. Öteki bağlaşma tiplerinin özellikleri de magnetik bağlaşmalı devrelerinkine benzer şekilde incelenebilir ve benzer sonuçlar elde edilir).

Magnetik bağlaşmalı çift akordlu bir devre genellikle bir kuvvetlendirici elemanın yükü olarak kullanıldığından, bir akım kaynağı (kuvvetlendirici elemanın çıkış tarafındaki bağımlı akım kaynağı) ile sürüldüğü durumu incelemek yararlı olur. Bu durumda birinci taraftaki C_1 kapasitesi devredeki toplam paralel kapasiteyi, r_1 direnci toplam kayıplara karşı düşen eşdeğer seri direnci göstermektedir. C_2 nin içine bir sonraki katın giriş kapasitesi ve r_2 nin içine de $-L_2$ bobininin kayıplarının yanı sıra— bir sonraki katın giriş direncinden gelen seri bileşen dahildir. L_1 ve

L_2 bobinlerinin arasındaki ortak endüksiyon katsayısı M ve bağlaşma katsayısı



Şekil 7.18. Magnetik bağlaşmalı çift akordlu devre.

$k = M / \sqrt{L_1 L_2}$ dir. Devreden

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{1}{sC_1} + r_1 + sL_1 \right) \cdot I_1' - s \cdot M I_2 &= \frac{1}{sC_1} \cdot I_1 \\ -s M I_1' + \left(\frac{1}{sC_2} + r_2 + sL_2 \right) I_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7.11)$$

yazılabilir. Buradan I_2 akımı I_1 cinsinden çözümlerse

$$I_2 = I_1 \frac{\frac{M}{C_1}}{\left(\frac{1}{sC_1} + r_1 + sL_1 \right) \left(\frac{1}{sC_2} + r_2 + sL_2 \right) - s^2 M^2}$$

ve

$$V_2 = I_2 \cdot (1/sC_2) \text{ çıkış gerilimi}$$

$$V_2 = I_1 \frac{s \cdot M}{(1 + s r_1 C_1 + s^2 L_1 C_1) (1 + s r_2 C_2 + s^2 L_2 C_2) - s^4 M^2 C_1 C_2}$$

bulunur. Bu bağıntıda

$$\omega_{01}^2 = \frac{1}{L_1 C_1}, \quad \omega_{02}^2 = \frac{1}{L_2 C_2}, \quad Q_1 = \frac{1}{r_1 C_1 \omega_{01}}, \quad Q_2 = \frac{1}{r_2 C_2 \omega_{02}}$$

tanım bağıntıları kullanılarak devrenin transfer empedansı

$$\frac{V_2}{I_1} = \frac{s \cdot M \cdot \omega_{01}^2 \omega_{02}^2 Q_1 Q_2}{(\omega_{01}^2 Q_1 + s \omega_{01} + s^2 Q_1) (\omega_{02}^2 Q_2 + s \omega_{02} + s^2 Q_2) - s^4 k^2 Q_1 Q_2} \quad (7.12)$$

şeklinde yazılabilir. Bu ifadenin sıfırda bir sıfırı ve dört tane de kutbu vardır. Bu kutupları biraz yaklaşıklık yapılarak fakat basitçe elde edebilmek için paydanın s'e göre düzenlenmesi halinde çıkacak s⁴'ün katsayısı

$$\begin{aligned} s^4 (Q_1 Q_2 - k^2 Q_1 Q_2) &= s^4 Q_1 Q_2 (1 - k^2) \\ &= s^4 Q_1 Q_2 (1 - k) (1 + k) \end{aligned}$$

şeklinde yazılıp, $k \ll 1$ olduğu göz önüne alınarak payda

$$[\omega_{o1}^2 Q_1 + s \omega_{o1} + s^2 Q_1 (1 - k)] [\omega_{o2}^2 Q_2 + s \omega_{o2} + s^2 Q_2 (1 + k)]$$

yaklaşık bağıntısı ile ifade edilebilir.

Buradan transfer empedansının kutupları kolayca bulunur :

$$\begin{aligned} s_1, s_1' &= -\frac{\omega_{o1}}{2Q_1(1-k)} \pm j \frac{\omega_{o1}}{2Q_1(1-k)} \sqrt{4Q_1^2(1-k) - 1} \\ s_2, s_2' &= -\frac{\omega_{o2}}{2Q_2(1+k)} \pm j \frac{\omega_{o2}}{2Q_2(1+k)} \sqrt{4Q_2^2(1+k) - 1} \end{aligned}$$

Genellikle $4Q^2(1 \mp k) > 1$ olduğundan bu bağıntılar

$$\begin{aligned} s_1, s_1' &\cong -\frac{\omega_{o1}}{2Q_1(1-k)} \pm j \frac{\omega_{o1}}{\sqrt{1-k}} \\ s_2, s_2' &\cong -\frac{\omega_{o2}}{2Q_2(1+k)} \pm j \frac{\omega_{o2}}{\sqrt{1+k}} \end{aligned}$$

şeklinde basitleştirilebilir. $k \ll 1$ olduğu göz önüne alınırsa $\sqrt{1-k}$ ve $\sqrt{1+k}$ nin seriye açılımları ilk iki terimleri ile alınarak ve gerçel kısımlar için de $(1-k) \cong 1$, $(1+k) \cong 1$ yaklaşıklığı yapılarak

$$\left. \begin{aligned} s_1, s_1' &\cong -\frac{\omega_{o1}}{2Q_1} \pm j \omega_{o1} \left(1 + \frac{k}{2}\right) \\ s_2, s_2' &\cong -\frac{\omega_{o2}}{2Q_2} \pm j \omega_{o2} \left(1 - \frac{k}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (7.13)$$

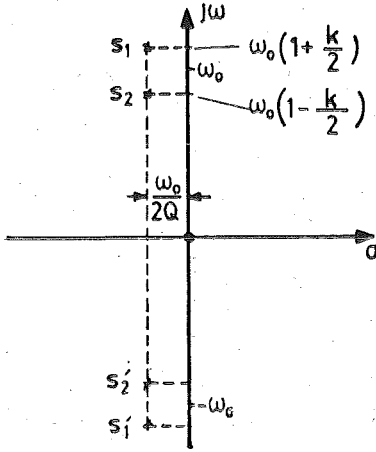
bulunur. İki rezonans devresi aynı frekansa akord edilirlse (yani $\omega_{o1} = \omega_{o2} = \omega_0$ için) kutuplar

$$\left. \begin{aligned} s_1, s_1' &\cong -\frac{\omega_0}{2Q_1} \pm j \omega_0 \left(1 + \frac{k}{2}\right) \\ s_2, s_2' &\cong -\frac{\omega_0}{2Q_2} \pm j \omega_0 \left(1 - \frac{k}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (7.14)$$

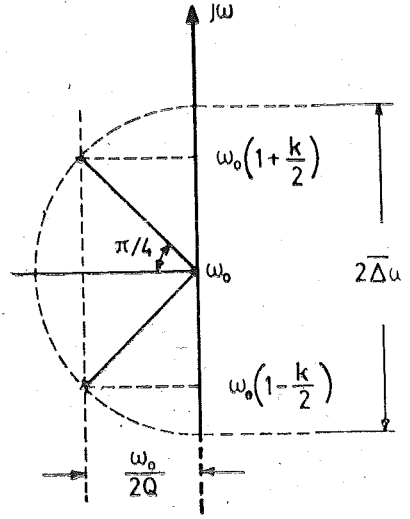
olur. Bu bağıntılar;

(a) İki rezonans devresi *aynı* bir ω_0 frekansına akord edildikleri halde eşlenik kutupların sanal kısımlarının ω_0 'dan farklı olacağını ve ω_0 'a göre simetrik $\omega_0[1 - (k/2)]$ ve $\omega_0[1 + (k/2)]$ değerlerini alacaklarını,

(b) İki rezonans devresinin değer katsayılarının eşit olması halinde kutupların gerçel kısımlarının aynı bir $(-\omega_0/2Q)$ değerinde olacağını ifade eder. Bu durumda sıfır kutup dağılımı Şekil 7.19. daki gibi olur ki bu, k ve Q parametrelerinin uygun seçilmesi ile maksimum düzlükte bir frekans eğrisi yahut Chebyshev tipi bir frekans eğrisi elde edilebileceğini gösterir.



Şekil 7.19. Magnetik bağlaşmalı çift akordlu devrenin sıfır-kutup diyagramı.



Şekil 7.20. Maksimum düzlükte bir frekans eğrisi için kutuplar (sadece üst yarı düzlemdekiler gösterilmiştir).

Maksimum düzlükte (Butterworth tipi) bir frekans eğrisi elde edilebilmesi için gerekli kutup dağılımı (sadece üst yarıdaki kutuplar) Şekil 7.20. de gösterilmiştir. Bu durum için şeklin geometrisinden

$$\omega_0 - \omega_0 \left(1 - \frac{k}{2}\right) = \frac{\omega_0}{2Q}$$

$$kQ = 1$$

$$(7.15)$$

ve band genişliği

$$2\Delta\omega = 2 \cdot \left(\frac{\omega_0}{2Q} \sqrt{2} \right) = \frac{\omega_0}{Q} \cdot \sqrt{2}$$

yahut

$$B = 2 \Delta f = \sqrt{2} \cdot f_0 / Q \quad (7.16)$$

bulunur. O halde iki yanına ilişkin değer katsayıları $Q_1 = Q_2 = Q$ olan çift akordlu bir devrenin maksimum düzlükte bir frekans eğrisi vermesi için bobinler arasındaki bağlaşma katsayısının $kQ = 1$ şartını sağlaması gerekir. k nın bu durumuna *kritik bağlaşma* (kritik kuplaj) denir. (7.16) bağıntısının, tek akordlu bir devrenin band genişliğini veren (7.6) bağıntısı ile karşılaştırılmasından da kritik bağlaşmalı çift akordlu bir devrenin sağlayacağı band genişliğinin, aynı Q ya sahip tek akordlu bir devre ile elde edilebilenin $\sqrt{2}$ katı olacağı anlaşılır.

Herhangi bir k değeri için —ve genel hal olarak $Q_1 \neq Q_2$ durumunda— transfer empedansının ω_0 akord frekansı yakınlarında değişimi (7.12) bağıntısının, kutupları cinsinden yazılmış şekli olan

$$\frac{V_2}{I_1} \cong \frac{s \cdot M \cdot \omega_0^4}{(s-s_1)(s-s_1')(s-s_2)(s-s_2')}$$

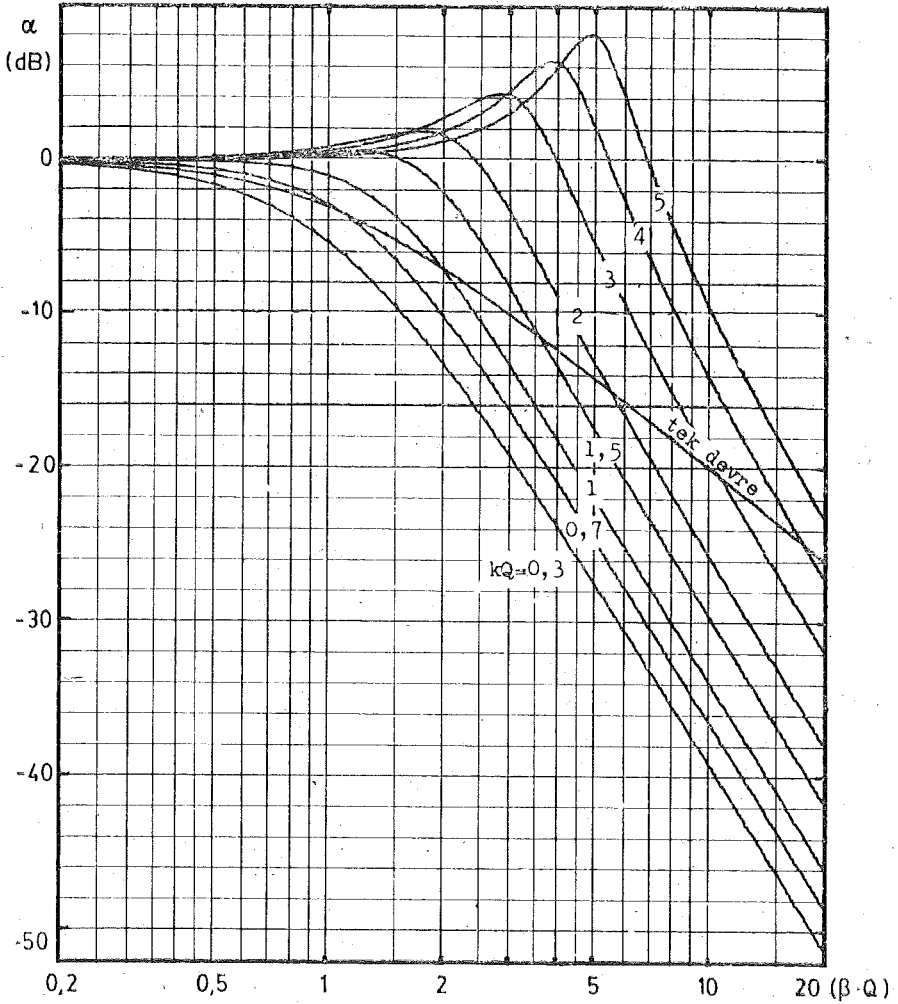
bağıntısından, akord frekansı yakınlarında $(s-s_1') \cong 2s$, $(s-s_2') \cong 2s$ olduğu göz önüne alınarak yazılan

$$\frac{V_2}{I_1} \cong \frac{M}{4s} \cdot \frac{\omega_0^4}{(s-s_1)(s-s_2)} \quad (7.17)$$

bağıntısı yardımı ile bulunabilir. $Q_1 \neq Q_2$ için kutupların (7.14) ile verilmiş olan değerleri (7.17) bağıntısında yerine konup s de $j\omega$ ile değiştirilirse

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{I_1} &\cong -j \frac{M}{4\omega} \cdot \frac{\omega_0^4}{\left[\frac{\omega_0}{2Q_1} - j \cdot \left(\omega_0 - \omega + \frac{\omega_0 k}{2} \right) \right] \cdot \left[\frac{\omega_0}{2Q_1} - j \cdot \left(\omega_0 - \omega - \frac{\omega_0 k}{2} \right) \right]} \\ &= -j \frac{M}{\omega} \cdot \frac{\omega_0^2 \cdot Q_1 \cdot Q_2}{\left\{ 1 - j \left[\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \cdot 2Q_1 + kQ_1 \right] \right\} \cdot \left\{ 1 - j \left[\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \cdot 2Q_2 - kQ_2 \right] \right\}} \quad (7.18) \end{aligned}$$

bulunur. Bu bağıntı yardımı ile V_2/I_1 transfer empedansının modülünün ve açısının ω ile değişimi çıkartılabilir. Literatürde —genellikle $Q_1 = Q_2 = Q$ hali için— transfer empedansının modülünün kQ büyüklüğünün çeşitli değerleri için frekansla —yahut $\beta = 2 \Delta\omega/\omega_0$ akord bozukluğu katsayısı



$$\alpha = 20 \log \frac{|V_2/I_1|}{|V_{2r}/I_1|} = 20 \log \frac{1+k^2 Q^2}{\sqrt{(1+k^2 Q^2 - \beta'^2 Q^2)^2 + 4\beta^2 Q^2}} \quad (\text{dB})$$

Şekil 7.21. Çift akordlu bir devrede $|V_2/I_1|$ transfer empedansının $\beta \cdot Q$ ile değişimi. $k \cdot Q$ parametre olarak alınmış ve transfer empedansı, ω_0 daki değere göre normalize edilmiştir. Eğriler üzerinde ayrıca tek bir rezonans devresine ilişkin eğri de gösterilmiştir.

ile— nasıl değişeceğini gösteren eğriler verilmiştir. Şekil 7.21. deki eğriler bunlardan biridir ve transfer empedansının modülünün, ω_0 akord frekansındaki değerine göre bağlı değişimini dB olarak vermektedir. Eğrilerden görüldüğü gibi kritik bağlaşmaya (maksimum düzlükteki frekans eğrisine) karşı düşen $kQ=1$ den daha büyük kQ değerleri için frekans eğrisi çift tepeli şekle dönüşmekte, buna karşılık band genişliği artmaktadır. Örneğin $kQ=2$ değeri için frekans eğrisinin tepesinde 2 dB lik bir dalgalılık meydana gelmekte, band genişliği ise -3 dB noktalarında $\beta Q \cong \mp 3$ olduğundan

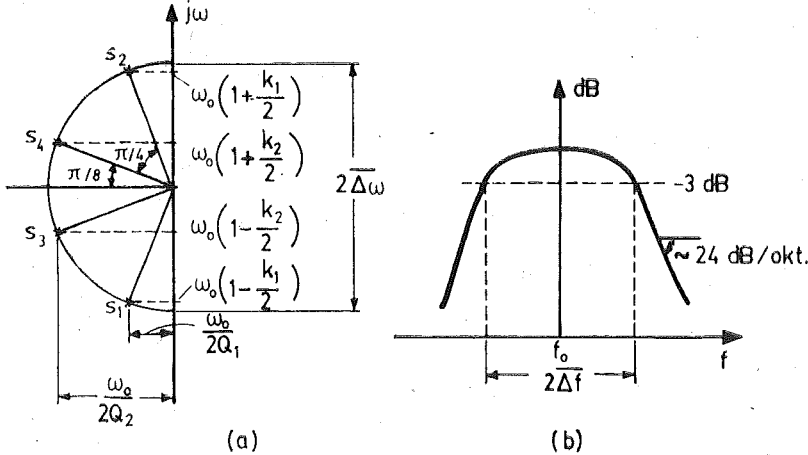
$$\beta Q = (2 \overline{\Delta\omega} / \omega_0) Q = 3$$

$$2 \overline{\Delta\omega} = 3 (\omega_0 / Q)$$

$$B = 2 \overline{\Delta f} = 3 (f_0 / Q)$$

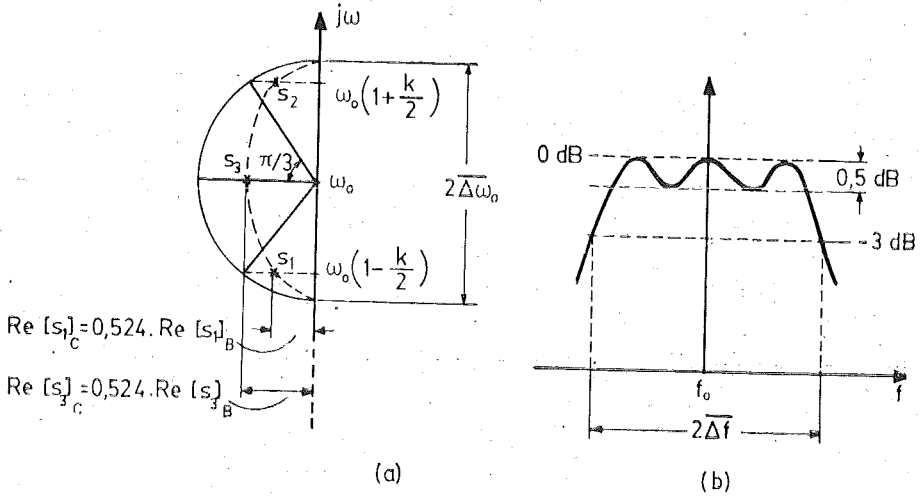
çıkmaktadır. Eğrilerin yan dikliğinin k değerinden bağımsız olarak hemen hemen sabit ve 12 dB/oktav olduğu görülmektedir.

Devre tasarımında doğrudan doğruya bu eğrilerden yararlanılabileceği gibi sıfır kutup diyagramından da yararlanılabilir. Özellikle çok katlı devrelerde toplam frekans eğrisinin istenilen biçimde olması için gerekli k ve Q değerleri bu yoldan daha kolay bir şekilde belirlenebilir. Örnek olarak Şekil 7.22. (a) da iki katlı çift akordlu bir devrenin maksimum düzlükte bir frekans eğrisi ile $2 \overline{\Delta\omega}$ band genişliğini sağlaması için



Şekil 7.22. (a) Herbiri çift akordlu iki katlı bir devrede, maksimum düzlükte frekans eğrisi için kutupların yerleri. (b) Böyle bir devrenin frekans eğrisi.

gerekli kutup dağılımı gösterilmiştir. Bu kutuplardan s_1 ve s_2 (ve bunların eşlenikleri) çift akordlu devrelerden biri ile s_3 ve s_4 (ve eşlenikleri) de ikinci çift akordlu devre ile elde edilir. Devrelerden herbirine ilişkin önemli parametrelerin değerleri, şeklin geometrisinden kolayca hesaplanabilir. Şekil 7.22. (b) de böyle bir devrenin frekans eğrisi verilmiştir. Şekil 7.23. (a) da da biri tek akordlu diğeri çift akordlu iki devrenin art arda bağlanması ile elde edilen bir devrenin, 0,5 dB tepe dalgalılığı için kutuplarının bulunması gereken yerler işaretlenmiştir. Burada da s_1 ve s_2 kutupları çift akordlu devre tarafından ve s_3 kutbu tek akordlu devre tarafından sağlanacaktır. Devreye ilişkin frekans eğrisi Şekil 7.23. (b) de verilmiştir.



Şekil 7.23. (a) Biri tek akordlu, öteki çift akordlu iki katlı bir kuvvetlendiricide 0,5 dB tepe dalgalırlıklı Chebyshev tipi frekans eğrisi için kutupların yerleri. (b) Böyle bir devrenin frekans eğrisi.

Yükü çift akordlu bir devre olan kuvvetlendiricinin herhangi bir ω frekansındaki gerilim kazancı, transfer empedansını veren bağıntıdan yararlanılarak bulunabilir. Daha önce de değinildiği gibi Şekil 7.18. deki eşdeğer devredeki I_1 genellikle bir kuvvetlendirici elemanın çıkışındaki bağımlı akım kaynağıdır ve

$$I_1 = -g_m V_1$$

bağıntısı ile belirlidir. Bu bağıntı transfer empedansının

$$Z_{tr} = V_2 / I_1$$

bağıntısı ile birleştirilirse gerilim kazancı

$$K_v = V_2 / V_1 = -g_m \cdot Z_{tr}$$

bulunur. Kazancın ω_0 akord frekansındaki değeri (7.12) bağıntısında $\omega_{o1} = \omega_{o2} = \omega_0$ ve $s = j\omega_0$ konularak hesaplanabilir :

$$K_0 = j \cdot g_m \omega_0 \cdot \frac{k \sqrt{L_1 L_2} Q_1 Q_2}{1 + k^2 \cdot Q_1 \cdot Q_2} \quad (7.19)$$

$Q_1 = Q_2 = Q$ için bağıntı

$$K_0 = j g_m \cdot \omega_0 \cdot \frac{k \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot Q^2}{1 + (kQ)^2} = j g_m \cdot \omega_0 \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot Q \cdot \frac{kQ}{1 + (kQ)^2} \quad (7.20)$$

ve $L_1 = L_2 = L$ özel hali için

$$K_0 = j \cdot g_m \cdot \omega_0 \cdot LQ \cdot \frac{kQ}{1 + (kQ)^2} \quad (7.21)$$

şeklini alır. Maksimum düzlükte bir frekans eğrisi veren (kritik bağlaşmalı) bir devrede $kQ = 1$ olduğundan

$$K_0 = j g_m \omega_0 \cdot (LQ/2)$$

ve

$$Q = R/L \omega_0$$

konulursa

$$K_0 = j g_m \cdot (R/2)$$

$$|K_0| = g_m \cdot (R/2) \quad (7.22)$$

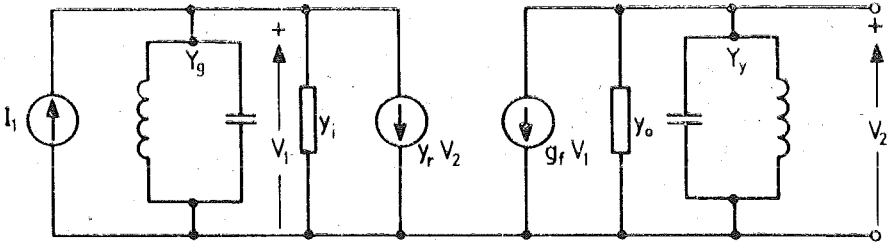
bulunur. Bu bağıntı tek akordlu bir kuvvetlendiricinin kazancını veren (7.1) bağıntısı ile karşılaştırılırsa çift akordlu bir devre ile elde edilen kazancın, eleman değerleri aynı olan tek akordlu bir devrenin sağlayacağı kazancın yarısı kadar olacağı sonucuna varılır.

7.5. Akordlu Kuvvetlendiricilerde Kararsızlık Sorunu : İç Geribesleme Kapasitesinin Etkisi.

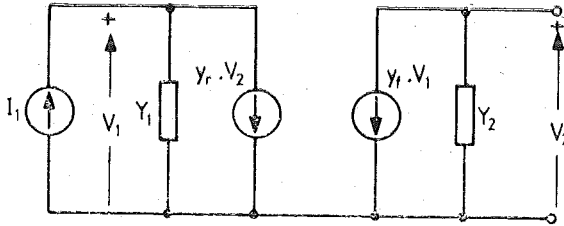
Buraya kadar yapılan incelemelerde, kullanılan kuvvetlendirici elemanın iç geribeslemesi bulunmadığı kabul edilmiştir. Gerçekte bütün kuvvetlendirici elemanlarda az veya çok bir iç geribesleme vardır. Bu geribeslemenin nedeni tüplerde elektrodlar arası kapasiteler, tranzistor-

larda ise Early etkisi ve çıkış-giriş kapasitesidir. Yüksek frekanslarda Early etkisi daima kapasitenin etkisi yanında ihmal edilebilecek kadar küçük kalır.

Girişinde ve çıkışında birer rezonans devresi bulunan akordlu bir kuvvetlendiricinin eşdeğer devresi Şekil 7.24. de gösterilmiştir. Aktif elemanın y parametreleri ile verildiği kabul edilmiş ve iç geribesleme y_r parametresi ile belirlenmiştir. Girişteki rezonans devresinin admitansının y_i giriş admitansı ile toplamı Y_1 ile ve çıkıştaki rezonans devresinin admitansının y_o çıkış admitansı ile toplamı Y_2 ile gösterilirse eşdeğer devre Şekil 7.25. deki gibi basitleştirilebilir. Bu eşdeğer devre yardımı ile devrenin V_2/I_1 transfer empedansı hesaplanabilir :



Şekil 7.24. Girişinde ve çıkışında birer paralel rezonans devresi bulunan kuvvetlendiricinin eşdeğer devresi.



Şekil 7.25. Basitleştirilmiş eşdeğer devre.

$$I_1 = Y_1 \cdot V_1 + y_r \cdot V_2$$

$$0 = y_f \cdot V_1 + Y_2 \cdot V_2$$

$$\frac{V_2}{I_1} = - \frac{y_f}{Y_1 \cdot Y_2 - y_r \cdot y_f}$$

(7.23)

(7.23) bağıntısına göre $y_r \cdot y_f = Y_1 \cdot Y_2$ eşitliğinin sağlanması halinde transfer empedansı —dolayısı ile kazanç— sonsuz olur. Yani devrenin I_1 giriş işareti sıfır olsa bile V_2 çıkış gerilimi sonlu bir değer alabilir. Bu şartın sağlandığı frekansta devre bir salınım üretici (osilatör) gibi çalışır. Ancak bir devreden bir kuvvetlendirici olarak yararlanılabilmesi için bu *kararsızlık* durumundan uzak kalınması gereklidir. (7.23) bağıntısından, y_r iç geribesleme admitansının sıfır olması halinde kararsızlığın söz konusu olamayacağı kolayca görülür. Gerçekte bütün aktif elemanlarda y_r sıfırdan farklıdır. O halde Şekil 7.24. deki devreni nkararlı kalabilmesi (osilasyon yapmaması) için gerekli şartların bulunması gerekir.

Devre bir akordlu kuvvetlendirici olduğuna göre girişteki ve çıkıştaki rezonans devrelerinin aynı bir ω_0 frekansına akord edilmesi gerekir. Bu durumda girişteki Y_1 admitansı için

$$\begin{aligned} Y_1 &= G_1 + j\omega C_1 - j\frac{1}{\omega L_1} \\ &= G_1 + j\omega C_1 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1}\right) \end{aligned}$$

yazılabilir. $\omega_0^2 = 1/L_1 C_1$ bağıntısı ile

$$\begin{aligned} Y_1 &= G_1 + j\omega C_1 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) \\ &= G_1 + jC_1 \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} = G_1 + jC_1 \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega} \end{aligned}$$

ve

$$(\omega - \omega_0) = \Delta\omega, \quad \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \beta, \quad Q_1 = \frac{C\omega_0}{G_1}$$

tanım bağıntıları kullanılarak

$$Y_1 = G_1 (1 + j\beta Q_1) \quad (7.24)$$

bulunur. Benzer şekilde aynı ω_0 frekansına akord edilmiş olan çıkış devresi için de

$$Y_2 = G_2 (1 + j\beta Q_2)$$

çıkar. Y_1 ve Y_2 nin bu ifadeleri kullanılarak devrenin kararsız duruma geçme şartı

$$G_1 G_2 (1 + j\beta Q_1) (1 + j\beta Q_2) = y_r \cdot y_f$$

ve pratikte genellikle $Q_1 \approx Q_2$ olduğundan

$$G_1 G_2 (1 + j \beta Q)^2 = y_r \cdot y_f \quad (7.25)$$

şeklinde yazılabilir. Transizistörlerde ve FET lerde y_r ve y_f belirli bir çalışma noktası için modül ve açı olarak verilir. Böylece (7.25) bağıntısı

$$G_1 G_2 (1 + j \beta Q)^2 = |y_r| e^{j\varphi_r} \cdot |y_f| e^{j\varphi_f} \quad (7.26)$$

şeklini alır. $\varphi = (\varphi_r + \varphi_f)$ yazıldıktan sonra (7.26) bağıntısında iki tarafın gerçel ve sanal kısımları eşitlenirse

$$G_1 G_2 \cdot [1 - (\beta Q)^2] = |y_r| \cdot |y_f| \cdot \cos \varphi$$

$$2G_1 G_2 \beta Q = |y_r| \cdot |y_f| \cdot \sin \varphi$$

ve gerekli ara hesaplardan sonra

$$\frac{|y_r| \cdot |y_f|}{G_1 G_2} \cdot \frac{1 + \cos \varphi}{2} = 1 \quad (7.27)$$

elde edilir. Eşitliğin sağlanabilmesi için y_r nin

$$|y_r|_k = \frac{G_1 G_2}{|y_f|} \cdot \frac{2}{1 + \cos^2 \varphi} \quad (7.28)$$

kritik değerine eşit olması gerekir. $|y_r| < |y_r|_k$ ise devre kararlıdır. Uygulamada —transizistör parametrelerinin toleransları ve çalışma noktasına bağlı olarak değişebilecekleri hesaba katılarak— osilasyon tehlikesinden yeteri kadar uzak kalabilmek için $|y_r|$ nin $|y_r|_k$ dan m defa ($m=4 \dots 10$) daha küçük kalmasına dikkat edilir. O halde *pratik* kararlılık bağıntısı

$$|y_r| \leq \frac{1}{m} \cdot \left(\frac{G_1 G_2}{|y_f|} \cdot \frac{2}{1 + \cos^2 \varphi} \right)$$

yahut

$$G_1 \cdot G_2 \geq m \left(|y_r| \cdot |y_f| \cdot \frac{1 + \cos^2 \varphi}{2} \right) \quad (7.29)$$

dir.

Bu şekildeki devreyi kritik durumdan uzakta çalıştırmamanın ikinci bir yararı daha vardır: İç geribesleme nedeni ile girişteki rezonans devresinin akordu ile çıkıştaki rezonans devresinin akordu birbirlerinden bağımsız olarak yapılamaz. Kritik durum iki rezonans devresi arasındaki karşılıklı etkileşimin en büyük olduğu durum olduğundan, kararlılık şartı kısıtına sağlanmış olan devrelerde osilasyon olmamakla beraber devrenin akordu çok zordur. Kritik durumdan uzaklaşıldığı ölçüde —iki

rezonans devresinin etkileşmesi azalacağından— akord kolaylaşır. Ancak $G_1 \cdot G_2$ çarpımını gereğinden fazla büyütmek de sakıncalıdır. G_1 ve G_2 girişteki ve çıkıştaki rezonans devrelerinin *rezonanstaki* admitansları (toplam paralel iletkenlikleri) olduğundan bunların büyütülmesi gerilim kazancının küçülmesine yol açar. O halde devrenin kararsızlık sınırından uzaklaştırılması ve akord edilebilirliğinin artırılması, gerilim kazancından fedakârlık edilerek sağlanabilmektedir.

Tranzistorlarda f_T ye göre küçük olan frekanslarda y_f pozitif gerçel bir büyüklüktür; yani $\varphi_f \approx 0$ dır. İç geribesleme ise C_{cb}' kapasitesi üzerinden kolektörden baza doğru akan akımdan ileri gelir; yani

$$|y_f| = \omega C_{cb}' \quad , \quad \varphi_f \approx 270^\circ$$

dir. O halde (7.29) bağıntısı

$$G_1 G_2 \geq (m/2) |y_f| \cdot \omega \cdot C_{cb}' \quad (7.30)$$

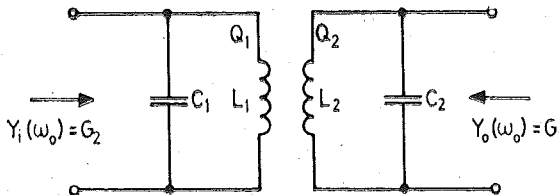
olarak basitleştirilebilir.

Girişinde ve çıkışında birer akordlu devre bulunan bir kuvvetlendirici için bulunmuş olan yukardaki bağıntılar, içinde çift akordlu devreler bulunan kuvvetlendiriciler için de kullanılabilir. Bu durumda G_1 (ve G_2) çift akordlu devrenin kuvvetlendiricinin girişine (ve çıkışına) bağlı olan uçları arasındaki toplam admitansın rezonanstaki değeridir. Bu değerler Şekil 7.26. daki devreden hesaplanırsa

$$G_2 = Y_i(\omega_0) \approx \frac{1 + k^2 Q_1 Q_2}{\omega_0 \cdot L_1 \cdot Q_1} \quad (7.31)$$

$$G_1 = Y_o(\omega_0) \approx \frac{1 + k^2 Q_1 Q_2}{\omega_0 \cdot L_2 \cdot Q_2} \quad (7.32)$$

bulunur.



Şekil 7.26. Çift akordlu devrenin giriş ve çıkış empedansları. Q_1 ve Q_2 rezonans devrelerinin etkin değer katsayılarını göstermektedir.

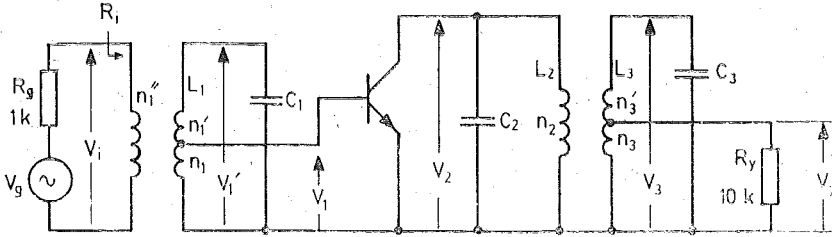
Akordlu kuvvetlendiricilerin kararsızlık tehlikesinden uzak kalabilmesi için aktif elemanın iç geribeslemesinin (genellikle giriş ve çıkış uçları arasındaki iç kapasite üzerinden meydana gelen geribeslemenin) olabildiği kadar küçük olması gerektiğini gördük. Bu nedenle tüplü akordlu kuvvetlendiricilerde triyotlar değil, C_{ag} kapasitesi çok daha küçük olan pentotlar kullanılmıştır. Tranzistorlu akordlu kuvvetlendiricilerin gerçekleştirilmesinde de özel olarak C_{cb}' kapasiteleri küçük olacak şekilde yapılmış olan tranzistorlar kullanılır. Tranzistor ortak bazlı olarak kullanıldığında iç geribeslemesi ortak emetörlü devreye göre daha küçüktür. Ancak bu durumda giriş direncinin ortak emetörlü devreye göre h_{fe} defa küçük olması, genellikle bazı sorunlar çıkartır.

Örnek :

$V_{CE}=10$ V, $I_C=1$ mA, $f=455$ kHz için :

$g_{ie}=0,2$ mS, $C_{ie}=40$ pF, $g_{oe}=25$ μ S, $C_{oe}=1$ pF

$y_{fe}=40$ mA/V, $\varphi_{fe}=0$, $y_{re}=3$ μ S, $\varphi_{re}=270^\circ$



Şekil 7.27. Girişi tek akordlu çıkışı çift akordlu tranzistorlu kuvvetlendirici.

Şekil 7.27. deki akordlu kuvvetlendiricinin merkez frekansı $f_o=455$ kHz, band genişliği $B=16$ kHz, tepe dalgalılığı 0,5 dB olacak, ayrıca f_o frekansında girişte maksimum güç aktarılması şartı sağlanacaktır. Kullanılan bobinlerin f_o frekansındaki değer katsayıları $Q_L=200$ dür. $L_2=L_3$ alınacaktır.

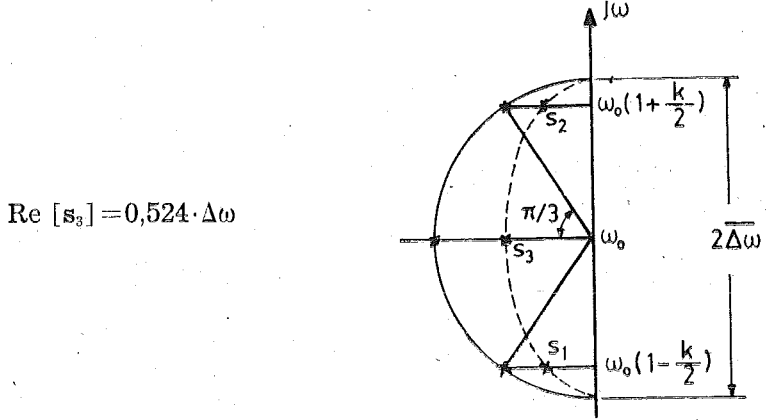
- Devrenin kutuplarının yerlerini belirleyiniz.
- Çıkıştaki magnetik bağlaşmalı devreye ilişkin eleman değerlerini ve n_3/n_3' oranını hesaplayınız.
- Girişteki devreye ilişkin $n_1/(n_1+n_1')$ ve $n_1''/(n_1+n_1')$ oranlarını ve m kararlılık katsayısını hesaplayınız.

d) Akord frekansı için V_y/V_g gerilim kazancını bulunuz.

e) Kuvvetlendiricinin frekans eğrisini giriş ve çıkış devrelerinin frekans eğrilerinden yararlanarak çiziniz.

Çözüm :

a) Tepe dalgallığı 0,5 dB olan Chebyshev tipi bir frekans eğrisi istendiğine göre kutup dağılımı Şekilde gösterildiği gibi olmalıdır. s_1 ve s_2 kutuplarını çıkıştaki magnetik bağlaşmalı devreden, iki tarafın etkin



Şekil 7.28. 0,5 dB tepe dalgallığı için kutupların aynı band genişliğine sahip Butterworth tipi devreye ilişkin kutuplardan yararlanarak bulunması.

değer katsayılarını eşit yaparak sağlayabiliriz. s_3 kutbu ise girişteki tek rezonans devresinin kutbu olmalıdır. Bu kutbun sanal kısmı $j\omega_0$, gerçel kısmı ise —aynı band genişliğini verecek Butterworth dağılımındaki kutbun sanal kısmının 0,524 katı— yani

$$|\text{Re}[s_3]| = \omega_0/2 Q_1 = 0,524 \overline{\Delta\omega}$$

dır. Buradan

$$Q_1 = \frac{\omega_0}{2 \overline{\Delta\omega}} \cdot \frac{1}{0,524}$$

$$Q_1 = \frac{f_0}{B} \cdot \frac{1}{0,524}$$

$$Q_1 = \frac{455}{B} \cdot \frac{1}{0,524} \approx 84$$

bulunur.

s_1 ve s_2 nin $j\omega$ eksenine uzaklıklarının eşit olabilmesi için $Q_2=Q_3$ olmalıdır. s_1 'in gerçel kısmının değeri şeklin geometrisinden

$$|R_e[s_1]| = \frac{\omega_0}{2Q_2} = 0,524 \cdot \Delta\omega \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} \frac{1}{0,524 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)}$$

$$Q_2 = \frac{f_0}{B} \frac{1}{0,524 \cdot 0,5}$$

$$Q_2 \approx 108$$

çıkar. s_1 kutbunun sanal kısmı ise ω_0 dan $(\omega_0 \cdot k/2)$ kadar küçüktür ki bu aynı zamanda $(\Delta\omega \cdot \sin \pi/3)$ 'e eşittir. Buradan,

$$\omega_0 \frac{k}{2} = \Delta\omega \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

$$k = \frac{B}{f_0} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

$$k = 0,03$$

bulunur.

Bu bilgilerle sırası ile çıkıştaki ve girişteki akordlu devrelere ilişkin değerler hesaplanabilir.

b) Çıkıştaki Magnetik Bağlaşmalı Devre :

Bu devre için bilinenler

$$L_2 = L_3 = L$$

$$Q_2 = Q_3 = Q = 108$$

$$k = 0,03$$

$$kQ = 3,24$$

dür. Birinci tarafın Q_2 değer katsayısını belirleyen kayıplar bobinin kendi kaybı (bunu G_L ile temsil edeceğiz) ile tranzistorun çıkış iletkenliği (g_{oe}) dir. Q_2 etkin değer katsayısını belirleyen toplam iletkenlik G_T ile gösterilirse

$$G_T = G_L + g_{oe}$$

ve

$$G_T = \frac{1}{Q_2 L \omega_0}, G_L = \frac{1}{Q_L L \omega_0}$$

bağıntılarından

$$\frac{1}{Q_2 \cdot L \cdot \omega_0} = \frac{1}{Q_L \cdot L \cdot \omega_0} + g_{oe}$$

$$L = \frac{Q_L - Q_2}{\omega_0 \cdot g_{oe} \cdot Q_L \cdot Q_2}$$

bulunur. $Q_L=200$, $Q_2=108$, $g_{oe}=25 \cdot 10^{-6}$ S ve $\omega_0=2 \pi \cdot 455 \cdot 10^3$ rad/s değerleri yerlerine konursa

$$L \cong 60 \mu\text{H}$$

çıkar. Bunu $f_0=455$ kHz de rezonansa getirecek kapasite değeri ise

$$C=1/(\omega_0^2 L) = 2040 \text{ pF}$$

bulunur.

Çift akordlu devrenin ikinci tarafının yükü ise bobinin kendi kayıpları ile R_y yükünden aktarılan paralel iletkenliktir, iki tarafın etkin değer katsayılarının eşit olması için R_y den L_3 ün uçlarına aktarılan paralel iletkenliğin g_{oe} ye eşit olması gerekir (neden?) :

$$\left(\frac{n_3 + n_3'}{n_3} \right)^2 \cdot R_y = \frac{1}{g_{oe}}$$

Buradan

$$n_3/n_3' = 1$$

çıkar.

Çıkıştaki çift akordlu devre ile ilgili olarak hesaplanması gereken son bir büyüklük de bunun rezonanstaki eşdeğer giriş iletkenliğidir (G_2 ile göstereceğimiz bu iletkenlik tranzistorun toplam eşdeğer yüküdür ve kararlılığın incelenmesinde kullanılacaktır). (7.31) bağıntısından

$$Y_1(\omega_0) = G_2 \cong \frac{1 + (kQ)^2}{\omega_0 L_2 Q}$$

$$G_2 \cong 0,62 \text{ mS} \quad (R_2 = 1611 \text{ ohm})$$

elde edilir.

c) Girişteki Rezonans Devresi :

Bu devre için bilinenler

— s_3 kutbunun yerinden yararlanılarak bulunmuş olan $Q_1=54$ değeri,

- Girişte maksimum güç aktarılması için gerekli olan $R_i=R_g=1$ k ohm şartı,
- Tranzistorun giriş iletkenliği de dahil olmak üzere girişe paralel gelen toplam iletkenlik (G_1) ile rezonans devresinin uçları arasındaki toplam eşdeğer iletkenlik arasındaki bağıntıdır. (Buradaki G_1 değerinin ayrıca kararlılık şartını da yerine getirmesi gerekir.)

Bu bilinenlerden, sırası ile aşağıdaki bağıntılar yazılabilir :

$$\left. \begin{aligned} G_{1T} &= G_{L1} + \left(\frac{n_1}{n_1 + n_1'} \right)^2 \cdot g_{ie} + \left(\frac{n_1''}{n_1 + n_1'} \right)^2 \cdot G_g \\ G_g &= \left(\frac{n_1 + n_1'}{n_1''} \right)^2 \cdot G_{L1} + \left(\frac{n_1}{n_1''} \right)^2 \cdot g_{ie} \\ G_1 &= \left(\frac{n_1 + n_1'}{n_1} \right)^2 \cdot G_{1T} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Öte yandan,

$$G_{L1} = \frac{1}{Q_{L1} \omega_0 L_1}$$

$$G_{1T} = \frac{1}{Q_1 \omega_0 L_1}$$

olduğundan, $G_{L1} = (Q_1/Q_{L1}) G_{1T} = q \cdot G_{1T}$ dir. Bu da kullanılarak (1) bağıntıları yeniden düzenlenirse

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{n_1}{n_1 + n_1'} \right)^2 \cdot g_{ie} + \left(\frac{n_1''}{n_1 + n_1'} \right)^2 \cdot G_g + G_{1T} \cdot (q-1) &= 0 \\ \left(\frac{n_1}{n_1 + n_1'} \right)^2 \cdot g_{ie} - \left(\frac{n_1''}{n_1 + n_1'} \right)^2 \cdot G_g + G_{1T} \cdot q &= 0 \\ \left(\frac{n_1}{n_1 + n_1'} \right)^2 G_1 - G_{1T} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

elde edilir. Bilinmiyen olarak $(n_1/(n_1+n_1'))^2$, $(n_1''/(n_1+n_1'))^2$ ve G_{1T} ye göre düzenlenmiş olan bu sistemin sıfırdan farklı çözüm verebilmesi için

$$\Delta = \begin{vmatrix} g_{ie} & G_g & (q-1) \\ g_{ie} & -G_g & q \\ G_1 & 0 & -1 \end{vmatrix} = 0$$

olması gerekir. Buradan katsayılar arasında

$$G_1 = 2 \cdot g_{ic} / (1 - 2q)$$

şartı çıkar. G_1 'in bu bağıntıdan değeri hesaplanırsa

$$G_1 = 0,87 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

bulunur. (Bu değerin kararlılık için yeterli olup olmadığının kontrolü gerekir. $G_1 = 0,87 \cdot 10^{-3} \text{ S}$, $G_2 = 0,62 \cdot 10^{-3} \text{ S}$ ve tranzistorun verilmiş olan parametreleri kullanılarak (7.29) bağıntısından m hesaplanırsa $m \approx 9$ bulunur ki bu yeterlidir. $m < 5$ çıksa idi başlangıç değerlerinde bunu arttıracak yönde gerekli değişikliklerin yapılması gerekirdi).

(2) bağıntılarında $\Delta = 0$ yapan G_1 değeri kullanılsa da, seçilmiş olan üç bilinmeyen için tek bir çözüm takımı yoktur. Bunlardan birine bir değer verilmesi gerekir. Biz — devredeki bütün bobinlerin eş olmasını sağlamak üzere $L_1 = 60 \mu\text{H}$ seçelim. Böylece

$$G_{1T} = \frac{1}{Q_1 \cdot \omega_0 \cdot L_1} = \frac{1}{54,2 \pi \cdot 455 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^{-6}}$$

$$G_{1T} = 108 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

bulunur. Bu değer (2) de yerine konulursa

$$\left(\frac{n_1}{n_1 + n_1'} \right) \approx 0,353$$

$$\left(\frac{n_1''}{n_1 + n_1'} \right) \approx 0,232$$

elde edilir.

d) Devrenin toplam gerilim kazancı

$$\frac{V_y}{V_g} = \frac{V_y}{V_3} \cdot \frac{V_3}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_1'} \cdot \frac{V_1'}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_g}$$

dir. Rezonansta $R_i = G_g$ olduğundan $V_i/V_g = 1/2$ dir. V_1'/V_i sarım sayıları oranı ile belirli olup

$$\frac{V_1'}{V_i} = \frac{n_1 + n_1'}{n_1''} = \frac{1}{0,232} = 4,3$$

ve benzer şekilde

$$\frac{V_1}{V_1'} = \frac{n_1}{n_1 + n_1'} = 0,353$$

dür. V_3/V_1 (7.21) bağıntısından hesaplanabilir :

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| = g_m \cdot \omega_0 \cdot L \cdot Q \frac{kQ}{1 + (kQ)^2}$$

$$= 40 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 455 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \cdot 108 \frac{3,24}{1 + (3,24)^2}$$

$$\left| \frac{V_3}{V_1} \right| \cong 209$$

V_y/V_3 oranı da

$$\frac{V_y}{V_3} = \frac{n_3}{n + n_3'} = \frac{1}{2}$$

dir. O halde toplam kazanç

$$V_y/V_g = 0,5 \times 209 \times 0,353 \times 4,3 \times 0,5 \cong 79,3 \quad (\cong 38 \text{ dB})$$

bulunur.

e) Toplam devrenin frekans eğrisini elde etmek için girişteki tek rezonans devresinin ve çıkıştaki çift akordlu devrenin frekans eğrileri çizilecek ve bunlar (dB olarak) toplanarak istenilen eğri bulunacaktır.

Girişteki rezonans devresi için $Q_1 = 54$ dür. O halde

$$\beta Q_1 = \frac{2 \cdot \Delta f}{f_0} Q_1 = \Delta f \cdot \frac{2 Q_1}{f_0}$$

yazılabilir. $f_0 = 455$ kHz ve $Q_1 = 54$ değerleri kullanılarak ve Δf , kHz olarak f_0 dan uzaklık olmak üzere

$$\beta \cdot Q_1 = \Delta f \cdot 0,238$$

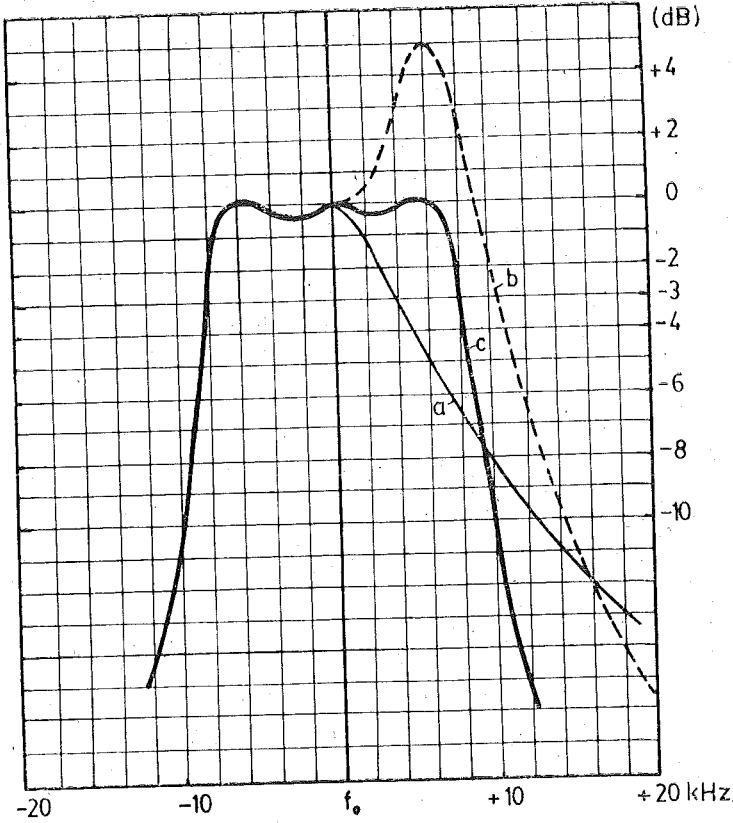
bulunur. Bu bağıntıda Δf ye 1, 2, 3, ... kHz gibi çeşitli değerler verilerek bunlara karşı düşen βQ_1 değerleri bulunabilir ve bunlardan herbiri için Şekil 7.21. deki tek rezonans devresine ilişkin eğriden f_0 akord frekansındaki değere göre dB olarak bağıl değişim okunur. Okunan değerler işaretlenerek Şekil 7.29. daki (a) eğrisi elde edilmiştir.

Çıkıştaki çift akordlu devre için

$$\beta Q_2 = \Delta f \cdot 2Q_2/f_0 = \Delta f \cdot 0,476$$

ve $kQ_2 = 3,24$ dür. Şekil 7.21. üzerinde bu kQ değerine karşı düşen eğri enterpolasyonla elde edilerek çizilir. Sonra Δf ye çeşitli değerler verilerek bunlara karşı düşen $\beta \cdot Q_2$ değerleri bulunur. Bunlardan herbiri için, elde edilmiş olan $kQ \cong 3,24$ eğrisinden f_0 frekansındaki değere göre bağıl değişimler okunur. Okunan değerler işaretlenerek Şekil 7.29 (b) eğrisi elde

edilir. Devrenin toplam frekans eğrisi (c), (a) ve (b) eğrilerinin toplamıdır. Tepe dalgallığı —öngörüldüğü gibi— $r \approx 0,5$ dB ve band genişliği $B \approx 16$ kHz dir.



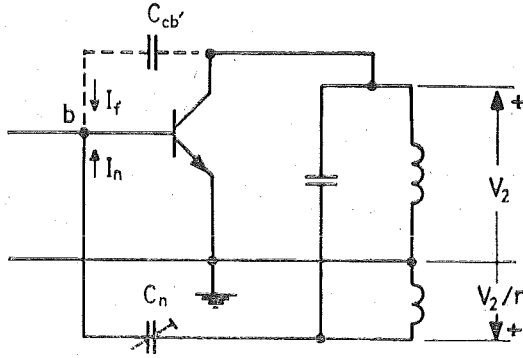
Şekil 7.29. (a) Örnek problemdeki devrenin girişindeki rezonans devresinin frekans eğrisi. (b) Çıkıştaki çift akordlu devrenin frekans eğrisi. (c) Devrenin toplam frekans eğrisi.

7.6. Nötürleştirme.

Akordlu bir kuvvetlendiriciyi kararsızlık tehlikesinden uzak olarak ve yüksek kazançla çalıştırmanın bir yolu, aktif elemanın iç geribeslemesini *nötürleştirmek* tir. Kararsızlık sorununu ortaya çıkartan etken —daha önce belirtildiği gibi— devredeki aktif elemanın çıkışından girişin bir iç geribesleme bulunmasıdır. Bu geribesleme genellikle elemanın

çıkış-giriş kapasitesi üzerinden, çıkıştan giriş düğümüne bir akım gelmesi şeklinde olur. Giriş düğümüne bu akımla eşit genlikte fakat zıt fazlı ikinci bir akım getirilebilirse toplam geribesleme akımı sıfır yapılmış, bir başka deyişle iç geribesleme nütürleştirilmiş olur.

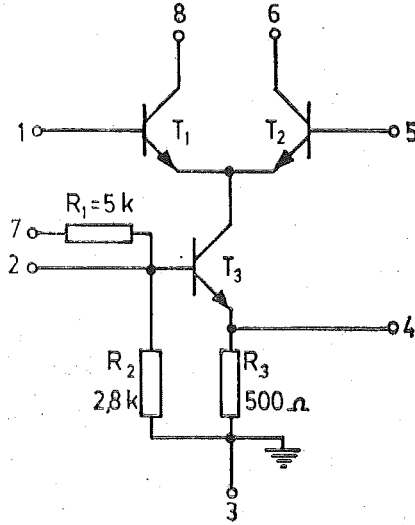
Şekil 7.30. da C_{cb}' üzerinden meydana gelen iç geribeslemesi nütürleştirilmiş tranzistorlu bir akordlu kuvvetlendirici katının prensip şeması verilmiştir. Tranzistorun r_{bb}' baz gövde direnci ihmal edilirse I_f iç geribesleme akımının ve I_n nütürleştirme akımının aynı düğümüne (b ye) geldiği kabul edilebilir. I_f ile I_n nin zıt fazda olduğu, $C_n = n \cdot C_{cb}'$ için bu iki akımın modüllerinin de eşit olacağı şekilden kolayca görülebilir.



Şekil 7.30. C_{cb}' kapasitesinin etkisi nütürleştirilmiş bir akordlu kuvvetlendirici.

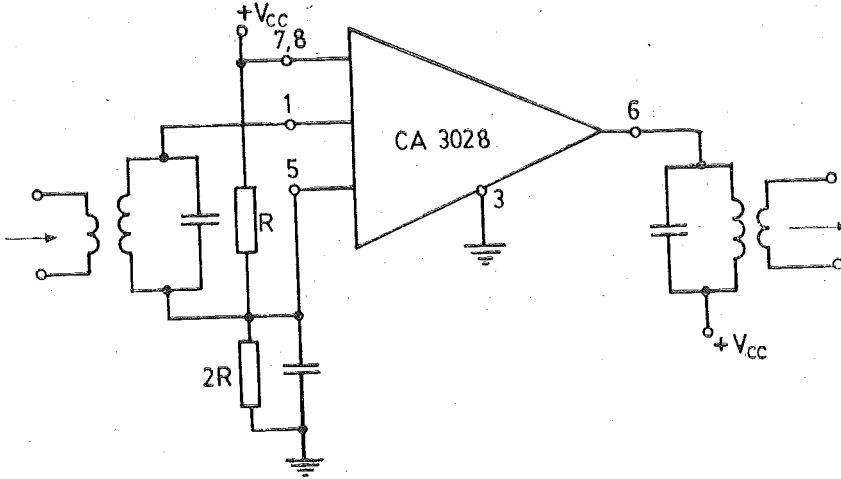
7.7. Tümdevreli Akordlu Kuvvetlendiriciler.

Günümüzde akordlu kuvvetlendiricilerin gerçekleştirilmesinde tümdevrelerden de geniş ölçüde yararlanılmaktadır. Bu devrelere en basit bir örnek Şekil 7.31. de verilmiştir. Bir uzun kuyruklu devre ile kutuplama elemanlarından oluşan bu tümdevre bir tranzistor yerine kullanılır. Üstünlüğü, giriş rezonans devresi ile çıkış rezonans devresi arasındaki geribesleme kapasitesinin T_1 in bazı ile T_2 nin kolektörü arasındaki parazitik kapasiteden ibaret olmasıdır. Bu kapasite bir tranzistorun C_{cb}' kapasitesine göre daha küçük olduğundan devre özellikle 100 MHz mertebesinde yüksek frekanslarda akordlu kuvvetlendiricilerin gerçekleştirilmesine elverişlidir. Şekil 7.32. de böyle bir akordlu devrenin şeması verilmiştir.

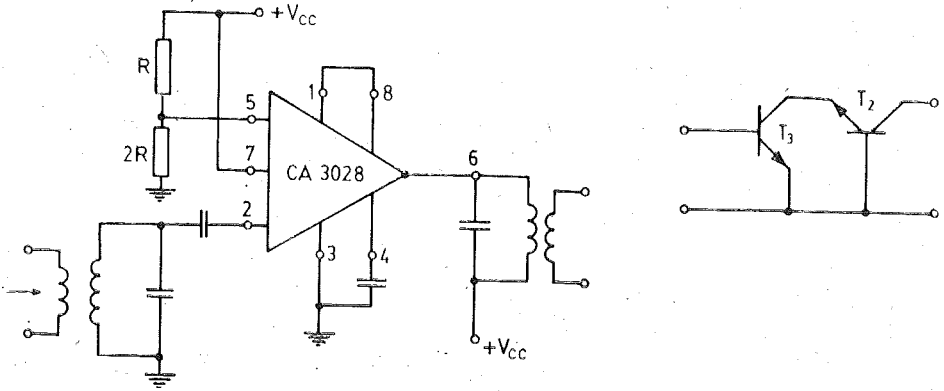


Şekil 7.31. CA 3028 tipi tümdevre. 2 numaralı uca uygulanan pozitif gerilim devrenin kazancının ayarlanmasında kullanılabilir.

Aynı tümdevre uygun bağlantılarla bir *kaskod* akordlu kuvvetlendirici gerçekleştirilmede de kullanılabilir. Bu kullanım şekli için bağlantı şeması ve basitleştirilmiş prensip şeması Şekil 7.33. de verilmiştir.



Şekil 7.32. CA 3028 tümdevresi ile emetör bağlamalı akordlu kuvvetlendirici



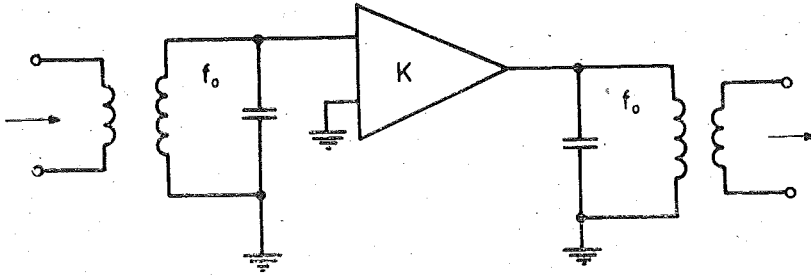
Şekil 7.33. (a) CA 3028 tümdevresi ile kaskod akordlu kuvvetlendirici. (b) Kaskod kuvvetlendiricinin prensip şeması.

Görüldüğü gibi kaskod devrede ortak emetörlü olarak çalışan ilk tranzistorun yükü ortak bazlı bir tranzistorun giriş empedansıdır. Bu ikinci tranzistor giriş tranzistoru ile çıkış rezonans devresi arasında bir empedans transformatörü olarak çalışmaktadır. Çıkıştan girişe geribesleme ortak bazlı olarak çalışan T_2 'nin kolektör baz parazitik kapasitesi ile T_3 'ün C_{cb}' kapasitesinin seri eşdeğeri olduğundan, gayet küçüktür.

Bu şekilde emetör bağlamalı yahut kaskod tipten bir akordlu kuvvetlendiricinin kazancı genellikle yetersiz kaldığından, gerektiği kadar art arda bağlanarak istenilen kazanç değerine ulaşılır.

Tümdevrelerin akordlu kuvvetlendiricilerde başka bir kullanılış şekli de gerekli kazancın çok katlı, doğrudan doğruya bağlamalı bir tümdevre kuvvetlendirici ile elde edilmesi, gerekli frekans eğrisi biçiminin bu kuvvetlendiricinin girişine ve çıkışına bağlanan rezonans devreleri yardımı ile sağlanmasıdır (Şekil 7.34.). Tümdevre kuvvetlendirici, genellikle art arda yeteri kadar emetör bağlamalı kattan oluşan geniş bantlı bir kuvvetlendiricidir. f_0 merkez frekansı kuvvetlendiricinin üst kesim frekansından küçük olmak şartıyla herhangi bir frekans olabilir. Böyle bir kuvvetlendiricinin iç yapısı Şekil 6.19. da örnek olarak verilmiştir.

Böyle bir akordlu kuvvetlendiricide frekans eğrisi sadece iki akord devresi ile belirlendiği için frekans eğrisinin yan dikliği, herbirinin çıkışında bir akord devresi bulunan çok sayıda kattan oluşan bir tranzistorlu (yahut basit tümdevreli) kuvvetlendiricinininkine göre daha küçük olur.

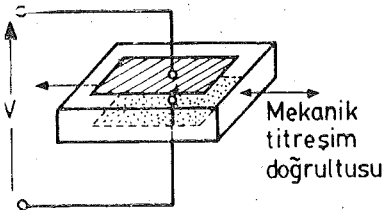


Şekil 7.34. Çok katlı büyük kazançlı bir K kuvvetlendiriciden yararlanılarak gerçekleştirilen bir akordlu kuvvetlendirici.

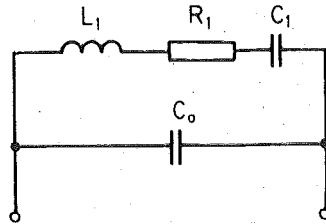
Frekans eğrisinin yan dikliğinin artırılması için girişte ve çıkışta çift akordlu devrelerden yararlanılabilir. Başka bir yol da *piezoelektrik seramik filtre*'lerden yararlanmaktır. Seramik filtrelerin LC akord devrelerine göre üstün tarafları boyut bakımından küçük olmaları, akordlarının bozulmasının söz konusu olmaması ve ucuz olmalarıdır.

7.8. Akordlu Kuvvetlendiricilerde Kullanılan Piezoelektrik Rezonatörler.

Piezoelektrik kristaller karşılıklı iki yüzeyi arasına bir gerilim uygulandığında buna dik doğrultuda bir boyut değişikliği gösteren kristallerdir (Şekil 7.35.). Uygulanan gerilim alternatif bir gerilimse kristal buna uygun olarak titreşir. Gerilimin frekansı kristalin titreşiminin meydana geldiği doğrultu için mekanik rezonans frekansına eşit olduğunda titreşim genliği maksimum olur. Başka bir deyişle kristal belirli bir genlikte titreşimini minimum enerji ile devam ettirebilir. Böyle bir piezoelektrik kristalin gerilim uygulanan uçlarından görülen eşdeğer devresi Şekil 7.35. de verilmiştir. Burada L_1 , R_1 ve C_1 den oluşan seri rezonans



Şekil 7.35. Piezoelektrik rezonatör.

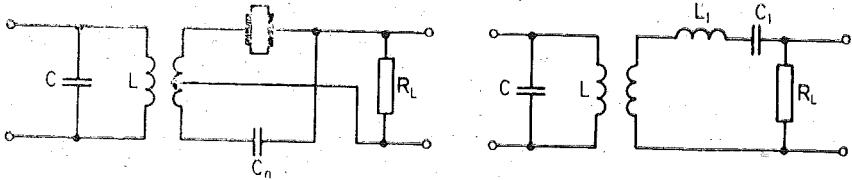


Şekil 7.36. Piezoelektrik rezonatörün elektriksel eşdeğer devresi.

devresi kristalin gerçek elektriksel eşdeğeridir. C_0 kapasitesi gerilimin uygulandığı elektrodların kapasitesidir. f_s seri rezonans frekansından daha yüksek frekanslarda seri rezonans devresi endüktiftir. Bu bölgede bir f_p frekansında seri kolun eşdeğer endüktansı ile C_0 rezonansa gelir ki bu frekansa kristalin paralel rezonans frekansı denir.

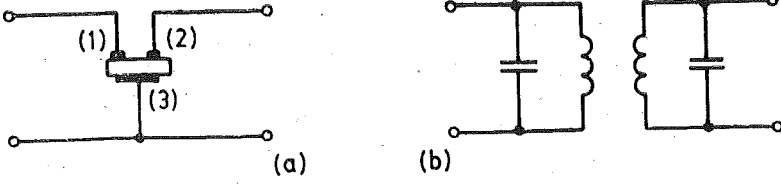
Piezoelektrik kristallerin en tipik örneği *kuartz*'dir. Piezoelektrik özellik gösteren bazı sentetik seramik malzemeler de vardır. Kuartzdan yapılmış piezoelektrik rezonatörlerin değer katsayıları çok yüksektir ($10^4 \dots 10^6$ mertebesinde). Bunlardan yüksek kararlılıklı osilatörler gerçekleştirilmede yararlanır. Seramik piezoelektrik rezonatörlerin değer katsayıları daha düşüktür (10^3 mertebesinde). Bu yüzden band genişlikleri çok küçük olmayan filtrelerin gerçekleştirilmesine daha elverişlidirler. Bu amaçla genellikle radyal olarak titreşen disk şeklinde rezonatörler kullanılmaktadır.

Piezoelektrik rezonatörlü basit bir filtre devresi Şekil 7.37. (a) da verilmiştir. C_n kapasitesi rezonatörün C_0 paralel kapasitesinin etkisini nötrleştirir. Filtrenin elektriksel eşdeğeri Şekil 7.37. (b) de verilmiştir. Birinci taraftaki paralel rezonans devresi ile rezonatörün oluşturduğu seri rezonans devresinin etkisi ile devre, çift akordlu devre benzeri bir frekans eğrisi verir.



Şekil 7.37. (a) Piezoelektrik rezonatörlü filtre. (b) Filtrenin eşdeğer devresi.

Piezoelektrik filtrelerin çok kullanılan bir tipi de mekanik bağlaşmalı çift akordlu rezonatörlerdir. Bağlaşma, aynı bir kristal üzerine —biri tarafları ortak— iki elektrod takımı yerleştirilerek sağlanır (Şekil 7.38. a). Böyle bir rezonatörün elektriksel davranışı, çift akordlu bir devreninkinin aynıdır. Bağlaşma katsayısı (1) ve (2) elektrodlarının uzaklıkları ile belirlenir. Ayrıca bu elektrodların kristal üzerindeki yerleri uygun seçilerek giriş ve çıkış empedansları farklı yapılabilir.



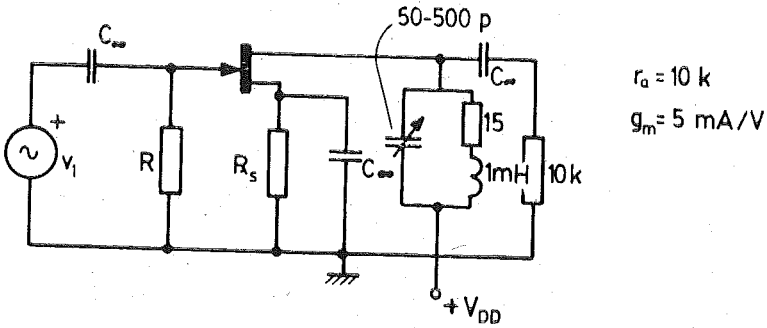
Şekil 7.38. Mekanik bağlanmış çift akordlu piezoelektrik rezonatör (a) ve eşdeğer devresi (b).

P R O B L E M L E R

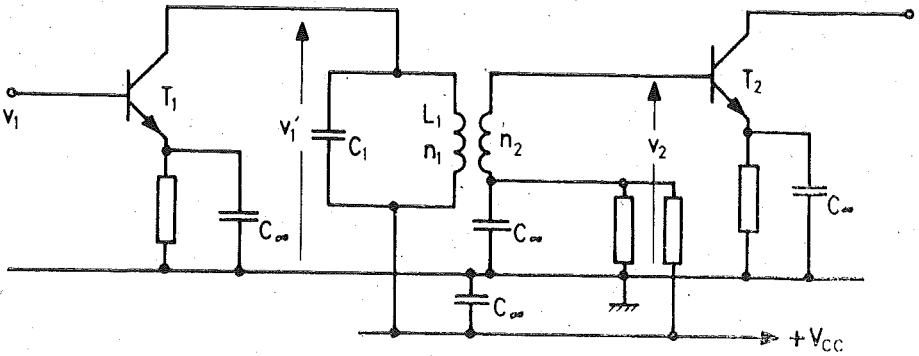
1 — a) Şekildeki kuvvetlendiricinin akord frekansı değişken C kondansatörü ile değiştirilmektedir. FET'in iç kapasiteleri ve montaj kapasiteleri ihmal edilecektir. Kuvvetlendiricinin en alçak ve en yüksek akord frekansını hesaplayın.

b) En alçak akord frekansı için V_2/V_1 gerilim kazancını ve band genişliğini hesaplayın.

c) Kazancın akord frekansına bağlı olarak değişimini veren bağıntıyı çıkarıp değişimi yaklaşık olarak çiziniz.



2 —



T_1 ve T_2 için çalışma noktası $I_c=1$ mA, $V_{CE}=10$ V dur. Bu çalışma noktası için $f_o=450$ KHz de y parametreleri

$$g_{ie}=0,54 \text{ mS} \quad g_{oe}=11,5 \text{ } \mu\text{S} \quad y_{fe}=38 \text{ mS} \angle 0^\circ$$

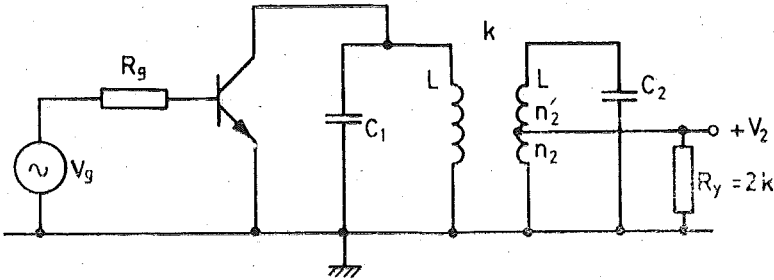
$$C_{ie}=20 \text{ pF} \quad C_{oe}=3 \text{ pF} \quad y_{re} \approx 0 \quad \text{ve}$$

$$L_1=50 \text{ } \mu\text{H} \quad Q_L=150 \quad \text{olarak verilmiştir.}$$

Bu durum için

- Toplam rezonans kapasitesini
- Band genişliğinin $B=15$ KHz olması için $n_1 : n_2$ çevirme oranını (Bağlaşma sıkı!)
- C kondansatörünün değerini
- Akord frekansında V_2/V_1 kazancını bulunuz.

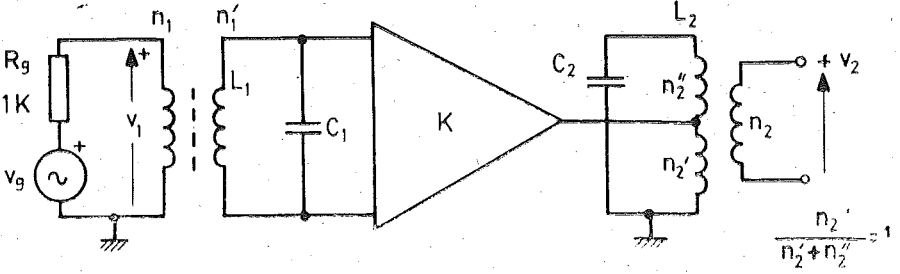
3 —



Şekildeki basitleştirilmiş şeması verilmiş olan akordlu kuvvetlendiricide transistörün $f_o=500$ kHz olan akord frekansındaki y parametreleri $g_{ie}=0,2$ mS, $C_{ie}=50$ pF, $g_{oe}=20$ μ S, $C_{oe}=2$ pF, $y_{fe}=20$ mS $\angle 0^\circ$, $y_{re}=2$ μ S $\angle 270^\circ$ dir. Devrenin frekans eğrisi maksimum düzlükte ve band genişliği $B=14$ kHz olacaktır.

- L , C_1 , C_2 , k ve n_2/n_2' değerlerini hesaplayınız. (Bobinlerin kendi değer katsayıları çok büyük kabul edilecektir).
- R_g nin hangi değeri için devre kararsız duruma geçer (osilasyon yapar)? Pratikte R_g nin değeri en çok ne kadar olmalıdır?
- R_g nin bu değeri için akord frekansında V_3/V_g yi bulunuz.

4 —



Şekildeki akordlu kuvvetlendiricide K, yüksek kazançlı, geniş bantlı bir tümdevre kuvvetlendiricidir. Giriş empedansı $r_i=50\text{ k}$, $C_i=10\text{ pF}$, çıkış empedansı $r_o=100\text{ ohm}$, $C_o=0$ olarak verilmiştir. Kuvvetlendiricinin frekans eğrisinin ortası $f_o=500\text{ kHz}$, band genişliği $B=20\text{ kHz}$, ve eğri maksimum düzlükte bir frekans eğrisi olacaktır. L_1 ve L_2 bobinlerinin f_o frekansındaki değer katsayıları $Q_L=200$, öz endüktansları $L_1=L_2=100\text{ }\mu\text{H}$ dir.

a) Birinci ve ikinci devrenin akord frekanslarını bulunuz. C_1 ve C_2 yi hesaplayınız.

b) n_1/n_1' ve $n_2'/(n_2'+n_2'')$ sarım oranlarını hesaplayınız.

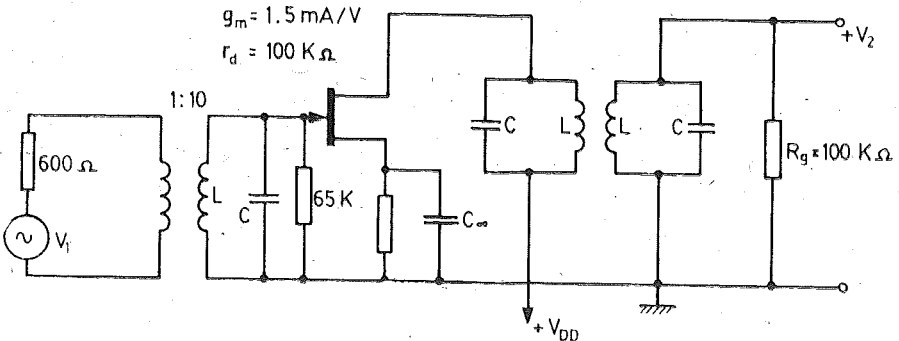
c) f_o frekansında V_2/V_1 kazancını K cinsinden hesaplayınız.

5 — Şekildeki akordlu kuvvetlendirici devresinde akord frekansı $f_o=500\text{ kHz}$, kullanılan bobinlerin self endüktansları $L=1\text{ mH}$, değer katsayıları $Q_o=100$ dür ve bağlaşma kritik bağlaşmadır.

a) C kondansatörlerinin değerlerini hesaplayınız. (Elektrodlar arası kapasiteler ve montaj kapasiteleri ihmal edilecektir.)

b) f_o frekansındaki V_2/V_1 gerilim kazancını hesaplayınız.

c) Kazancın 20 dB düştüğü frekansları bulunuz.



6 — Şekildeki ara frekans kuvvetlendiricisi 450 kHz'de çalışacaktır. Toplam band genişliğinin 9 kHz olması ve kesim frekanslarında her bir rezonans devresinin meydana getireceği düşmenin 1,5 dB olması isteniyor. L_1 ve L_2 bobinlerinin self endüktansları 1 mH ve değer katsayıları $Q_L=150$ dir.

- n_1/n_1' ve n_2/n_2' sarım oranlarını hesaplayınız.
- C_1 ve C_2 kondansatörlerinin değerlerini hesaplayınız.
- Akord frekansında V_2/I_1 transfer empedansının değerini hesaplayınız.

$$f = 450 \text{ kHz,}$$

$$V_{CE} = -6 \text{ V, } I_C = 1 \text{ mA için :}$$

$$g_{ie} = 0,25 \text{ mS, } C_{ie} = 30 \text{ pF}$$

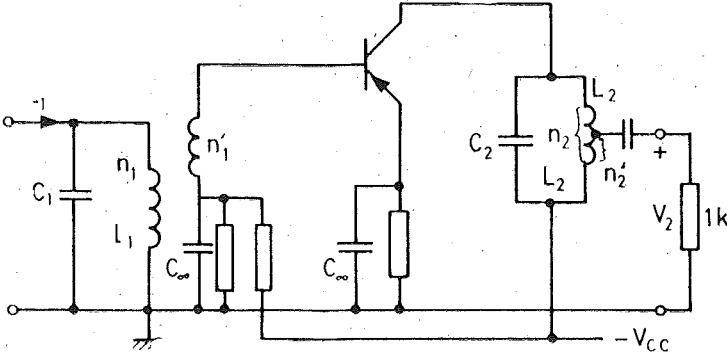
$$y_{re} = 0$$

$$y_{fe} = 40 \text{ mA/V}$$

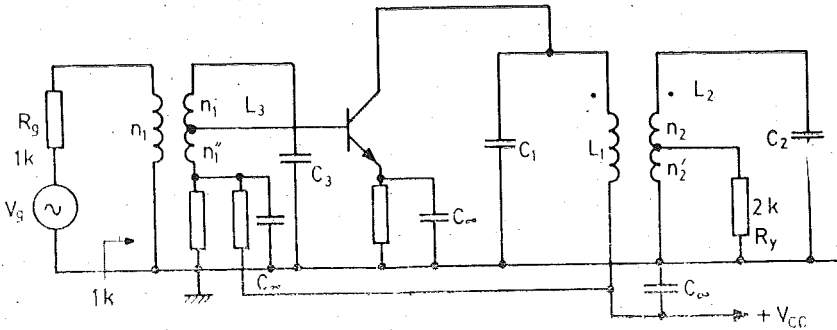
$$\varphi_{fe} = 0$$

$$g_{oe} = 1 \text{ } \mu\text{S}$$

$$C_{oe} = 4 \text{ pF}$$



7 —



$V_{CE}=10 \text{ V}$, $I_c=1 \text{ mA}$, $f=455 \text{ kHz}$ için y parametreleri

$$C_{ie}=40 \text{ pF} \quad g_{oe}=25 \text{ } \mu\text{S} \quad y_{re}=0$$

$$g_{ie}=0,2 \text{ mS} \quad C_{oe}=1 \text{ pF} \quad y_{fe}=40 \text{ mA/V}$$

Şekildeki kuvvetlendirici ile merkez frekansı $f_o=455 \text{ KHz}$ de $B=10 \text{ KHz}$ lik band genişliğini maksimum düzlükte frekans eğrisi ile sağlayan bir ara frekans kuvvetlendiricisi gerçekleştirilecektir. $Q_L=200$, $L_1=L_2=L_3=L$ dir.

a) Devrenin kutuplarının yerlerini belirleyiniz.

b) Çıkıştaki magnetik bağlaşmalı devreye ilişkin eleman değerlerini, $n_2'/(n_2'+n_2)$ oranını, girişteki devreye ilişkin eleman değerlerini, $n_1/(n_1'+n_1'')$ ve $n_1''/(n_1'+n_1'')$ oranlarını hesaplayınız.

c) Devrenin band ortasındaki gerilim kazancını bulunuz.

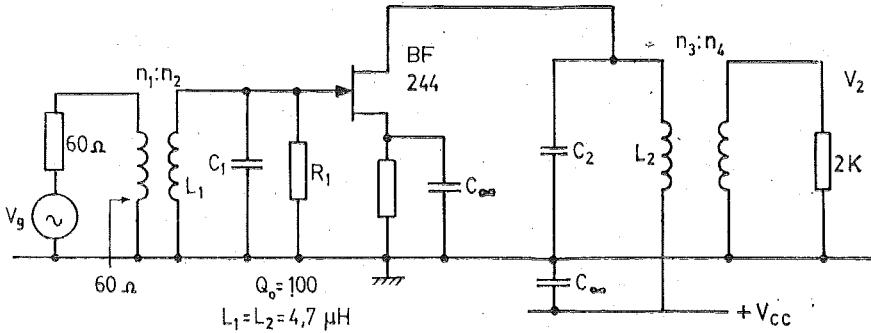
d) Aynı band genişliğini sağlayan $r=0,1 \text{ dB}$ dalgalanmalı Chebyshev devresine ilişkin Q değerlerini bulunuz.

8 — $n=4$ akordlu kat kullanarak, $B=600 \text{ KHz}$ band genişliğini $f_o=10,7 \text{ MHz}$ de $r=0,5 \text{ dB}$ dalgalanmalı Chebyshev frekans eğrisi ile sağlayan bir ara frekans kuvvetlendiricisi gerçekleştirilecektir. Sürücü kaynak iç direnci $R_g=60 \text{ ohm}$ dur ve girişte maksimum güç aktarılması şartı sağlanacaktır. Çıkışa bağlanacak yük $R_v=2 \text{ K}$ dur. Kullanılacak bobinler $L=4,7 \text{ } \mu\text{H}$ ve $Q_L=150$ olduğuna göre bu devreyi tasarlayınız.

Kullanılabilecek elemanlar : (10,7 MHz de y parametreleri)

FET		Tranzistor	
BF 244		BF 194	($V_{CE}=10 \text{ V}$,
$g_{is}=3 \text{ } \mu\text{A/V}$	$C_{rs}=0$	$g_{ie}=2 \text{ mS}$	$I_{CE}=2,5 \text{ mA}$)
$C_{is}=3,7 \text{ pF}$	$g_{rs}=0$	$b_{ie}=3 \text{ mS}$	
$g_{os}=25 \text{ } \mu\text{A/V}$		$g_{oe}=50 \text{ } \mu\text{S}$	
$C_{os}=15,9 \text{ pF}$		$b_{oe}=100 \text{ } \mu\text{S}$	
$g_{fs}=5 \text{ mA/V}$		$y_{fe}=100 \text{ mS}$	
		$y_{re}=0$	

9 —



Şekildeki kademeli akordlu FET'li kuvvetlendirici, $f_o=10,7$ MHz ve $B=400$ KHz olan ve bu band genişliğini maksimum düzlükte sağlayan, bir FM ara frekans kuvvetlendiricisi olarak kullanılacaktır.

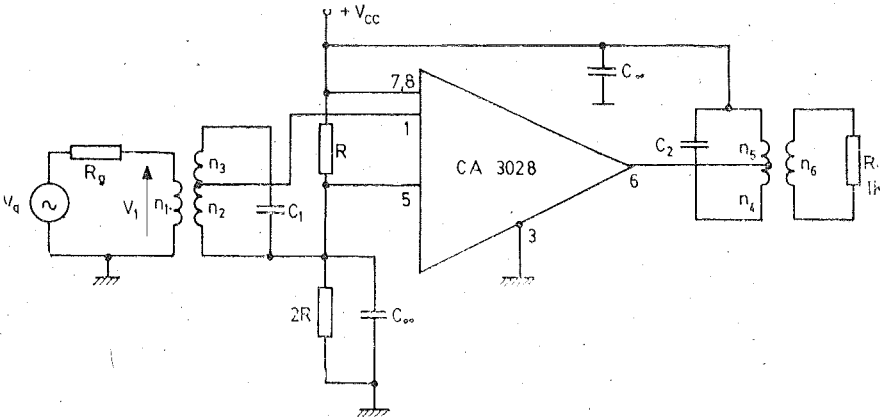
BF 244 için y parametreleri :

$$g_{is}=3 \mu\text{A/V} \quad g_{os}=25 \mu\text{A/V} \quad g_{fs}=5 \text{ mA/V}$$

$$C_{is}=3,7 \text{ pF} \quad C_{os}=15,9 \text{ pF} \quad C_{rs} \cong 0, \quad g_{rs} \cong 0$$

- Her bir rezonans devresi için gerekli akort frekansını ve Q değeri katsayısını bulunuz.
- C_1 , C_2 kondansatörlerinin değerini, R_1 direncini, $n_3 : n_4$ çevirme oranını bulunuz.
- Devrenin girişinden 60Ω görülebilmesi için $n_1 : n_2$ ne olmalıdır?
- Devrenin V_2/V_g gerilim kazancını bulunuz.

10 —



CA 3028 tümdevresi ile şekildeki devre gerçekleştirilecektir. Kuvvetlendirilecek bandın merkez frekansı $f_0=50$ MHz, band genişliği $B=3$ MHz ve frekans eğrisi maksimum düzlükte bir eğri olacaktır. Tümdevrenin 50 MHz için y parametrelerinin gerçel ve sanal bileşenleri :

$$\begin{array}{llll} g_{11}=1,3 \text{ mS} & g_{12}= 0,06 \text{ mS} & g_{21}=-24 \text{ mS} & g_{22}=0,35 \text{ mS} \\ b_{11}=1,6 \text{ mS} & b_{12}=-0,05 \text{ mS} & b_{21}= 9 \text{ mS} & b_{22}=1,3 \text{ mS} \end{array}$$

olarak verilmiştir. Devrenin yük direnci $R_y=1$ K, sürücü kaynak iç direnci 50Ω dur. Girişte maksimum güç aktarılması şartı sağlanacaktır. Giriş ve çıkış rezonans devrelerinde kullanılan bobinlerin self endüktansları $L=0,6 \mu\text{H}$, değer katsayıları $Q_L=250$ dir.

- Giriş ve çıkış rezonans devrelerinin yüklü haldeki değer katsayılarını ve akort frekanslarını hesaplayınız.
- Giriş ve çıkıştaki dönüştürme oranlarını ve akort kapasitelerinin değerlerini bulunuz. ($m=10$ alınacaktır).
- Gerilim kazancını hesaplayınız.
- 40 MHz frekanslı bir işaretin geçirme bandı içine düşen eşit genlikli bir işarete göre çıkışta ne kadar zayıflatılmış olacağını hesaplayınız.

8. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİLERİ

8.1. Giriş.

Bir kuvvetlendirici zincirinde çoğu zaman kuvvetlendirilen işaret yüksek bir güç seviyesine yükseltilerek, bu gücü belirli bir amaç için kullanacak olan bir dönüştürücüye uygulanır. Bu dönüştürücü yerine göre, uçlarına uygulanan ses frekanslı elektriksel gücü ses dalgalarına, yani akustik güce dönüştüren bir hoparlör, uçlarına uygulanan yüksek frekanslı elektriksel gücü elektromagnetik dalgalar halinde uzaya yayan bir verici anteni, yahut doğru akım gücü ile çalışan bir röle... v.b. olabilir.

Kuvvetlendiricilerin genel tanımından hatırlanacağı gibi bütün kuvvetlendirici devrelerde daima bir güç kazancı mevcuttur. Böyle olduğu halde, gerilimdeki kuvvetlenmenin daha önemli olduğu kuvvetlendiriciler *gerilim kuvvetlendiricisi*, akımdaki kuvvetlenmenin önemli olduğu kuvvetlendiriciler *akım kuvvetlendiricisi* diye anılırlar. Kuvvetlendirici zincirinin en sonunda bulunan ve gücü, onu harcayacak olan dönüştürücüye uygulayan devrelere de genel olarak *güç kuvvetlendiricisi* denir.

Bir güç kuvvetlendiricisinin, yüke aktardığı güç bazı hallerde çok yüksek olabilir. Bu durumda güç kuvvetlendiricisinin *verim*'inin büyük önemi vardır. Bir kuvvetlendiricinin verimi, P_Y yüke aktarılan işaret gücü ve P_{DA} , kuvvetlendiricinin doğru akım besleme kaynağından çektiği doğru akım gücü olmak üzere

$$\eta = P_Y / P_{DA}$$

bağıntısı ile tanımlanmıştır. Örneğin bir vericinin, antene 100 kW'lık bir yüksek frekans gücü aktaran çıkış katı % 80 verimle çalışıyorsa bu katın besleme devresinden çektiği güç

$$P_{DA} = \frac{P_Y}{\eta} = \frac{100 \text{ kW}}{0,8} = 125 \text{ kW}$$

dır. Bu gücün 100 kW'ı yüksek frekanslı güç olarak antene verildiğine göre aradaki fark —25 kW— devrenin içinde, ısıya dönüşerek harcanacak demektir. Verim % 50 olsaydı besleme kaynağından çekilen güç

200 kW ve devre içinde ısıya dönüşerek harcanan güç 100 kW olacaktır. Bu harcanan güç —boşa harcanması bir yana— devre içinde ısıya dönüştüğü için devrenin sıcaklığının sürekli olarak yükselmesine ve soğutma önlemi alınmamışsa devrenin harabolmasına sebep olur. Hem güç ziyanının az olması, hem de soğutma probleminin daha kolay çözümlenebilmesi için devrenin veriminin mümkün olduğu kadar yüksek olmasının gerektiği açıktır.

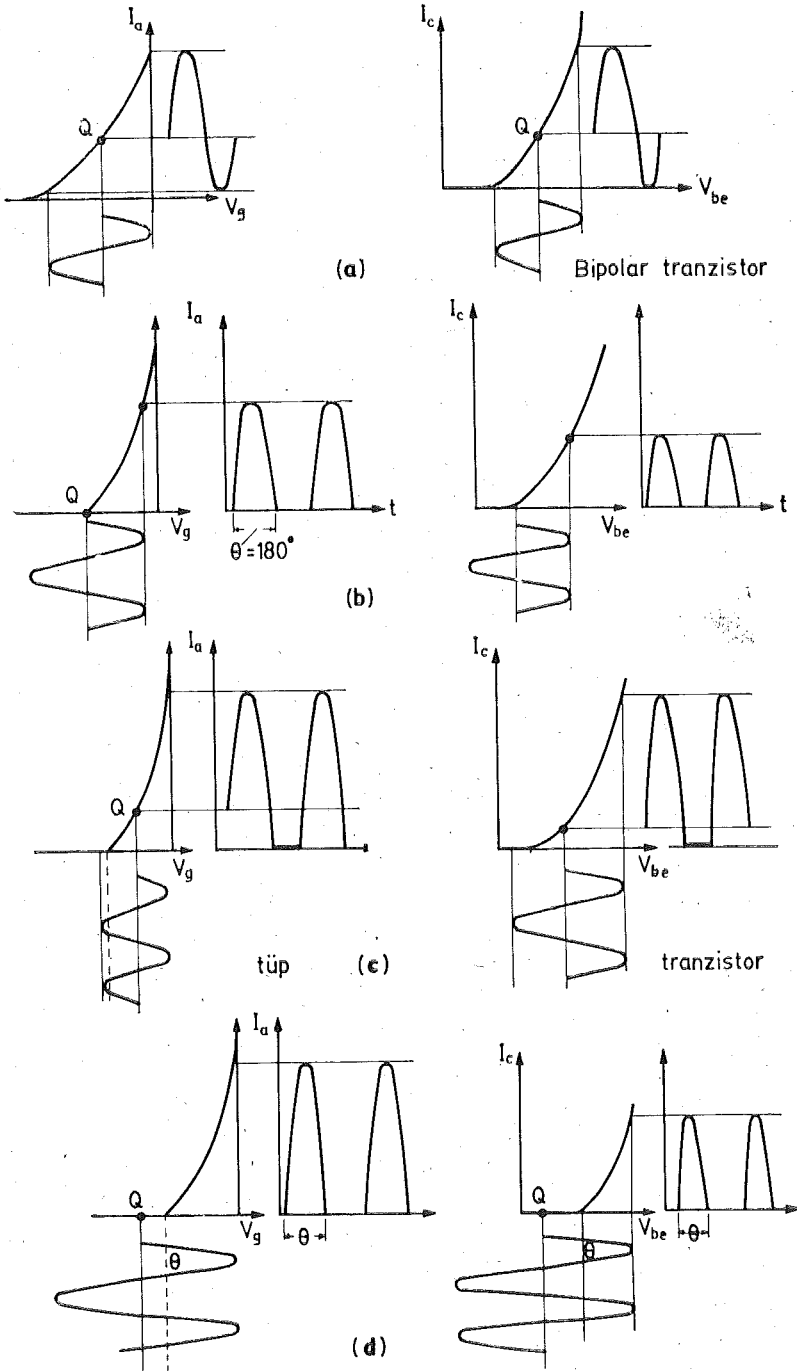
Verim, nispeten düşük güçlü devrelerde de çeşitli sebeplerle önemli olabilir. Pahalı enerji kaynaklarından (pillerden) beslenen devrelerde işe yaramadan harcanan gücün mümkün olduğu kadar az, yani verimin yüksek olması, ekonomik bakımdan elverişlidir. Şehir şebekesinden beslenen tranzistorlu bir kuvvetlendiricide ise verim daha ziyade, devredeki tranzistorların soğutulması bakımından önemlidir.

Güç kuvvetlendiricilerinde çıkış gücünün ve verimin yüksek olabilmesi için akım ve gerilim dalgalanmalarının büyük olması gerekir. Bu durumda artık, çalışma noktasının civarındaki küçük genlikli değişimler için tanımlanmış olduğumuz küçük işaret parametreleri ve bunlara dayanılarak çizilen eşdeğer devreler geçerli değildir. Hesapların tüp veya tranzistorların özgeçirileri üzerinde, çizim yolu ile yahut bu elemanların nonlineer modelleri kullanılarak, bilgisayar yardımı ile yapılması gerekir.

Güç kuvvetlendiricilerinde önemi çok büyük olan verim, çalışma noktasının, tüp veya tranzistor eğrileri üzerindeki yerine sıkı sıkıya bağlıdır. Çalışma noktasının yerine göre kuvvetlendiriciler aşağıdaki sınıflara ayrılır :

1. A sınıfı çalışma : Giriş işaretinin iki yarı periyodunda da giriş işareti ile sürekli olarak değişen bir çıkış akımı akar. Başka bir deyişle çıkış akımının akış açısı 360° dir. Çıkış akımının dalga şekli giriş işaretinininkine oldukça benzer. Geçiş eğrisinin lineer olmaması sebebi ile bir miktar şekil bozulması (distorsiyon) meydana gelir. (Şekil 8.1. a)

2. B sınıfı çalışma : Çıkış akımı giriş işaretinin bir yarı periyodunda akar, bir yarı periyodunda akmaz. Yani çıkış akımının akış açısı 180° dir (Şekil 8.1. b). Çıkıştaki dalga şekli giriştekine benzememekle beraber bir yarı periyotta bir tarafı, diğer yarı periyotta ikinci tarafı çalıştırılan simetrik devrelerle, giriş işaretine benzeyen —az distorsiyonlu— çıkış işaretleri elde edilebilir. Girişte işaret yokken kolektör —yahut anot— akımı sıfırdır (yahut çok küçüktür). Çıkış akımının ortalama değeri



Şekil 8.1. Tüplü ve tranzistorlu kuvvetlendiricilerde çalışma sınıfları.
 (a) A sınıfı, (b) B sınıfı, (c) AB sınıfı, (d) C sınıfı.

(doğru bileşeni) işaret genliğine bağlıdır ve verim, A sınıfına göre daha yüksektir.

3. AB sınıfı çalışma : Çalışma noktası A sınıfı ile B sınıfı arasında olup çıkış akımının akış açısı $180^\circ < \theta < 360^\circ$ dir (Şekil 8.1. c). Az distorsiyonlu bir çıkış işareti elde edebilmek için B sınıfında olduğu gibi simetrik devre kullanılması gereklidir.

4. C sınıfı çalışma : Çıkış akımının akış açısı 180° den daha küçüktür. Kolektör yahut anot akımı kısa süreli darbeler şeklinde akar (Şekil 8.1. d). Bu sebeple ortalama değer (doğru bileşen), tepe değerine göre çok küçük, dolayısı ile verim yüksektir. Çıkış akımının dalga şekli giriş işaretinininkine benzemiyor ise de çıkış akımı, giriş işaretinin frekansına akordlu bir rezonans devresi yardımı ile süzülerek akım darbelerinin Fourier açılımındaki anabilesen elde edilebilir. Şu halde devre ancak tek bir frekans —daha doğrusu dar bir frekans bandı— için kullanılabilir.

8.2. Tranzistorlu A Sınıfı Güç Kuvvetlendiricileri.

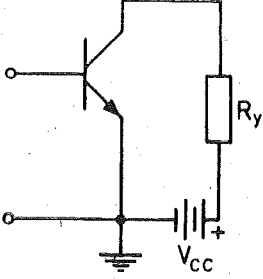
Direnci R_y olan yüke güç aktaracak bir güç kuvvetlendiricisi, prensip olarak, Şekil 8.2. deki gibi gerçekleştirilebilir. Ancak bu devre şeklinin, yani yükün kolektör akımı yolu üzerine doğrudan doğruya bağlanmış olmasının bazı önemli sakıncaları vardır:

1. Tranzistorun I_c kolektör doğru akımı sürekli olarak R_y den akar ve R_y üzerinde $I_c^2 \cdot R_y$ ye eşit bir doğru akım gücü harcanmasına sebep olur. Devrenin amacı yüke, giriş işareti ile değişen bir değişken akım gücü aktarmaktır. Bu değişken akım gücünden ayrı olarak, devreye bir işaret uygulanmış olsun olmasın harcanacak olan $I_c^2 \cdot R_y$ gücü boşuna harcanan bir güçtür ve devrenin verimini azaltmaktan başka bir işe yaramaz. Kaldı ki, yükten geçen doğru akım bazı hallerde zararlı da olabilir (Örneğin, yükün bir hoparlör olması halinde).

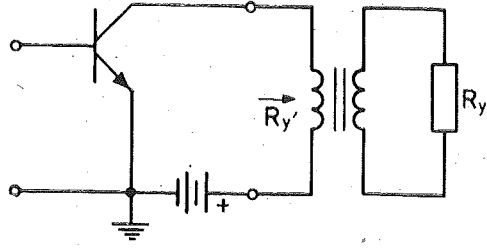
2. Yüke aktarılan gücün büyük olabilmesi için, uçlarındaki gerilimin ve içinden geçen akımın mümkün olduğu kadar geniş sınırlar içinde değişebilmesi gerekir. Bu sınırları belirleyen, kullanılan tranzistorun sınır değerleri, V_{cc} besleme kaynağı gerilimi ve tranzistorun yüküdür. İlerde görüleceği gibi, belirli bir tranzistor ve belirli bir V_{cc} gerilimi için bu bakımdan en uygun bir R_y değeri vardır. Elimizdeki yükün değeri, bu en uygun R_y değerine eşit olmayabilir.

Bu sakıncalı durumlardan, yük tranzistora bir transformatörle bağlanarak kurtulunabilir. Gerçekten, yükün tranzistora Şekil 8.3. deki gibi bir «çıkış transformatörü» ile bağlanmış olması halinde :

a) I_c kolektör doğru akımı R_y üzerinden akmadığı için yükte bir doğru akım gücü harcanması söz konusu değildir. Bu durumda da transformatörün R_p birinci taraf (primer) doğru akım direnci üzerinde bir güç harcanacak ise de bu direnç küçük yapılarak kaybolan güç önemli ölçüde azaltılabilir. Ayrıca yükten bir doğru akım akması halinde doğabilecek sakıncalar da artık söz konusu değildir.

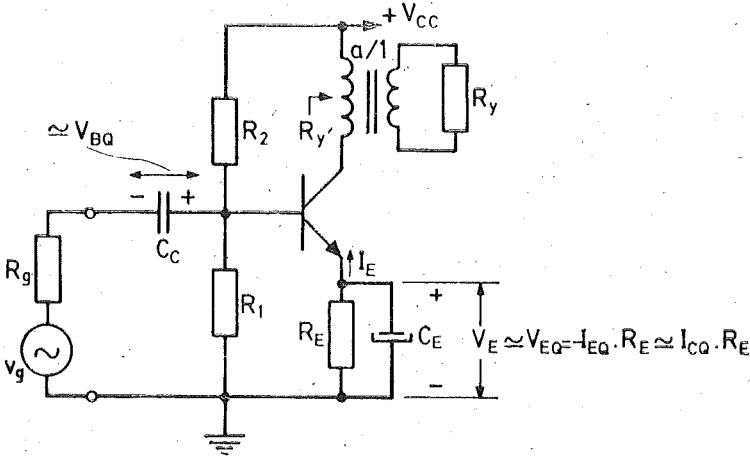


Şekil 8.2. Direnç yüklü kuvvetlendirici.



Şekil 8.3. Yüke bir çıkış transformatörü ile bağlanmış bir kuvvetlendirici.

b) Değişirme oranı uygun seçilerek transformatörün birinci taraf uçlarından görülen direncin, transistör için en uygun olan R_y' yük değerine eşit olması sağlanabilir. Böylece transistörü, daha büyük bir çıkış gücünü daha verimli olarak verecek şekilde kullanmak mümkün olur.

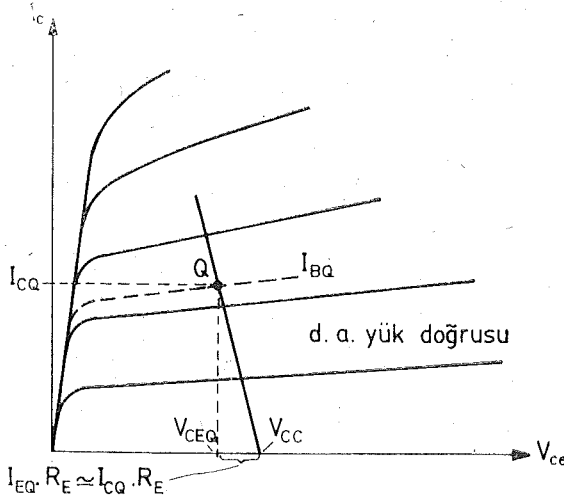


Şekil 8.4. A sınıfı transistörli kuvvetlendirici.

Bu şekilde yüke bir çıkış transformatörü ile bağlanan A sınıfı bir güç kuvvetlendiricisi devresi gerçekte, Şekil 8.4. deki gibi olacaktır. R_B , R_1 ve R_2 dirençleri hem tranzistor için seçilen doğru akım çalışma noktasını belirleyecek hem de —tranzistorda harcanan güç büyük olacağı için gerilim kuvvetlendiricilerindekinden daha da önemli olan— ısı kararlılığın sağlanmasına yarayacaktır. C_c bağlama kondansatörü ile C_E köprüleme kondansatörü kuvvetlendirilecek olan en alçak frekanslı bileşenler için bile kısa devre sayılabilecek kadar büyük değerlidir. Bu özellik, bir başka bakış açısından, bu kondansatörlerden herbirinin, kendine seri gelen toplam eşdeğer dirençle belirlediği zaman sabitesinin, en alçak frekanslı işaret bileşeninin periyoduna göre çok büyük olması demektir. O halde devrenin girişinde bir işaret yokken (sükûnet halinde) bu kondansatörlerin uçları arasında bulunan doğru gerilimlerin girişe bir işaret uygulandığında sükûnetteki değerlerini korudukları kabul edilebilir.

Girişe uygulanan v_g değişken gerilim kaynağının iç direnci R_g dir. R_1 ve R_2 baz bölücü dirençlerinin paralel eşdeğeri genellikle tranzistorun giriş direncine göre yeteri kadar büyüktür. Çıkış transformatörünün birinci taraf sargı direncinin de ihmal edilebilecek kadar küçük olması sağlanabilir.

Şimdi, yukarıda yaptığımız kabulleri göz önünde tutarak tranzistorun doğru akım yük doğrusunu çıkış özgeçirileri üzerinde gösterelim (Şekil 8.5.). Tranzistorun I_c kolektör doğru akımı sıfır iken kolektör emetör



Şekil 8.5. Şekil 8.4. deki devrede tranzistorun doğru akım yük doğrusu ve çalışma noktası (Çıkış transformatörünün birinci taraf sargı direnci ihmal edilebilecek kadar küçük kabul edilmiştir).

gerilimi $V_{CE}=V_{CC}$ dir. I_c yi arttırsak R_E direnci üzerinde $R_E \cdot I_E \approx R_E \cdot I_C$ değerinde bir gerilim düşümü meydana gelir ve

$$V_{CE} \approx V_{CC} - R_E \cdot I_C \quad (8.1)$$

olur. Bu bağıntı V_{CE} eksenini V_{CC} noktasında kesen ve eğimi $(-1/R_E)$ ye eşit olan bir doğru ile gösterilebilir. Bu doğruya tranzistorun *doğru akım yük doğrusu* denir ve herhangi bir I_c kolektör doğru akımı değeri için tranzistorun V_{CE} kolektör-emetör doğru geriliminin ne kadar olacağını gösterir.

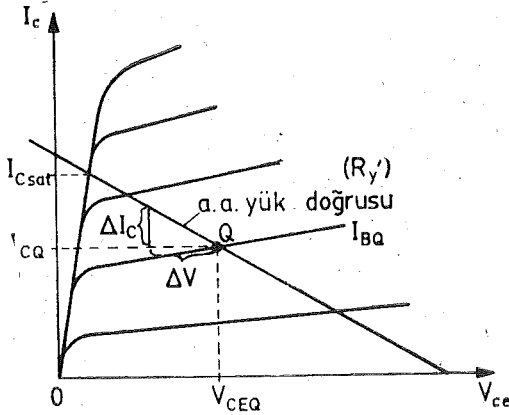
Tranzistor için bir I_{CQ} sükûnet akımı seçilmişse çalışma noktası d.a. yük doğrusu ile $I_c=I_{CQ}$ doğrusunun kesiştiği Q noktası olacaktır. Şekil 8.5. de, seçilen I_{CQ} akımını akıtmak için gerekli I_{BQ} baz akımı, R_E üzerinde I_{BQ} ($\approx I_{CQ}$) akımının meydana getireceği gerilim düşümü ve bunun yardımı ile tranzistorun sükûnetteki kolektör-emetör gerilimi (V_{CEQ}) işaretilenmiştir.

Devrenin doğru akım ve gerilimlerini bu şekilde belirledikten sonra, baz akımının I_{BQ} sükûnet akımı etrafında $i_b = \Delta I_B$ ani değeri ile değiştirildiğini kabul edelim. Kolektör akımında da buna bağlı bir ΔI_C değişimi meydana gelecektir. İşaret frekansında çıkış transformatörü ideal bir transformator gibi davranıyorsa birinci taraf (primer) uçlarından görünen direnç $R_v' = a^2 \cdot R_v$ ve bunun uçlarında meydana gelen alternatif gerilim düşümü $\Delta V = \Delta I_C \cdot R_v'$, tranzistorun kolektör-emetör geriliminin ani değeri de $(V_{CEQ} - \Delta V)$ olur. Böylece varılan, kolektör akımındaki herhangi bir ΔI_C anî artımının kolektör-emetör gerilimini $\Delta V = \Delta I_C \cdot R_v'$ kadar azaltacağı sonucu çıkış özgeçirileri üzerinde işaretlenirse Q noktasından geçen ve eğimi $(-1/R_v')$ olan bir doğru elde edilir (Şekil 8.6.). Bu doğruya tranzistorun *alternatif akım yük doğrusu* denir. Şekilden açıkça görüleceği gibi kolektör akımının alabileceği en küçük ani değer sıfır, en büyük ani değer ise $I_{C \text{ sat}}$ ile gösterilmiş olan doyma (satürasyon) akımı değeridir. Kolektör akımının, sükûnet değerinin iki yanındaki değişim alanının eşit olabilmesi (değişimin sinüs biçimi, yahut genel olarak simetrik olması halinde mümkün olduğu kadar büyük genlikli bir kolektör akımı dalgalanması elde edilebilmesi) için R_v' a.a. yük direncinin, $I_{C \text{ sat}} = 2 I_{CQ}$ şartını sağlayacak değerde olması gerekeceği kolayca görülür. Bu durumda transformatorün uçlarındaki gerilimin değişim alanı da iki yönde eşit olmak şartı ile alabileceği en büyük değere sahip olur ve tranzistorun kolektör-emetör geriliminin alabileceği en büyük değer olan V_{CEM}

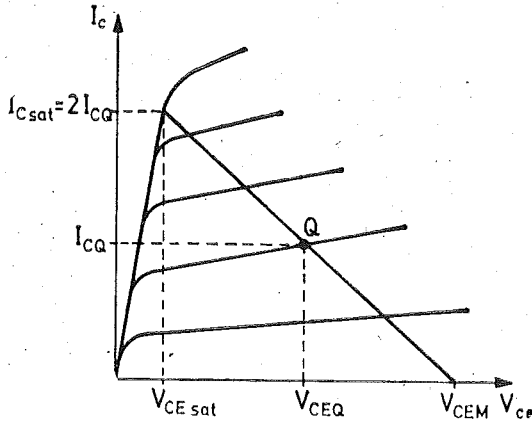
$$V_{CEM} = V_{CEQ} + (V_{CEQ} - V_{CE sat})$$

$$V_{CEM} = 2 V_{CEQ} - V_{CE sat} \approx 2 V_{CEQ} \quad (8.2)$$

bağıntısı ile hesaplanabilir (Şekil 8.7.).



Şekil 8.6. a.a. yük doğrusu.



Şekil 8.7. Maksimum genlikli çalışma için çalışma noktasının yeri.

Devrenin verebileceği maksimum çıkış gücünü ve verimi hesaplamaya geçmeden önce kolektör akımı ile kolektör-emetör geriliminin maksimum değerlerini ($I_{C sat}$ ve V_{CEM} yi) ve tranzistorda harcanan gücü, kullanılan tranzistorun sınır değerleri açısından inceleyelim :

Bir tranzistorla ilgili sınır değerler akım, gerilim ve güçlerin tranzistora zarar gelmeden alabileceği en büyük değerlerdir. İncelediğimiz devre bakımından önemi olan sınır değerler

— Kolektör akımının tepe değerinin (I_{CM}) alabileceği en büyük ani değer,

— Kolektör-emetör geriliminin alabileceği en büyük değer (bu değer baz-emetör arasındaki toplam dış devre direnci olan R_{BE} ye bağlıdır ve $R_{BE}=0$ için maksimumdur).

— Belirli bir çevre sıcaklığı, yahut belirli bir kılıf sıcaklığı için tranzistorda harcanan toplam gücün (P_{tot}) alabileceği en büyük değerdir.

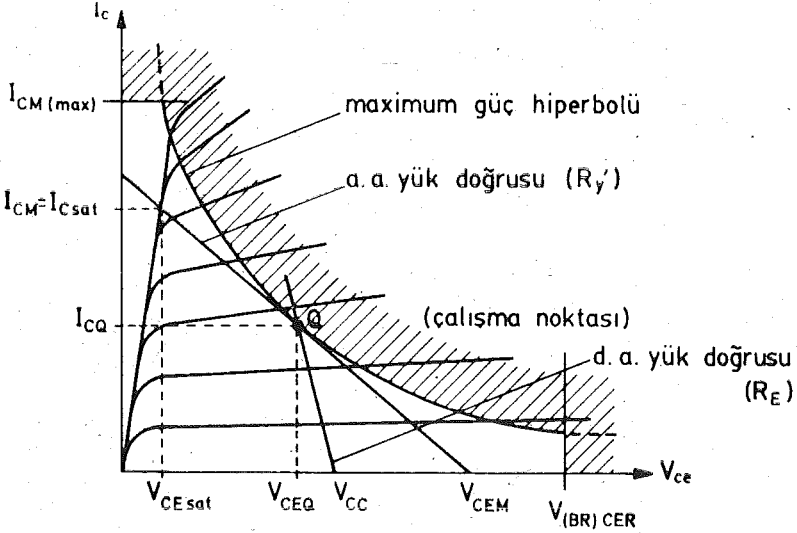
I_{CM} 'nin alabileceği en büyük değer tranzistorun yapısına, özellikle jonksiyon alanlarına bağlı bir büyüklük olup genellikle $I_{CM(max)}$ ile gösterilir.

Bir tranzistorun kolektör-emetör dayanma gerilimi, tranzistorun dış devresine bağlıdır. Baz açık devre iken tranzistorun dayanabileceği en büyük kolektör-emetör gerilimi $V_{(BR)CEO}$, baz emetöre kısa devre edilmişkenki dayanma gerilimi $V_{(BR)CES}$ ile gösterilir ve $V_{(BR)CEO} < V_{(BR)CES}$ dir. Baz ile emetör arasındaki R_{BE} dış devre direnci değerine bağlı olarak dayanma gerilimi bu iki uç değer arasında bir değer alır ve R_{BE} ye bağlı olarak değişimi, tranzistorun yapıcısı tarafından verilir.

Tranzistorda harcanan toplam gücün maksimum değeri $P_{tot(max)}$ çevre sıcaklığına ve tranzistor içinde harcanarak ısıya dönüşen gücün çevreye ne ölçüde yayılabildiğine bağlıdır (bu konu ilerde etraflı olarak incelenecektir).

O halde, A sınıfı bir çıkış katında çalışma noktası ve yük direnci belirlenirken bu sınır değerlerden hiçbirinin aşılmaması gerekir. İncelenen devrede sükûnet halinde tranzistorda harcanan güç (doğru akım gücü) I_{CQ} ile V_{CEQ} nun çarpımına eşittir. Tranzistorun çıkış özgeçirileri üzerine $I_c \cdot V_{ce} = P_{tot(max)} = \text{sabit eğrisi çizilirse}$ (Şekil 8.8.) bu hiperbolün üzerinde $I_c \cdot V_{ce}$ çarpımının gücün sınır değerine eşit olacağı, hiperbolün üst tarafında çarpımın sınır değeri aşacağı, hiperbolün altında kalan bölgede ise $I_c \cdot V_{ce}$ çarpımının (tranzistorda harcanan gücün) sınır değerden küçük olacağı kolayca görülebilir. O halde, belirli bir tranzistor ve belirli bir V_{CC} besleme gerilimi için Q çalışma noktası belirlenirken bu noktanın $I_c \cdot V_{ce} = P_{tot(max)}$ bağıntısının belirlediği «maksimum güç hiperbolü»nün dışına düşmemesine dikkat etmek gerekir. Çalışma noktası ile birlikte a.a.

yük doğrusunun belirlediği I_{CM} ve V_{CEM} nin de bunlarla ilgili sınır değerlerin altında kalması gerekeceği açıktır.



Şekil 8.8. A sınıfı bir güç kuvvetlendiricisi için sınır değerler ve güvenli çalışma bölgesi.

Devre, kolektör akımı I_{CQ} sükûnet değerinin iki yanında simetrik olarak 0 dan $I_{CM}=2I_{CQ}$ ya kadar değişecek şekilde sinüzoidal bir işaret kaynağından sürüldüğünde transformatörün primerine verilen a.a. gücü (devreden elde edilebilecek maksimum çıkış gücü), akım dalgalanmasının tepe değeri (I_{CQ}) ve gerilim dalgalanmasının tepe değeri ($V_{CEQ}-V_{CE sat}$) cinsinden kolayca hesaplanabilir :

$$(P_y')_{max} = (1/2) I_{CQ} \cdot (V_{CEQ} - V_{CE sat}) \quad (8.3)$$

V_{CC} besleme kaynağından çekilen d.a. gücü ise

$$P_{DA} = V_{CC} \cdot I_{CQ} \quad (8.4)$$

dir. Buradan, devreden maksimum çıkış gücü elde edilirkenki verim,

$$(\eta)_{max} = \frac{\frac{1}{2} I_{CQ} \cdot (V_{CEQ} - V_{CE sat})}{I_{CQ} \cdot V_{CC}}$$

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E$$

olduğundan

$$(\eta)_{\max} = \frac{\frac{1}{2} \cdot (V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E - V_{CE \text{ sat}})}{V_{CC}} \quad (8.5)$$

bulunur. R_E direncindeki gerilim düşümü ve $V_{CE \text{ sat}}$ doyma gerilimi V_{CC} yanında ihmal edilebilecek kadar küçük kabul edilirse

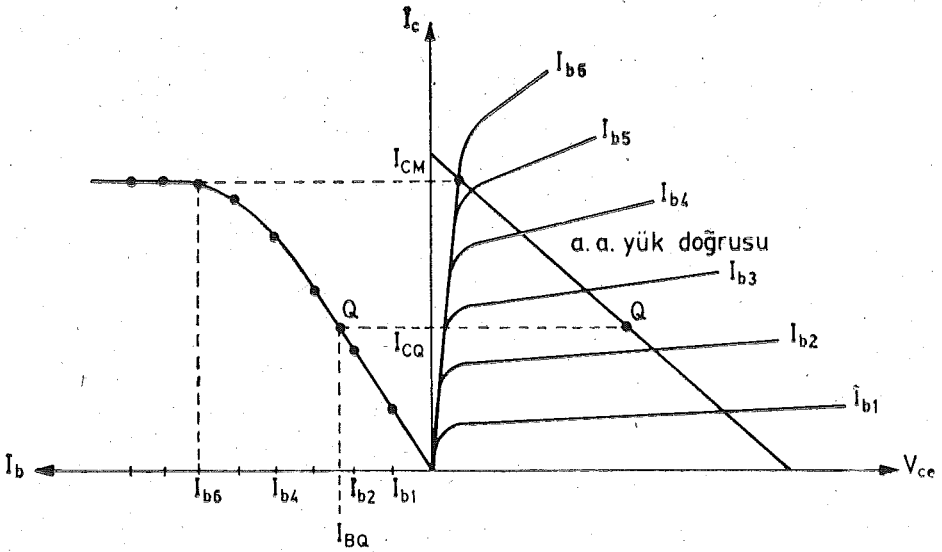
$$(\eta)_{\max} = 1/2 = \% 50 \quad (8.6)$$

bulunur. Ancak bu varsayımlar pratikte hiçbir zaman gerçekleştiremeyeceğinden verim de $\% 50$ den küçük olur. Ayrıca bu verim, transformatörün primerine verilen a.a. gücü esas alınarak hesaplanmıştır. Transformatörün verimi de (η_{tr}) de hesaba katıldığında devrenin toplam maksimum verimi

$$(\eta_T)_{\max} = (\eta)_{\max} \cdot \eta_{tr} \quad (8.7)$$

bulunur.

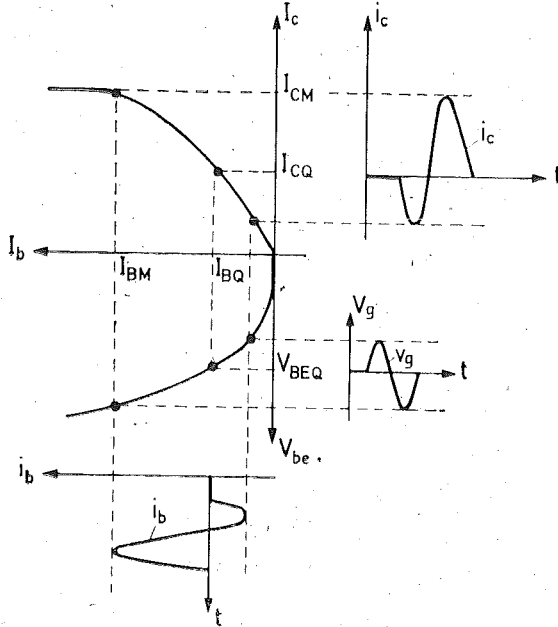
A sınıfı bir kuvvetlendiricide aktif elemanın nonlineerliği nedeni ile akım dalgalanmasında meydana gelen distorsiyonun doğuracağı ortalama değer değişmesi ihmal edilirse besleme kaynağından çekilen doğru akım ve dolayısı ile kaynaktan çekilen gücün, yüke aktarılan güçten bağımsız olarak sabit kaldığı kabul edilebilir. O halde tranzistorda harcanan güç, yüke aktarılan güç maksimum olduğunda en küçük, yüke akta-



Şekil 8.9. A sınıfı bir kuvvetlendiricide çalışma geçiş eğrisinin elde edilmesi.

rılan güç sıfır olduğunda en büyük ve besleme kaynağından çekilen güç eşit olacaktır.

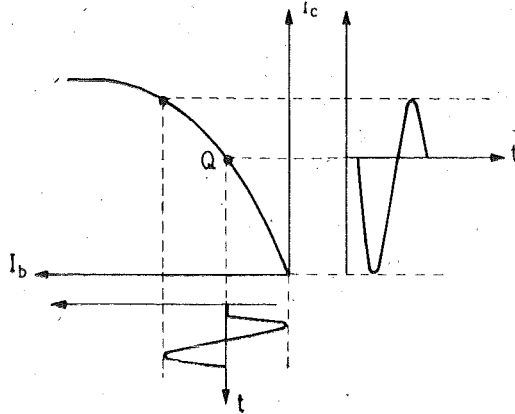
Maksimum çıkış gücü ve verimi hesaplarırken kolektör akımının, sükûnet değerinin iki yanında simetrik olarak 0 dan $2 I_{CQ}$ değerine kadar değiştiğini kabul ettik. Aslında, tranzistor özgeçirlerinin doğrusal (lineer) olmaması yüzünden bu varsayımın —yaklaşık olarak da olsa— gerçekleşebilmesi için sürücü kaynak iç direncinin belirli bir değere sahip olması gerekir. Şekil 8.9. da A sınıfı bir kuvvetlendiricinin $I_c = f(I_b)$ çalışma geçiş eğrisi, çıkış özgeçirileri ile R_v' yük doğrusu yardımı ile çizilmiştir. Şekil 8.10. da da geçiş eğrisi ile $I_b = f(V_{be})$ giriş eğrisi bir arada verilmiş



Şekil 8.10. A sınıfı bir kuvvetlendiricinin bir gerilim kaynağından sürülmesi halinde baz akımı ve kolektör akımı dalga şekilleri.

ve baz emetör geriliminin V_{BEQ} sükûnet değeri etrafında sinüzoidal olarak değişmesi halindeki baz akımı ve kolektör akımı dalga şekilleri gösterilmiştir. Görüldüğü gibi V_{be} den I_b ye ve I_b den I_c ye geçişin doğrusal olmaması yüzünden baz akımı ve kolektör akımı dalga şekillerinde önemli ölçüde şekil bozulması (eğrisellik bozulması, nonlinear distorsiyon) meydana gelmektedir. Şekil 8.11. de de tranzistorun bir akım kaynağından

—yahut çok büyük iç dirençli bir gerilim kaynağından— sürülmesi halinde kolektör akımının nasıl değişeceği gösterilmiştir. Şekil 8.10. ve 8.11. deki kolektör akımı dalga şekilleri karşılaştırılırsa meydana gelen şekil bozulmasının ters yönde olduğu görülür. O halde, sürücü kaynak iç direncinin —sıfırla sonsuz arasında— belirli bir değeri için kolektör akımı dalga şeklindeki bozulma minimum olacaktır.



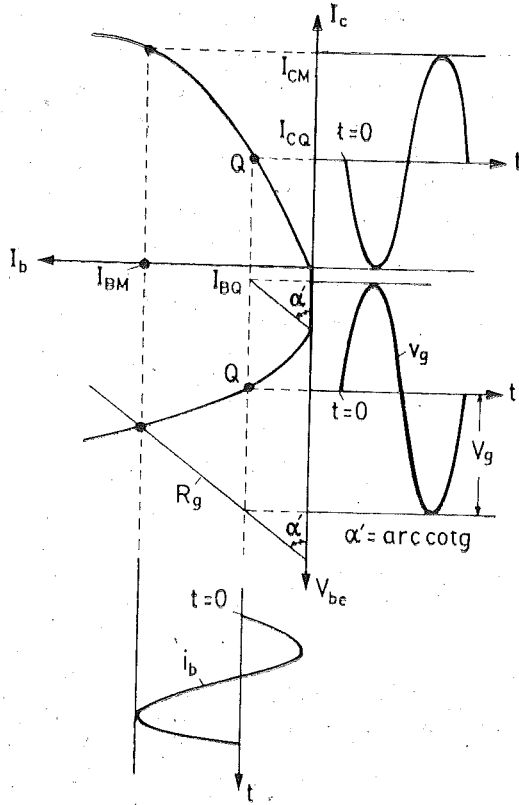
Şekil 8.11. A sınıfı bir kuvvetlendiricinin bir akım kaynağından sürülmesi halinde kolektör akımı dalga şekli.

Şekil 8.12. de R_g iç direnci uygun seçilmiş bir sinüzoidal gerilim kaynağından sürülen bir kuvvetlendiricide maksimum çıkış gücü için dalga şekilleri gösterilmiştir. Görüldüğü gibi sinüzoidal olan v_g geriliminin doğurduğu i_b baz akımının dalga şekli bozuk olduğu halde i_c kolektör akımı düzgün ve v_g 'ninkine benzer bir dalga şekline sahiptir.

v_g kaynağının devreye verdiği güç, akıttığı akım (i_b) tam sinüzoidal olmamakla beraber, akımın tepe değeri $I_{BM}/2$ kabul edilerek yaklaşık olarak hesaplanabilir :

$$P_g = \frac{1}{2} V_g \cdot (I_{BM}/2)$$

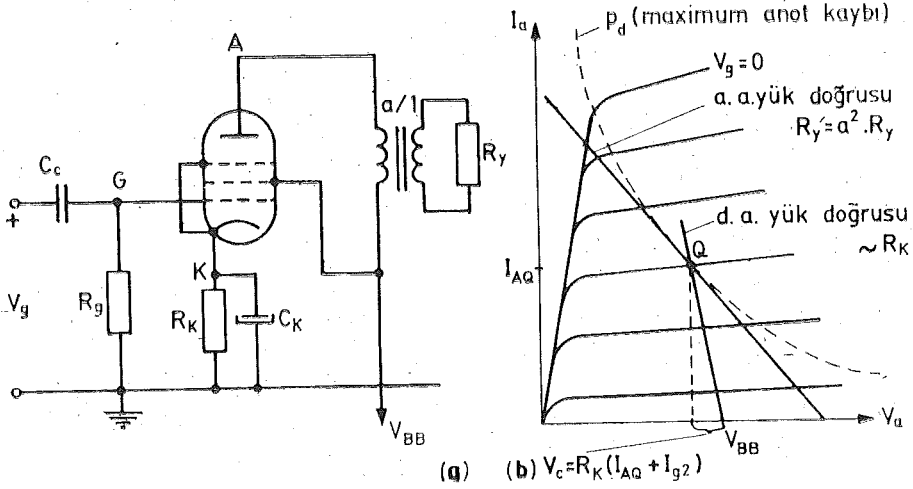
A sınıfı tranzistorlu güç kuvvetlendiricileri verim AB ve B sınıfı kuvvetlendiricilere göre oldukça düşük olduğu için büyük çıkış güçlerinde kullanılmaya elverişli değildir. Ancak verimin pek önemli olmadığı hallerde ve küçük güçler için, bir de büyük güçlü AB veya B sınıfı kuvvetlendiriciler için gerekli giriş gücünü sağlamak üzere sürücü kat olarak kullanılırlar.



Şekil 8.12. Uygun iç dirençli bir kaynaktan sürülen A sınıfı bir kuvvetlendiricide maksimum çıkış gücü için dalga şekilleri.

8.3. Tüplü A Sınıfı Güç Kuvvetlendiricileri.

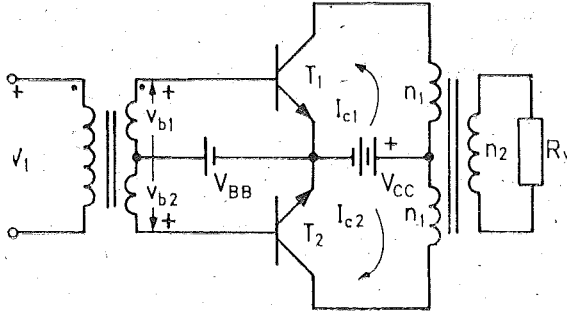
Tranzistorların yaygınlaşmasından önce alçak frekanslarda güç kuvvetlendiricisi olarak A sınıfı pentotlu devreler geniş ölçüde kullanılıyordu. Triyotlu devreler hem verimleri düşük olduğu hem de belirli bir çıkış gücünü elde etmek için gerekli sürücü gerilim değeri pentotlu devrelere göre daha yüksek olduğu için pentotlu devrelere oranla daha az kullanılmışlardır. Pentotların çıkış özgeğrileri şekil bakımından tranzistorlarınkine çok benzediğinden tranzistorlu devreler için bulunmuş olan maksimum çıkış gücü ve verim bağıntıları aynen geçerlidir. Şekil 8.13. de pentotlu bir A sınıfı güç kuvvetlendiricisinin şeması ile çıkış özgeğrisi üzerinde işaretlenmiş çalışma noktası ve yük doğruları gösterilmiştir.



Şekil 8.13. (a) Pentotlu bir A sınıfı güç kuvvetlendiricisi. (b) Kuvvetlendiricinin Q çalışma noktası, d.a. yük doğrusu ve a.a. yük doğrusu.

8.4. Puşpul (Simetrik) Kuvvetlendiriciler.

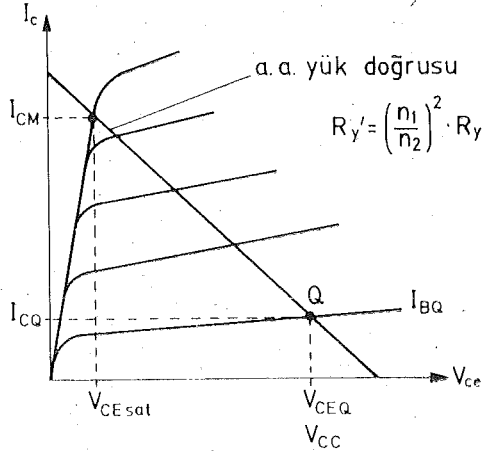
Kısım 8.1. de B veya AB sınıfında çalışacak şekilde kutuplanmış bir elemanda çıkış akımı dalga şeklinin bir taraftan kırılmış olacağı, giriş işaretinininkine benzeyen bir dalga şekli elde edebilmek için iki elemanla gerçekleştirilen simetrik bir devre kullanılması gerektiği belirtilmişti. Şekil 8.14. de aynı tipten (nnp tipi) iki tranzistorla gerçekleştirilen bir puşpul (push-pull) kuvvetlendirici şeması verilmiştir. Devredeki tranzistorlar A, AB veya B sınıfında çalışacak şekilde kutuplanmış olabilirler.



Şekil 8.14. Bir puşpul kuvvetlendiricinin prensip şeması.

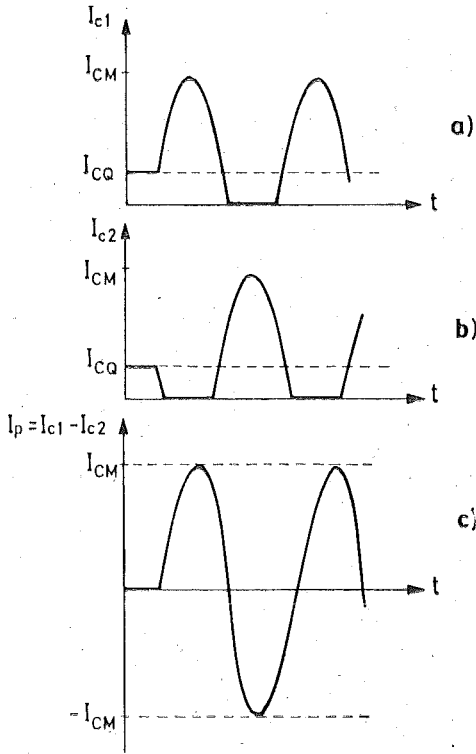
Şimdi tranzistorların —bir ara durum olan— AB sınıfında kutuplanmış olduklarını kabul ederek devrenin temel özelliklerini inceleyelim :

Sükûnet halinde her iki tranzistorun baz emetör gerilimleri eşittir ($V_{BEQ} = V_{BB}$). Kolektör besleme gerilimleri de eşit olduğundan I_{c1} ve I_{c2} akımlarının sükûnetteki değerleri eşit olacaktır. Bu akım (I_{CQ}) tranzistorlardan birine ait çıkış özgeçirileri üzerinde Şekil 8.15. de gösterilmiştir. Çıkış transformatörünün birinci taraf sargı direncindeki d.a. gerilim düşümünün çok küçük olacağı kabul edilerek $V_{CC} = V_{CEQ}$ alınmıştır.



Şekil 8.15. AB sınıfı bir puşpul kuvvetlendiricide çalışma noktası ve a.a. yük doğrusu.

Tranzistorların girişlerine uygulanan işaret gerilimleri (v_{b1} ve v_{b2}) zıt fazdadır. v_1 giriş işaretinin sinüs biçimi olduğu kabul edilirse bunun pozitif yarıperiyodunda T_1 'in toplam baz-emetör gerilimi ve buna bağlı olarak baz akımı ve kolektör akımı artacaktır. Kolektör akımındaki bu değişken bileşenin doğuracağı gerilim düşümü T_1 'in alternatif akım yük doğrusu (R_v') ile belirlidir. Akım en çok I_{CM} doyma akımı değerine kadar artabilir. Bu durumda kolektör-emetör gerilimi de V_{CEsat} değerine düşer. v_1 'in negatif yarıperiyodunda ise T_1 'in toplam baz-emetör gerilimi sükûnetteki değerinin altına düşer ve belirli bir değerden sonra T_1 kesime girer. Sinüs biçimi ve pozitif yarıperiyotta T_1 'i doyma sınırına kadar süren bir giriş işareti için I_{c1} 'in zamanla değişimi Şekil 8.16. a da gösterilmiştir. Aynı giriş işareti için I_{c2} 'nin ve transformatörün ($I_{c1} - I_{c2}$) olarak ifade edebileceğimiz toplam birinci taraf akımının değişimleri de Şekil 8.16. a ve b de verilmiştir.



Şekil 8.16. AB sınıfı püspül kuvvetlendiricide (a) T_1 'in kolektör akımı, (b) T_2 'nin kolektör akımı, (c) çıkış transformatörünün toplam birinci taraf akımı.

Buna göre transformatörün birinci taraf akımı, I_{CM} tepe değeri ile, yaklaşık olarak sinüs biçimi sayılabilecek bir şekilde değişmektedir.

Transformatörün giriş uçları arasındaki gerilimin değişimine gelince; tranzistorların kolektörlerine bağlı olan uçlardan herbirinin orta uca göre geriliminin sükûnetteki değeri 0 ve tranzistordan I_{CM} akımı akarkenki değeri

$$V_M = V_{CEQ} - V_{CE sat}$$

dir. O halde transformatörün birinci taraf geriliminin tepeden tepeye değişimi $2 V_M$, yani tepe değeri V_M olacaktır.

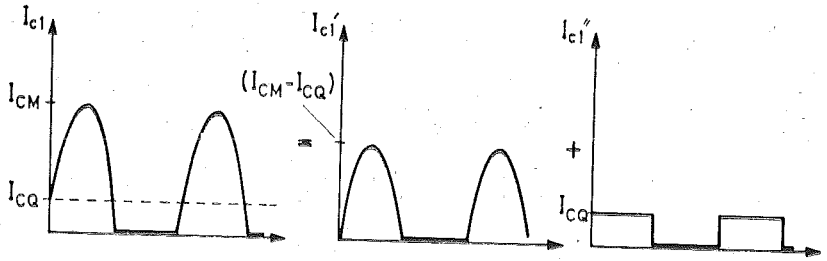
Buradan transformatörün girişine verilen gücün maksimum değeri hesaplanabilir :

$$(P_y)'_M = \frac{1}{2} I_{CM} \cdot V_M$$

$$(P_y)'_M = \frac{1}{2} I_{CM} (V_{CEQ} - V_{CE sat})$$

$$(P_y)'_M = \frac{1}{2} I_{CM} V_{CEQ} \left(1 - \frac{V_{CE sat}}{V_{CEQ}} \right)$$

Bu durumda devrenin V_{CC} besleme kaynağından çektiği doğru akımların T_1 ve T_2 'nin akımlarının doğru bileşenleri (ortalama değerleri)nin toplamına eşittir. Ortalama değerler Şekil 8.16. a ve b den akım değişimi bir periyot boyunca integrali alınıp periyoda bölünerek hesaplanabilir. Hesabı, akım değişimini Şekil 8.17. deki gibi iki bileşene ayırıp bunları



Şekil 8.17. Tranzistörlerden birinin akımının ortalama değerinin yaklaşık olarak bulunması.

birini $(I_M - I_{CQ})$ tepe değerli yarım sinüs dalgaları, ötekini ise I_{CQ} tepe değerli bir kare dalga kabul etmek sureti ile yaklaşık olarak fakat kolayca yapmak mümkündür. Bilindiği gibi yarım sinüs dalgaları biçimi de bir değişimin ortalama değeri tepe değerinin π 'de biri, bir kare dalganın ortalama değeri ise tepe değerinin yarısıdır. Buradan, devre maksimum çıkış gücünü verecek şekilde sinüs biçimi bir işaretle sürüldüğü de I_{c1} 'in ortalama değeri (doğru bileşeni)

$$(I_{DA})_M = \frac{I_{CM} - I_{CQ}}{\pi} + \frac{I_{CQ}}{2}$$

bulunur. I_{c2} 'nin doğru bileşeni de buna eşit olacağından devrenin maksimum çıkış gücü için besleme kaynağından çektiği toplam doğru akım

$$\begin{aligned}
 (I_{DA})_M &= \frac{2}{\pi} \cdot (I_{CM} - I_{CQ}) + I_{CQ} \\
 &= \frac{2}{\pi} I_{CM} \left[1 + \left(\frac{\pi}{2} - 1 \right) \cdot \frac{I_{CQ}}{I_{CM}} \right]
 \end{aligned} \quad (8.9)$$

ve çekilen toplam doğru akım gücü

$$\begin{aligned}
 (P_{DA})_M &= V_{CC} \cdot (I_{DA})_M = V_{CEQ} \cdot (I_{DA})_M \\
 (P_{DA})_M &= \frac{2}{\pi} V_{CEQ} \cdot I_{CM} \left[1 + \left(\frac{\pi}{2} - 1 \right) \frac{I_{CQ}}{I_{CM}} \right]
 \end{aligned} \quad (8.10)$$

bulunur. (8.8) ve (8.10) bağıntıları yardımı ile devreden *maksimum güç elde edilirkenki* verim

$$\begin{aligned}
 (\eta)_M &= \frac{(P_y')_M}{(P_{DA})_M} = \frac{\frac{1}{2} \cdot I_{CM} \cdot V_{CEQ} \cdot \left[1 - \frac{V_{CE sat}}{V_{CEQ}} \right]}{\frac{2}{\pi} \cdot V_{CEQ} \cdot I_{CM} \cdot \left[1 + \left(\frac{\pi}{2} - 1 \right) \frac{I_{CQ}}{I_{CM}} \right]} \\
 (\eta)_M &= \frac{\pi}{4} \frac{\left[1 - \frac{V_{CE sat}}{V_{CEQ}} \right]}{\left[1 + \left(\frac{\pi}{2} - 1 \right) \frac{I_{CQ}}{I_{CM}} \right]}
 \end{aligned} \quad (8.11)$$

bulunur. Bu bağıntı, genellikle $V_{CE sat} \ll V_{CEQ}$ olduğu göz önünde tutularak basitleştirilebilir ve sayısal değerler de hesaplanıp yerine konularak

$$(\eta)_M = 0,78 \frac{1}{1 + 0,6 \cdot \frac{I_{CQ}}{I_{CM}}} \quad (8.12)$$

elde edilir.

AB sınıfı çalışma için elde edilmiş olan yukardaki bağıntılarda $I_{CQ} = 0$ konularak B sınıfı çalışma için geçerli olan bağıntılara kolayca ulaşılabilir:

$$(P_y')_M = \frac{1}{2} I_{CM} V_{CEQ} \left(1 - \frac{V_{CE sat}}{V_{CEQ}} \right) \quad (8.13)$$

$$(P_{DA})_M = \frac{2}{\pi} I_{CM} V_{CEQ} \quad (8.14)$$

$$(\eta)_M = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{V_{CE sat}}{V_{CEQ}} \right) = 0,78 \quad (8.15)$$

(8.15) bağıntısına göre, devreden *maksimum çıkış gücü elde edilirken* tranzistorlarda harcanan toplam güç

$$(P_T)_M = (P_{DA})_M - (P_y)_M = (P_y')_M \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$$

$$(P_T)_M \approx (P_y')_M \cdot 0,28 \quad (8.16)$$

bulunur. Ancak B sınıfı kuvvetlendiricilerde tranzistorlarda harcanan gücün alabileceği en yüksek değer bu değildir. B sınıfı çalışmada herhangi bir çıkış gücü için kolektör akımının tepe değeri I_P ile gösterilirse $k \leq 1$ olmak üzere

$$I_P = k \cdot I_{CM}$$

yazılabilir. Transformatörün girişindeki gerilim dalgalanmasının tepe değeri ise I_P nin R_y' üzerinde meydana getirdiği gerilim düşümüne eşit olduğundan

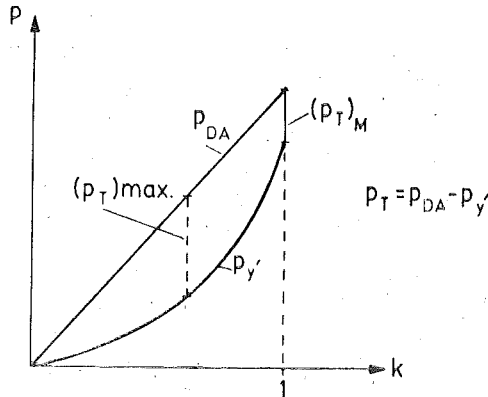
$$V_P = I_P \cdot R_y' = k \cdot I_{CM} \cdot R_y' \approx k V_{CEQ}$$

bulunur. Buradan çıkış gücü ve besleme kaynağından çekilen d.a. gücü hesaplanırsa

$$P_y' = \frac{1}{2} I_P V_P = \frac{1}{2} k^2 I_{CM}^2 \cdot R_y' \quad (8.17)$$

$$P_{DA} = (2/\pi) k I_{CM} \cdot V_{CEQ} \quad (8.18)$$

çıkar. Bu bağıntılara göre P_y' nün ve P_{DA} nın k ya bağlı olarak değişimleri incelenirse her ikisinin de $k=0$ için sıfırdan başladığı, fakat P_{DA} k ile orantılı olarak değişirken P_y' nün k nın karesi ile orantılı olarak değiştiği görülür (Şekil 8.18.). $k=1$ 'e (maksimum çıkış gücüne) karşı düşen $(P_T)_M$,



Şekil 8.18. P_{DA} ve P_y' nün k ile değişimi.

şekil üzerinde işaretlenmiştir. k nın daha küçük değerleri için P_T nin önce artacağı, k nın belirli bir değeri için bir maksimumdan geçtikten sonra $k=0$ için sıfır olacak şekilde azalacağı açıkça görülmektedir. Yani tranzistorlarda harcanan güç çıkış gücünün maksimum olduğu $k=1$ durumunda değil, *maksimum çıkış gücünden daha küçük bir çıkış gücü için* maksimum olmaktadır.

Tranzistorlarda harcanan güç k ya bağlı olarak (8.17) ve (8.18) bağıntılarından hesaplanabilir :

$$\begin{aligned} P_T &= P_{DA} - P_{y'} = \frac{2}{\pi} k \cdot I_{CM} \cdot V_{CEQ} - \frac{1}{2} k^2 I_{CM}^2 \cdot R_{y'} \\ &= \frac{2}{\pi} k \cdot I_{CM} \cdot V_{CEQ} - \frac{1}{2} k^2 I_{CM} V_{CEQ} \\ P_T &= I_{CM} \cdot V_{CEQ} \cdot \left[\frac{2}{\pi} k - \frac{1}{2} k^2 \right] \end{aligned} \quad (8.19)$$

Bu gücü maksimum yapan k değeri hesaplanırsa,

$$\frac{d(P_T)}{dk} = I_{CM} \cdot V_{CEQ} \cdot \left[\frac{2}{\pi} - k \right] = 0$$

dan,

$$k = 2/\pi \quad (8.20)$$

bulunur. Bu k değerine karşı düşen P_T , *yani tranzistorlarda harcanan gücün alabileceği en büyük değer* (8.19) bağıntısı yardımı ile

$$\begin{aligned} P_{T \max} &= I_{CM} V_{CEQ} \cdot \left[\frac{2}{\pi} \cdot \frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \frac{4}{\pi^2} \right] \\ P_{T \max} &= I_{CM} V_{CEQ} (2/\pi^2) \end{aligned} \quad (8.21)$$

bulunur. Devreden elde edilebilecek maksimum çıkış gücünün değeri ise

$$(P_{y'})_M \approx \frac{1}{2} I_{CM} V_{CEQ} \quad (8.22)$$

dur. Son iki bağıntı yardımı ile tranzistorlarda harcanan gücün alabileceği maksimum değer, devrenin verebileceği maksimum çıkış gücü cinsinden

$$P_{T \max} = \frac{4}{\pi^2} (P_{y'})_M \approx 0,4 (P_{y'})_M \quad (8.23)$$

yahut devrenin verebileceği maksimum çıkış gücü, tranzistorlarda i
canmasına müsaade edilebilecek maksimum güç cinsinden

$$(P_y')_M \approx 2,5 \cdot P_{T \max} \quad (8)$$

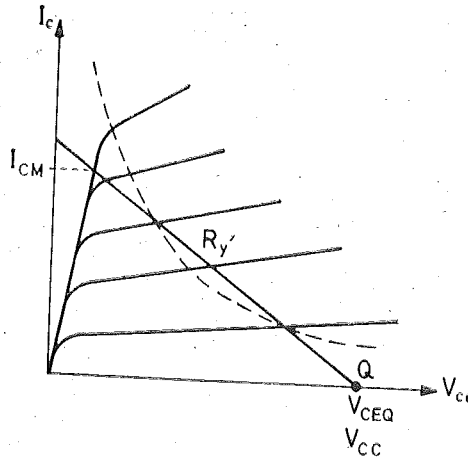
bulunur.

(8.23) bağıntısında $(P_y')_M$ yerine tranzistorlardan birinin a.a. yi
(R_y') cinsinden değeri konulursa

$$(P_y')_M = \frac{1}{2} \frac{V_{CEQ}^2}{R_y'} \quad (8)$$

$$P_{T \max} = 0,2 \frac{V_{CEQ}^2}{R_y'} \quad (8)$$

elde edilir. Buna göre, B sınıfı bir puşpul kuvvetlendiricide sükûnet
 V_{CEQ} gerilimi (ki bu yaklaşık olarak V_{CC} besleme gerilimine eşittir)
müsaade edilen toplam maksimum güç kaybı bilindiğine göre, maksimu
çıkış gücünü elde etmek için kullanılması gereken R_y' a.a. yük diren
hesaplanabilir. Bu dirence karşı düşen yük doğrusu tranzistorun çl
özeğrileri üzerine çizildiğinde bunun tranzistorun maksimum güç hiper
bolü ile kesişmesi ihtimali vardır (Şekil 8.19). Bunun anlamı, ortalar
güç tranzistorun maksimum güç kaybını aşmadığı halde ani gücün zam
zaman bu değeri aşmasıdır. Tranzistorun ısl eylemsizliği (jonksiyon
caklığının, açığa çıkan güce bağlı olarak değişim hızını belirleyen büyü
lük) maksimum güç kaybının aşıldığı sürelerle göre yeteri kadar büyü

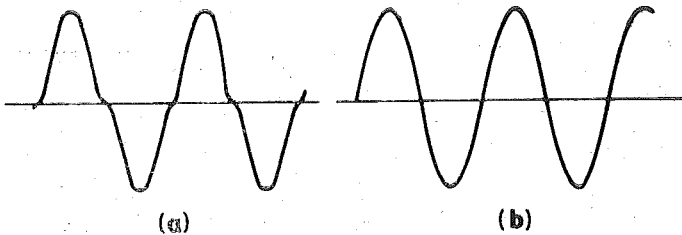


Şekil 8.19. B sınıfı bir kuvvetlendiricide yük doğrusu ve maksimum güç hiperbolü.

se, bu süreler içinde jonksiyon sıcaklığı fazla yükselemeyeceğinden tranzistora bir zarar gelmez. Ses frekansları bölgesi içinde durum genellikle böyledir.

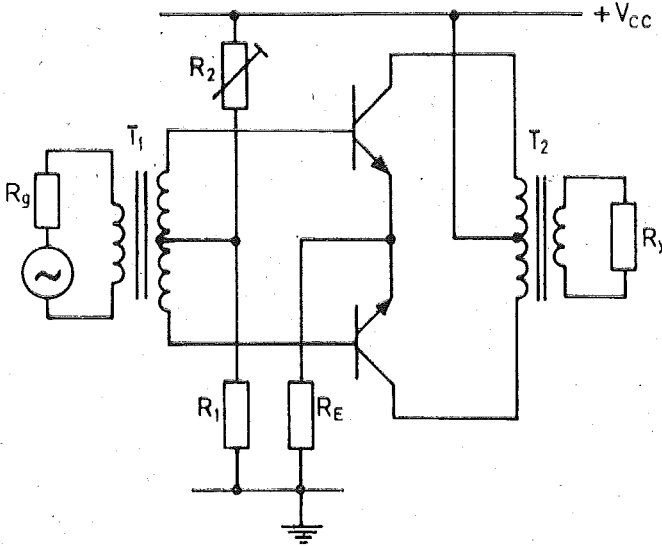
Devredeki tranzistorların tehlikesizce çalışabilmesi için bilindiği gibi akım ve gerilim sınır değerlerinin de aşılmaması gerekir. Kolektör akımı tepe değerinin (I_{CM}), müsaade edilen en büyük değeri olan $I_{CM(max)}$ 'i aşmaması gerekeceği açıktır. Kolektör emetör gerilimine gelince; V_{CC} besleme gerilimi ile beslenen transformatör çıkışlı, puspul B sınıfı bir kuvvetlendiricide (Şekil 8.14.'e bakınız) örneğin T_1 'in akımı maksimum iken uçlarındaki gerilim $V_{CE sat} \approx 0$, o halde transformatör primerinin üst yarısındaki gerilim düşümünün ani değeri —alt uç pozitif olmak şartı ile— yaklaşık olarak V_{CC} dir. Bu sırada T_2 tıklalı durumdadır ve içinden bir akım akmaz. Transformatör primerinin alt yarısında üst yarı akımının (i_{c1} 'in) endüklendiği gerilim —sarımların sayıları eşit olduğundan— V_{CC} 'ye eşittir ve yönü de üst yarıdaki gerilimin yönünün aynısıdır. O halde T_1 'in akımı maksimum iken T_2 'nin uçlarına gelen gerilim yaklaşık olarak $2 V_{CC}$ ye eşittir. Bu duruma göre devredeki tranzistorlardan herbirinin dayanma geriliminin $2 V_{CC}$ den daha büyük olması gereklidir.

Buraya kadar B sınıfı çalışmada çalışma noktasını tam kesimde ($I_{CQ}=0$) aldık. Böyle yapıldığında, tranzistorların giriş özgeçirilerinin birgimi sebebi ile baz akımı —ve dolayısı ile kolektör akımı— dalga şekillerinde, akımın bir tranzistordan diğerine «geçtiği» bölgede tipik bir bozulma meydana gelecektir (Şekil 8.20. a). Bu bozulmaya *geçiş bozulması* veya *geçiş distorsiyonu* denir. Tranzistorların çalışma noktaları —giriş özgeçirileri üzerinde— tam $I_{BQ}=0$ eşik noktasında değil de sükûnette bir miktar akım akacak şekilde, eğrinin yükselmeye başladığı yerde seçilirse bu bozulma önemli ölçüde azaltılabilir (Şekil 8.20. b). Sükûnet akımının, I_{CM} 'nin $1/20$ 'si ile $1/100$ 'ü arasındaki değerleri uygundur.



Şekil 8.20. (a) $I_{CQ}=0$ gerçek B sınıfı çalışmada yük akımı dalga şekli. (b) Sükûnet akımı artırılarak geçiş bozulması azaltılmış yük akımı.

Şekil 8.21. de transformatör çıkışlı B sınıfı bir pushpul kuvvetlendiricinin tam şeması verilmiştir. Girişteki transformatör T_1 ve T_2 için gerekli, eşit genlikli ve zıt fazlı sürücü işaretlerin elde edilmesini sağlar. R_E ısıl kararlılık direnci, çıkış gücünden fazla fedakârlık edilmemesi amacıyla ile, maksimum akımda uçlarındaki gerilim düşümü 1 V civarında olacak şekilde seçilen küçük değerli bir dirençtir. R_1 ve R_2 gerilim bölücüleri, devrenin çalışma noktasını belirler. Genellikle R_2 ayarlanabilir bir dirençtir ve çalışma noktası bunun yardımı ile, çıkış işareti bir osiloskop üzerinde izlenerek —geçiş bozulmasının yeteri kadar küçük olduğu, ancak sükûnet akımının da fazla büyük olmadığı— uygun bir yere ayarlanır. R_E direnci (bir önceki katın eşdeğer çıkış direnci) toplam eğrisellik bozulmasını minimum yapacak değerde olmalıdır.



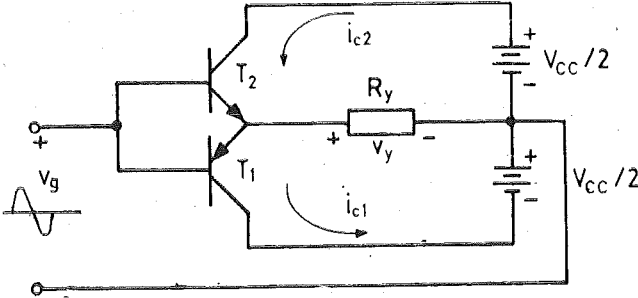
Şekil 8.21. Transzistorlu bir pushpul kuvvetlendiricinin tam şeması.

Tüpler kullanılarak da AB veya B sınıfı kuvvetlendiriciler gerçekleştirilebilir. Pentotlar için, transzistorlar için bulunmuş olan bağıntılar kullanılabilir. Tüplü B sınıfı kuvvetlendiriciler ayrı bir öngerilim kaynağını gerektirdikleri için transzistorlu devreler kadar yaygınlaşmamışlardır.

8.5. Transformatörsüz Puspul Kuvvetlendiriciler.

B sınıfı puspul kuvvetlendiriciler, p-n-p ve n-p-n tipi tranzistorların birlikte sağladığı bazı olanaklardan yararlanılarak transformatörsüz olarak da gerçekleştirilebilirler. Böylece ağır ve pahalı bir eleman olan ve demirin mıknatıslanma eğrisinin lineer olmaması yüzünden devreye ilâve bir distorsiyon getiren transformatörden kurtulduğu için bu tip devreler transformatörlü puspul devrelere göre daha çok kullanılmaktadır. Bu tip devrelerin bir üstünlüğü de bazlara uygulanan sürücü işaretlerin zıt fazda değil aynı fazda olmalarıdır.

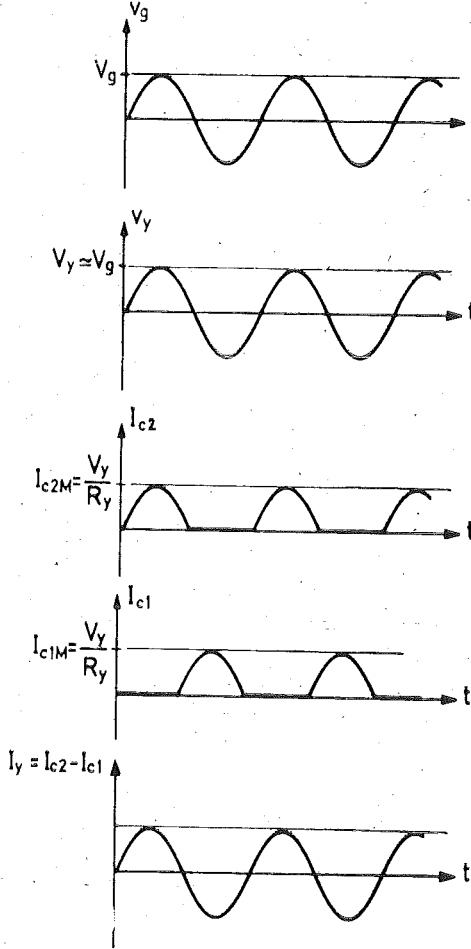
Biri p-n-p diğeri n-p-n tipi olan çıkış tranzistorları ile gerçekleştirilen bu tip kuvvetlendiricilere *eşlenik tranzistorlu* yahut *komplemanter simetrik* kuvvetlendiriciler denir. Kullanılan tranzistorlar aynı tipten olmadıkları halde özelliklerinin (en azından h_{FE} leri ile sınır değerlerinin) mümkün olduğu kadar benzer olması gerekir. Devrenin prensip şeması Şekil 8.22. de verilmiştir. Tranzistorlar iki ayrı besleme kaynağından bes-



Şekil 8.22. Eşlenik tranzistorlu bir puspul kuvvetlendiricinin prensip şeması.

lenmektedir. Tranzistorları iletim eşğinde (B sınıfında) tutan baz kutuplama devresi gösterilmemiştir. Girişlere aynı v_g sürücü işareti uygulanmıştır. Sükûnette ($v_g=0$ iken) T_1 ve T_2 'nin akıtacakları küçük değeri ve eşit kolektör sükûnet akımları R_y yükü üzerinden ters yönde akıtlarından yükten akan bir net doğru akım yoktur. $v_g \neq 0$ için pozitif yarıperiyotta T_2 'nin akımı artar ve R_y yükü ile emetör çıkışlı bir devre gibi çalışır. Bu yarıperiyotta $-v_g=0$ için zaten iletim eşğinde olan T_1 kesime girer ve hiç akım akıtmaz. O halde v_g nin pozitif yarıperiyodunda R_y üzerinden akacak olan akım sadece T_2 nin akımıdır. Negatif yarıperiyotta durum bunun tersidir; T_2 tıkanır, T_1 tranzistoru R_y yükü ile eme-

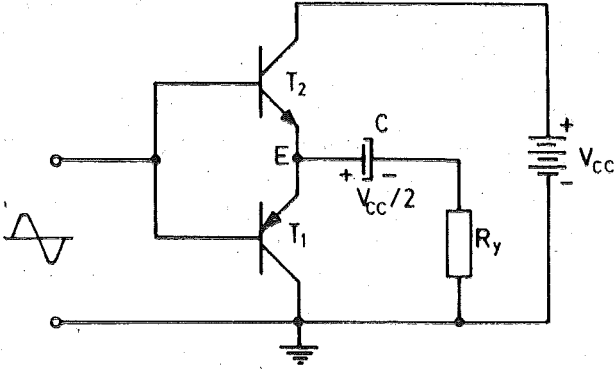
tör çıkışlı bir devre olarak çalışır. T_2 nin emetör çıkışlı olarak çalıştığı yarımperiotta içinde gerilim kazancı 1'e yakındır. O halde R_y üzerindeki gerilim düşümü (v_y), tepe değeri yaklaşık olarak V_g 'ye eşit pozitif bir yarım sinüs dalgası şeklindedir. Öteki yarımperiyotta ise gerilim düşümü yine V_g tepe değerli negatif bir yarım sinüstür. Bu duruma göre v_g , v_y , I_{c1} , I_{c2} ve $I_y = I_{c2} - I_{c1}$ 'in zamana göre değişimleri Şekil 8.23. deki gibi olacaktır.



Şekil 8.23. Eşlenik tranzistorlu B sınıfı puspu kuvvetlendiricide akım ve gerilimlerin değişimi.

Devrenin bu hali ile önemli bir sakıncası iki ayrı doğru gerilim besleme kaynağına ihtiyaç göstermesidir. Şekil 8.24. de verilmiş olan devre

ile bu durum da düzeltilebilir. T_1 ve T_2 tranzistorları uygun bir baz devresi ile, küçük bir sükûnet doğru akımı akıtacak şekilde —B sınıfında— kutuplanacaklardır. Özellikleri aşağı yukarı aynı olan ve içlerinden aynı sükûnet akımı geçen tranzistorların V_{CE} gerilimleri de aşağı yukarı aynı olacak, başka bir deyişle V_{CC} besleme gerilimi iki tranzistor arasında eşit şekilde bölüşülecektir. Bu durumda E noktasının gerilimi $V_E \approx V_{CC}/2$ dir



Şekil 8.24. Tek besleme kaynağından beslenen eşleşik tranzistorlu devre.

ve büyük kapasiteli bir kondansatör olan C bu gerilimle dolarak uçları arasındaki gerilim $V_{CC}/2$ değerini alacaktır. C— R_y devresinin zaman sabitesi çok büyük yapılırsa girişe değişken bir işaret uygulanarak bu devre üzerinden değişken bir akım akıtıldığında C'nin uçlarındaki doğru gerilimin sükûnet değerinde sabit kaldığı kabul edilebilir. Ohalde T_1 'in çıkış çevrimindeki doğru gerilim kaynağı(!)nın gerilimi $V_{CC}/2$, T_2 'nin çıkış çevrimindeki eşdeğer doğru gerilim kaynağının gerilimi de $V_{CC} - (V_{CC}/2) = V_{CC}/2$ dir. Böylece, devre Şekil 8.22. deki devreye dönüşmüş olur. C nin uçlarındaki gerilimin değişmediği kabulünün geçerli olabilmesi için C· R_y zaman sabitesinin, en alçak frekanslı işaretin periyoduna göre çok büyük olması gerektiği açıktır.

Devreden alınabilecek maksimum çıkış gücünün sınırını, dalga şeklinde kırılma olmaksızın elde edilebilecek çıkış gerilimi tepe değeri belirler ki bu $(V_{CC}/2) - V_{CE\ sat}$ 'a eşittir. Bu durumda akacak olan yük akımının tepe değeri

$$I_M = \frac{(V_{CC}/2) - V_{CE\ sat}}{R_y} \approx \frac{V_{CC}/2}{R_y} \quad (8.27)$$

dir. Bu bilgilerle sinüs biçimi bir giriş işareti için maksimum çıkış gücü

$$(P_y)_M = \frac{1}{2} \frac{I_M^2}{R_y} = \frac{V_{CC}^2}{8 R_y} \quad (8.28)$$

bulunur. Herbir yarıperiyotta ($V_{CC}/2$) gerilimli doğru akım kaynaklarından akan doğru akım (yük akımının ortalama değeri)

$$(I_{DA})_{1M} = \frac{1}{\pi} I_M$$

ve harcanan doğru akım gücü

$$\begin{aligned} (P_{DA})_{1M} &= \frac{1}{\pi} I_M \cdot \frac{V_{CC}}{2} \\ &= \frac{1}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{4 R_y} \end{aligned}$$

her iki yarıperiyotta birden harcanan toplam d.a. gücü ise

$$(P_{DA})_M = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_y} \quad (8.29)$$

çıkar. Buradan, maksimum çıkış gücü elde edilirkenki verim

$$(\eta)_M = \frac{(P_y)_M}{(P_{DA})_M}$$

$$(\eta)_M = \frac{\pi}{4} = \%78 \quad (8.30)$$

bulunur. Görüldüğü gibi maksimum çıkış gücünde sağlanan verim (ki bu verimin de maksimumudur) transformatörlü B sınıfı devredekinin aynıdır. İki devrenin özelliklerindeki paralellik sebebi ile transistörlerde harcanan gücün maksimum olduğu k değeri, dolayısı ile maksimum çıkış gücü ile transistörlerde harcanmasına müsaade edilebilecek maksimum güç arasındaki bağıntı da aynı çıkar:

$$(P_y)_M \simeq 2,5 \cdot P_{T \max} \quad (8.31)$$

Elde edilebilecek maksimum çıkış gücü bakımından transformatörlü devre ile transformatörsüz devre arasında önemli bir fark vardır. Belirli bir besleme kaynağı gerilimi (V_{CC}) ve belirli bir yük (R_y) ile çalışırken transformatörlü devrede çıkış transformatörünün dönüştürme oranı uygun seçilerek transistörlerin R_y' yüklerinin (8.25) bağıntısının belirlediği değere eşit olması ve böylece devreden elde edilebilecek maksimum çıkış gücünün elde edilmesi sağlanabilir. Transformatörsüz devrede bu imkân

yoktur; elde edilebilecek maksimum çıkış gücü (8.28) bağıntısının belirlediği gibi besleme kaynağı gerilimine ve yük direncine katı bir şekilde bağlıdır.

Şekil 8.24.'deki devre akım ve gerilim sınır değerleri bakımından incelenirse kolektör akımının tepe değerinin alabileceği en büyük değerin

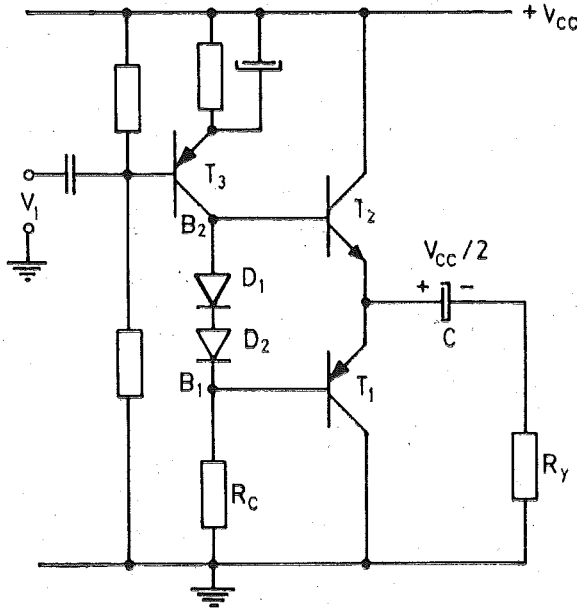
$$I_M = \frac{V_{CC}/2 - V_{CE\ sat}}{R_y} \approx \frac{V_{CC}/2}{R_y}$$

ve her bir tranzistor için maksimum kolektör emetör geriliminin

$$V_{CEM} = V_{CC} - V_{CE\ sat} \approx V_{CC}$$

olduğu görülür.

Transformatörsüz B sınıfı bir çıkış katını sürececek olan devrenin tranzistorları iletim eşiğinde tutacak (veya geçiş distorsiyonunun az olmasını sağlayacak şekilde, küçük bir sükunet akımı akıtacak) ayrıca her iki tranzistorun girişlerine yeteri kadar büyük genlikli bir sürücü işareti uygulayacak bir devre olması gerekir. Bu amaçla kullanılan devrelerden birinin şeması Şekil 8.25. de verilmiştir. Burada T_3 sürücü tranzistorunun



Şekil 8.25. İki diyotla kutuplanmış eşlenik tranzistorlu çıkış katı.

sükûnet akımının D_1 ve D_2 diyotları üzerinde meydana getirdiği düşümü T_1 ve T_2 'nin bazları arasına uygulanmıştır. Diyotlarla tranzistolar aynı malzemedendir yapılmışsa (örneğin silisyum ise) iletim gerilimleri aynı malzemedendir (yaklaşık olarak 0,6 V) olacağından tranzistolar aşağı yukarı eşit (yaklaşık olarak 0,6 V) olacağından tranzistoların değeri uygun seçilerek T_1 'in bazındaki gerilimin $V_{CC}/2$ den 0,6 V'da küçük bir sükûnet akım akacaktır. Ayrıca T_3 'ün sükûnet akımının değeri uygun seçilerek T_1 'in bazındaki gerilimin $V_{CC}/2$ den 0,6 V yukarıda (dolayısı ile T_2 'nin bazındaki gerilimin $V_{CC}/2$ den 0,6 V yukarı olması, yani V_{CC} geriliminin T_1 ve T_2 arasında eşit şekilde paylaşılması sağlanmıştır.

Devredeki diyotların değişken akım dirençleri, I_D içlerinden doğru akım olmak üzere

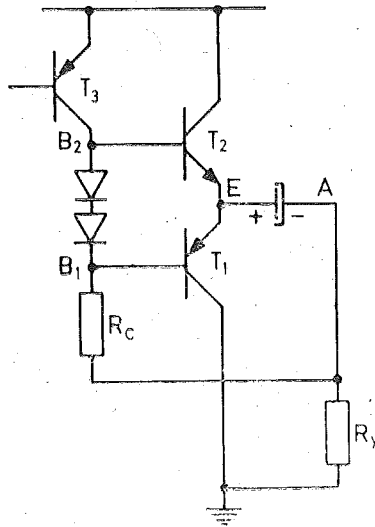
$$r_D = \Delta V_D / \Delta I_D \approx \frac{kT/q}{I_D}$$

bağıntısı ile hesaplanabilir. kT/q nun değeri oda sıcaklığında yaklaşık olarak 25 mV olduğundan, birkaç mA lik I_D akımları için r_D 5 ... 10 Ω dan ibarettir. O halde $2r_D \ll R_C$ şartı kolayca yerine getirilerek T_1 ve T_2 bazlarının değişken işaretler bakımından aynı gerilimde bulunmaları sağlanabilir. Böylece, devrenin girişine değişken bir işaret uygulandığında çıkış tranzistoları aynı fazda ve pratik olarak eşit genlikli işaret sürülmüş olur.

Devrede T_1 ve T_2 emetör çıkışlı olarak çalıştıklarından gerilim kazançları 1'den biraz küçüktür. Yüke maksimum çıkış gücünün verilmesi için gerekli çıkış gerilimi tepe değeri $(V_{CC}/2 - V_{CE\ sat}) \approx V_{CC}/2$ olduğundan, B_1 ve B_2 noktalarındaki gerilim değişimlerinin tepe değerleri $V_{CC}/2$ den daha büyük olması gerekir ki bu, V_{CC} kaynağından beslenen emetör çıkışlı bir kat (T_3) için kabil değildir. Bunun yanısıra T_1 ve T_2 'nin baz akımları da B_1 ve B_2 noktalarının gerilimlerdeki değişimlerin tepe değerlerini sınırlar. Gerçekten, giriş işaretinin pozitif yarıperiyodu için T_1 kesime girer ve T_1 iletir; T_1 'in baz akımı olmasa idi sıfıra kadar düşebilecek olan V_{B1} gerilimi, bu baz akımının meydana getirdiği gerilim düşüşü sebebi ile ancak $I_{B1} \cdot R_C$ gerilimine kadar düşebilir. Böylece V_{B1} geriliminin negatif tepe değeri sınırlanmış olur. Bu olumsuz durumdan T_2 direncinin alt ucunu toprağa göre daha negatif olan bir noktaya bağlayarak kurtulmak kabildir.

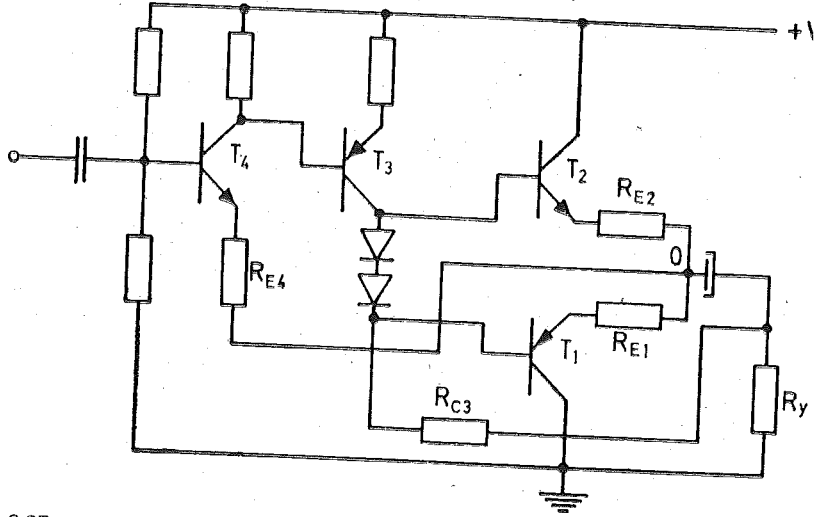
Şekil 8.26.'da prensip şeması verilmiş olan devrede R_C 'nin alt ucunu R_E 'nin üst ucuna (A) bağlanmıştır. Giriş işaretinin pozitif yarıperiyodu da, T_3 'ün akımı azalır, B_1 ve B_2 noktalarının gerilimleri düşer; T_2 kesim

girer, T_1 in akımı artar. T_1 in gerilim kazancı yaklaşık olarak 1'e eşit olduğundan A noktasının gerilimi v_{B1} 'i izler ve bu yüzden R_c üzerindeki değişken gerilim düşümü yaklaşık olarak sıfır olur. Böylece yukarıda anlatılmış olan sınırlama etkisi ortadan kalkar. Negatif yarıperiyotta T_3 'ün akımı artar; B_2 noktasının gerilimi yükselir. T_2 iletme T_1 kesime girer. T_3 'ün yükü Şekil 8.25. deki devrede T_2 'nin girişi ile diyotlar ve R_c 'nin oluşturduğu kolun paralel eşdeğeridir. Şekil 8.26. daki devrede ise $v_{B1} \approx v_A$ olduğundan diyotlar ve R_c üzerinden akan akım çok küçüktür. Böylece T_3 'ün yükü önemli ölçüde azalmış olur. Şekil 8.26. daki devreye *sürüklemeli devre* («bootstrap» devresi) denir ve transformatörsüz çıkış katlarında sürülme problemini önemli ölçüde kolaylaştırdığından çok kullanılır.



Şekil 8.26. Eşlenik tranzistorlu çıkış katının «bootstrap» düzeni kullanılarak sürülmesi.

B sınıfı transformatörsüz bir çıkış katında çıkış işaretinin iki yöne doğru değişim alanının eşit olabilmesi için yükün üst ucunun sükûnet geriliminin, V_{cc} 'nin tam yarısına eşit olması gerekir. Bu eşitliğin sağlanması yalnızca kullanılan tranzistorların özelliklerinin benzerliğine bırakılmaz ve genellikle Şekil 8.27 deki gibi bir doğru akım geribesleme düzeninden yararlanır. Devrede T_3 sürücü tranzistorunun önündeki gerilim kuvvetlendirme katının (T_4 'ün) emetör direncinin alt ucu 0 noktasına (orta noktaya) bağlanmış ve T_4 'ün baz bölücü dirençleri, sükûnetteki

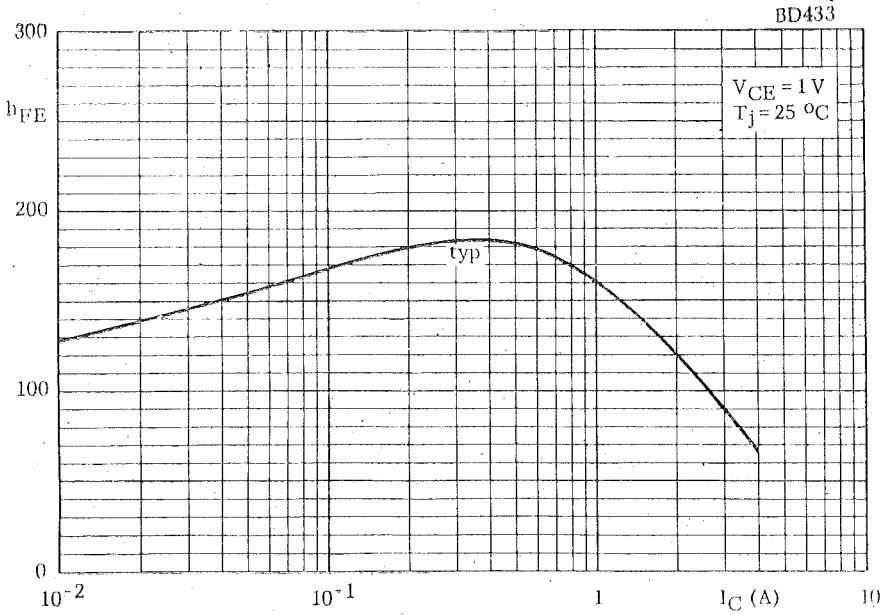


Şekil 8.27. Doğru akım geribeslemesi ile orta noktasının kararlılığı sağlamış bir B sınıfı kuvvetlendirici.

emetör gerilimi $V_{E4} = (V_{CC}/2) + R_{E4} \cdot I_{EQ4}$ olacak şekilde hesaplanmıştır. Kısıktaki T_1 ve T_2 tranzistorları arasındaki gerilim bölüşümü herhangi nedenle bozursa (örneğin 0 noktasının gerilimi olması gereken $V_{CC}/2$ gerinden daha küçük bir değere düşse), bunun sonucunda T_4 'ün a artacak, T_3 'ün bazının gerilimi düşeceğinden (baz-emetör gerilimi seçeceğinden) akımı artacak ve T_2 'nin bazının bağlı olduğu B_2 noktas gerilimi yükselecektir. T_2 'nin emetör gerilimi baz gerilimini —aşağı karşı sabit bir farkla— izleyeceğinden T_2 'nin emetör gerilimi (yani 0 noktasının gerilimi) artacaktır. Orta nokta geriliminde meydana geldi varsaydığımız bir değişimin bu şekilde kendi kendini karşılayan (k panze eden) bir etki doğurması, çıkış tranzistorları arasındaki ger bölüşümünün devamlı olarak kontrol edilmesi ve herhangi bir sebeple meydana gelebilecek dengesizliklerin otomatik olarak giderilmesi mektir.

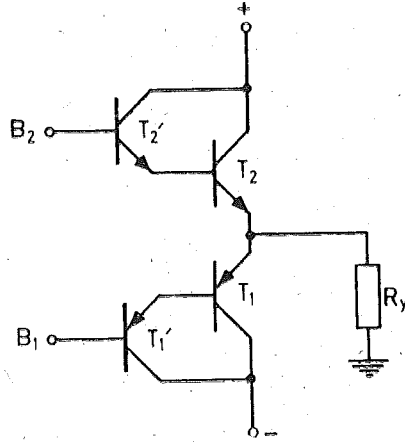
Devreye R_{C3} direnci yardımı ile sürüklenme uygulanmıştır. Ayrıca rüldüğü gibi T_1 ve T_2 çıkış tranzistorlarının emetörlerine birer direnç b lanmıştır. Çıkış tranzistorlarının ısıl kararlılığına yardımcı olmak üz konulmuş olan bu dirençler —çıkış gücünün çok düşmemesi için— çük değerli seçilirler. Pratikte bu dirençleri, tranzistordan maksim akım akarken direncin uçlarında V_{CC} nin $1/10$ 'undan daha küçük bir rilim düşecek şekilde seçmek uygun olur.

Büyük güçlü devrelerde çıkış transistörlerinin kolektör akımlarının tepe değerleri birkaç amper, hattâ daha yüksek değerlere ulaşabilir. Yüksek akım yoğunluklarında emetörden baz bölgesine difüzyonla geçen taşıyıcıların yoğunluğunun, baz bölgesindeki katkı yoğunluğuna yaklaştığı çok yüksek akım değerlerinde akım kazancı azalır. Şekil 8.28. de tipik bir güç transistöründe h_{FE} 'nin I_C ile değişimi verilmiştir. I_C 'nin büyük



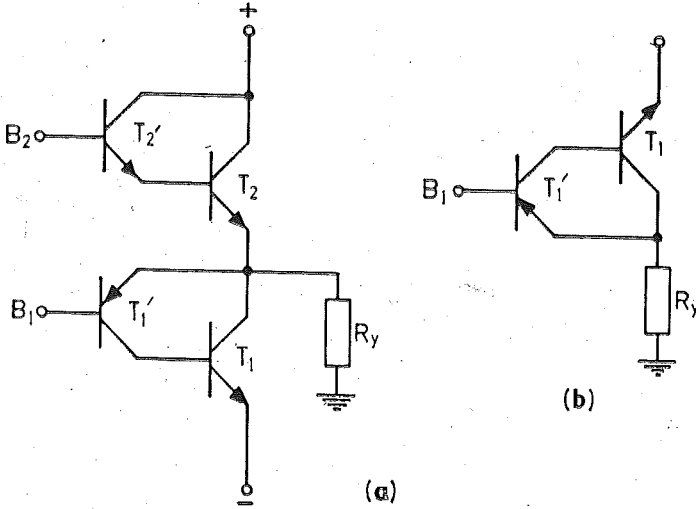
Şekil 8.28. Bir güç transistöründe h_{FE} 'nin akımla değişimi.

değerlerinde h_{FE} 'nin küçülmesi sebebi ile I_B 'nin de büyük değerler alacağı, bu durumda ise çıkış katını süren A sınıfı katın düzgün çalışmasını sağlamanın çok güç olacağı açıktır. Bu yüzden büyük güçlü devrelerde çıkış transistörleri yerine birer Darlington çifti kullanmak yararlı olur (Şekil 8.29.). Devrenin sükûnet halinde iletim eşliğinde bulunabilmesi için V_{B2-B1} doğru geriliminin yaklaşık olarak dört diyot gerilimine eşit olması sağlanmalıdır.



Şekil 8.29. Darlington çıkışlı, eşlenik tranzistorlu bir B sınıfı kuvvetlendirici (devre tek kaynaklı olarak da gerçekleştirilebilir.)

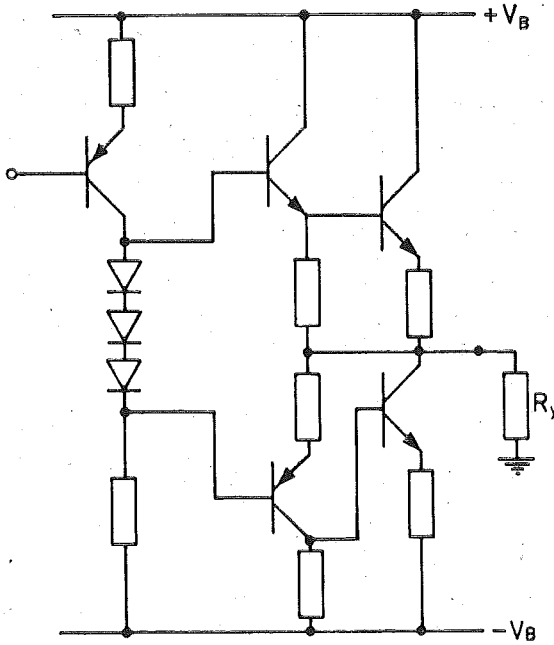
Yüksek güçlü devreler için eş özellikli fakat karşı cinsten güç tranzistorlarının bulunması her zaman kolay olmaz. Bu yüzden, aynı cinsten iki eş güç tranzistoru ile gerçekleştirilen Şekil 8.30. daki devre çok yay-



Şekil 8.30. (a) Sözde eşlenik tranzistorlu bir çıkış katı. (b) T_1, T_1' tranzistorlarının oluşturduğu +1 kazançlı devre.

gınlaşmıştır. Sözde eşlenik tranzistorlu çıkış katı adı verilen bu devrede T_2-T_2' çifti, normal bir darlington çiftidir ve B_2 noktasının geriliminin,

pozitif yönde değiştiği yarıperyotta R_y yük direnci ile emetör çıkışlı bir devre olarak çalışır; gerilim kazancı pratik olarak $+1$, giriş direnci ise $h_{fe2} \cdot h_{fe2}' \cdot R_y$ dir. Devredeki T_1-T_1' çifti şeklin sağına, ayrı olarak bir defa daha çizilmiştir. B_1 noktasının geriliminin negatif yönde değiştiği yarıperyot için bu devrenin akım akitacağı kolayca görülebilir. Ayrıca devrenin gerilim kazancı ile giriş direnci bakımından yukardaki normal darlington çiftinin benzeri olduğu gösterilebilir. Küçük güçlü pnp tranzistorlarının gerçekleştirilmesi —ve bulunması— büyük güçlülere göre daha kolay olduğundan devredeki T_1' tranzistorunun pnp tipi olması önemli bir sakınca değildir. Bu devrede de sükûnette çıkış çiftlerinin iletim sınırında tutulması için V_{B2-B1} geriliminin üç diyot gerilimi kadar olması gerekir. şekil 8.31. de tek kaynaktan beslenen sözde eşlenik tranzistorlu bir güç katı sürücüsü ile birlikte verilmiştir.



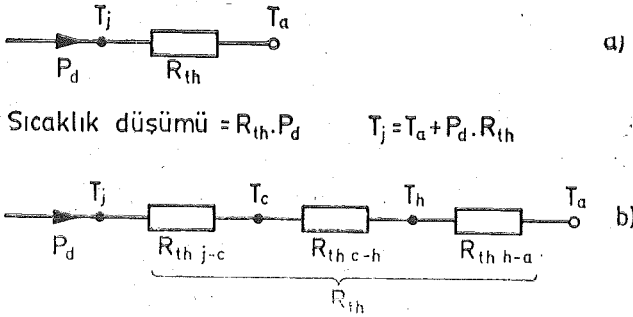
şekil 8.31. Sözde eşlenik tranzistorlu, B sınıfı bir çıkış katı.

8.6. Tranzistorlu Güç Kuvvetlendiricilerinde Isıl Kararlılık.

Tranzistorlu güç kuvvetlendiricilerinde tranzistorlar genel olarak maksimum güç sınırında çalıştırılırlar. Bu durumda tranzistorda açığa

çıkan ve ısıya dönüşen gücün, jonksiyonun sıcaklığını sürekli olarak yükseltmesi ve sonunda, müsaade edilen sıcaklık sınırının aşılması tehlikesi vardır. Bu sınır, germanyum tranzistorlar için 100°C ve silisyum tranzistorlar için 200°C civarındadır. Güçlü devrelerde, tranzistorlarda açığa çıkarak ısıya dönüşen kayıp gücünün tranzistordan kolayca uzaklaştırılmasını sağlamak üzere uygun soğutma düzenlerinin kullanılması ve ısı kararlılığının yeteri kadar yüksek (K bağıl sıcaklık katsayısının yeteri kadar küçük) yapılması mutlaka gereklidir. Bu amacın sağlanması için negatif sıcaklık katsayılı (NTC) veya pozitif sıcaklık katsayılı (PTC) dirençlerden de yararlanılabilir.

Tranzistorlarda, jonksiyonda açığa çıkan ısı güç, buradan tranzistorun kılıfına, oradan —varsa— soğutucu levhaya, oradan da çevreye yayılarak uzaklaşır. Bu uzaklaşma yolunun ısı direnci ne kadar küçükse ısı o kadar kolay yayılacak ve jonksiyonun sıcaklığı o kadar az yükselecektir. İdeal bir hal olarak ısı direnç sıfırsa açığa çıkan güç hemen dış çevreye (havaya) geçecek ve jonksiyonun sıcaklığı çevre sıcaklığının üstüne çıkamayacaktır. Ama sonlu bir ısı direnç varsa jonksiyonun sıcaklığı çevre sıcaklığının üstüne çıkacaktır. Sıcaklık artmasının hem açığa çıkan güce, hem de ısı dirence bağlı olacağı açıktır. Durum, Şekil 8.32. (a) daki eşdeğer devre ile gösterilebilir. Burada P_d , kolektörde açığa çıkan ve R_{th} ısı direnci üzerinden çevreye akan gücü göstermektedir. Şekil 8.32.



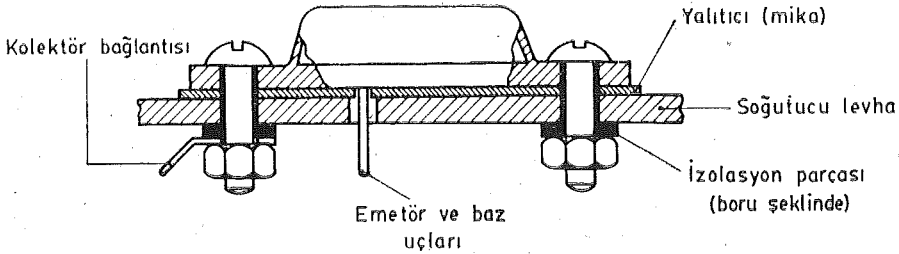
Şekil 8.32. Jonksiyondan çevreye kadar olan ısı direnci ve bileşenleri.

(b) de R_{th} , çeşitli bileşenleri ile gösterilmiştir. $R_{th j-c}$; jonksiyondan kılıfa kadar olan ısı direnci, $R_{th c-h}$; kılıftan soğutucuya kadar olan ısı direnci, $R_{th h-a}$ da soğutucudan dış çevreye kadar olan ısı direnci gösterir.

$R_{th\ j-c}$, tranzistorun yapısına bağlıdır. Özellikle yüksek güçlü tranzistorlarda küçük yapılmaya gayret edilir. Örneğin AC 128 tranzistoru için $R_{th\ j-c}=40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 'dir. Yani tranzistorda açığa çıkan 1 W'lık bir güç jonksiyondan kılıfa geçerken arada 40°C 'lık bir sıcaklık düşümü meydana gelir. BDY 20 tranzistorunda ise $R_{th\ j-c}=1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 'dir. Yani açığa çıkan her Watt için jonksiyon sıcaklığı kılıfın sıcaklığından 1°C fazla olur. $R_{th\ c-h}$, yani kılıfla soğutucu levha arasındaki ısı direnci, soğutucu levhanın kılıfa bağlanış şekline bağlıdır. Genellikle kolektöre elektriksel olarak bağlı olan kılıfla soğutucu arasında bir yalıtkan levha konulur ve bu durumda ısı direnci

$$R_{th\ c-h}=\rho_{th} (1/S) + (R_{th\ c-h})_{min} \quad ^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (8.32)$$

olur. Burada ρ_{th} yalıtkan levha malzemesinin $^{\circ}\text{C}\cdot\text{cm}^2/\text{W}\cdot\text{mm}$ olarak ısı öz direnci (mika için $\rho_{th}=25,5$), l levhanın kalınlığı ve S faydalı geçiş alanıdır (Şekil 8.33.). $(R_{th\ c-h})_{min}$ ise yalıtıcı levha kullanılmadan bağlandığında, tranzistorun kılıfı ile soğutucu arasında meydana gelecek olan ısı direncidir (Meselâ BDY 20 için $0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$).



Şekil 8.33. T041 tipi madeni kılıflı bir güç tranzistorunun soğutucuya bağlanması.

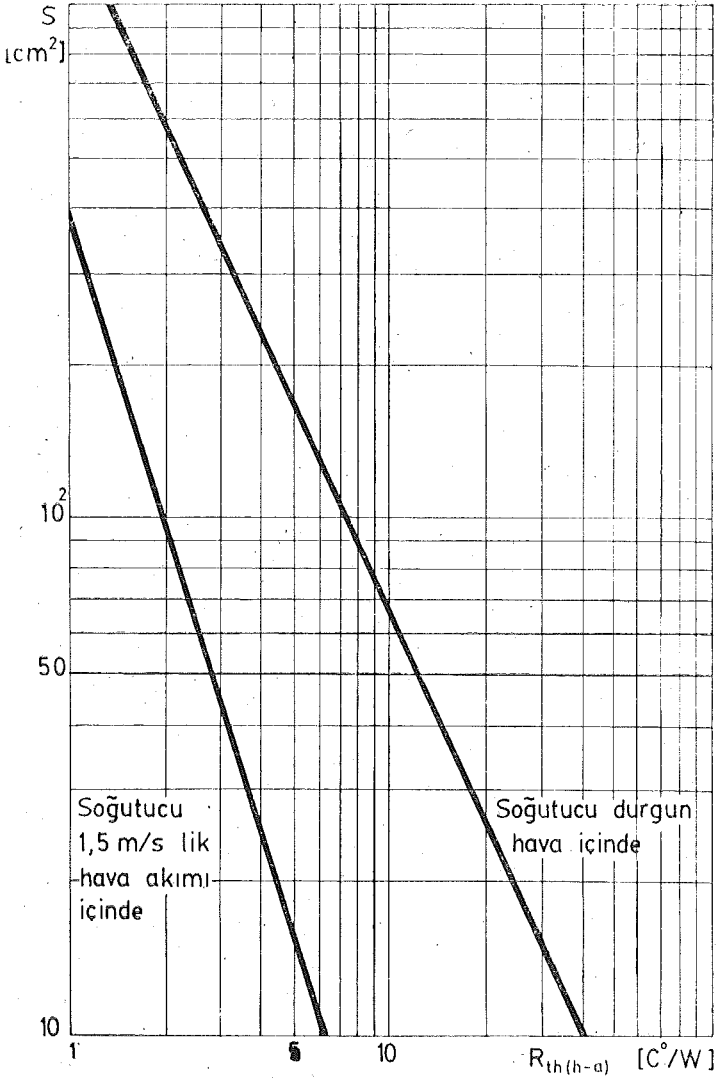
Belirli bir devrede, bir tranzistorda açığa çıkabilecek maksimum güç (P_d) ise, çevre sıcaklığı alabileceği en yüksek değere ulaşsa bile jonksiyon sıcaklığının müsaade edilen sınır değeri aşmaması gerekir. O halde en kötü halde

$$(P_d)_{max} \cdot [R_{th\ j-c} + R_{th\ c-h} + R_{th\ h-a}] = T_{j\ max} - T_{a\ max}$$

bağıntısı sağlanmalıdır. Buradan, soğutucudan çevreye ısı direnci gösteren $R_{th\ h-a}$ için

$$R_{th\ h-a} = \frac{T_{j\ max} - T_{a\ max}}{(P_d)_{max}} - (R_{th\ j-c} + R_{th\ c-h}) \quad (8.33)$$

bulunur. Kullanılacak olan soğutucu ile çevre arasındaki ısı direncin bu değeri aşmaması gerekir. ısı direncin değeri kullanılan soğutucunun ya-



Şekil 8.34. 1,5 mm yahut daha kalın alüminyum levhadan yapılmış bir soğutucunun ısı direnci ile alanı arasındaki bağıntıyı veren abak. (a) Soğutucu durgun hava içinde ise, (b) soğutucu 1,5 m/s'lik bir hava akımı ile soğutuluyorsa.

pıldığı malzemenin ısıl öz direncine, boyutlarına, biçimine, yüzeyinin renğine ve soğuk hava üflenerek soğutulmuş olup olmamasına bağlıdır. Şekil 8.34. de 1,5 mm yahut daha kalın levha şeklinde alüminyumdan yapılmış soğutucular için ısıl direnci levhanın alanına bağlı olarak veren bir abak görülmektedir. Abaktaki eğrilerden biri durgun hava içinde bulunan (üflenerek soğutulmamış) levhalar, diğeri 1,5 m/s'lik bir hava akımı üflenerek soğutulan levhalar içindir. Ayrıca, abaktan bulunan değerlerin geçerli olabilmesi için levhanın düşey olarak, yani konveksiyonla soğuması en kolay olacak durumda durması ve kenar uzunlukları oranının $a/b=0,5 \dots 2$ arasında olması gerekir. Levha yatay duruyorsa, yani konveksiyonla ısı yayması düşey durumdakine göre daha zorsa abaktan bulunacak alan değerini % 30 arttırmak gerekir. Levhanın yüzeyi siyahlatılmışsa (radyasyonla ısı yayma yeteneği arttırılmışsa) abağın verdiği değerden % 30 daha küçük alanlı bir levha kullanılabilir.

8.7. C Sınıfı Kuvvetlendiriciler.

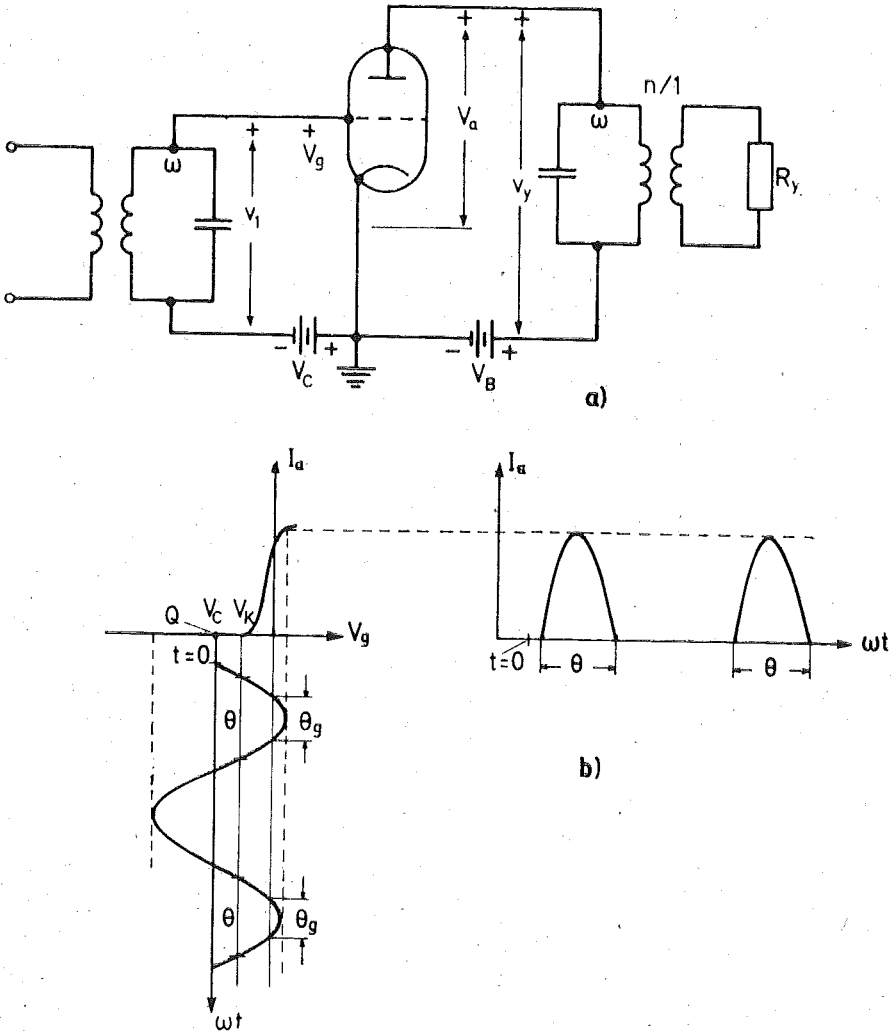
Frekansı değişmeyen yahut ancak dar bir band içinde kalmak şartı ile değişen sinüs biçimi işaretlerin kuvvetlendirilmesinde genel olarak akordlu kuvvetlendiriciler kullanıldığını biliyoruz. Bu tip kuvvetlendiriciler A sınıfında çalıştırılabilirdikleri gibi çıkış gücü ve verimin önemli olduğu yerlerde B veya C sınıfında da çalıştırılabilirler. Kuvvetlendirilecek işaretin dalga şeklinin herhangi bir şekle sahip olması ve kuvvetlendirilmesi gereken bileşenlerin geniş bir frekans bandını işgal etmesi halinde —örneğin ses yahut resim işaretleri kuvvetlendiricilerinde— dalga şeklini çok fazla bozduğu için uygulanamıyan C sınıfı çalışma, frekansı —ve buna ilâve olarak genliği— değişmeyen sinüs biçimi işaretlerin kuvvetlendirilmesinde başarı ile kullanılabilir. Devrenin, frekansın sabit veya dar bir band içinde aşağı yukarı sabit kalması, genliğin değişmemesi ve dalga şeklinin sinüs biçimi olması şartı gibi kısıtlamalara karşılık getirdiği çok önemli bir özellik vardır; verimin çok yüksek olması. C sınıfı kuvvetlendiricilerde verim % 80 hattâ daha yüksek değerlere ulaşabilir. Bu sebeple sabit frekanslı ve büyük güçlü kuvvetlendiriciler (örneğin radyo vericilerinin çıkış katları) daima C sınıfı olarak gerçekleştirilir.

C sınıfı kuvvetlendiriciler hem tüplerle, hem tranzistorlarla gerçekleştirilebilirler. Tranzistorların yaygınlaşması ile tüpler pek çok alanda yerlerini tranzistorlara bıraktıkları halde yüksek güçlü C sınıfı kuvvetlendiricilerde üstünlük halâ tüplerdedir. Tranzistorların akım, gerilim

ve güç sınır değerleri bugün çıkış güçleri ancak birkaç yüz watt'a kadar olan C sınıfı devrelerin gerçekleştirilmesine elvermektedir. Buna karşılık, özel olarak yapılmış tüpler kullanılarak birkaç yüz kW'lık çıkış güçleri elde edilebilmektedir.

8.7.1. Tüplü C Sınıfı Kuvvetlendiriciler.

Şekil 8.35. (a) da triyot tüplü bir C sınıfı kuvvetlendiricinin prensip şeması verilmiştir. Tüp —C sınıfı çalışma tanımı gereğince— V_k kesim



Şekil 8.35. (a) Triyot tüplü C sınıfı bir kuvvetlendiricinin prensip şeması.
(b) Anot akımının giriş gerilimine bağlı olarak değişimi.

geriliminden daha negatif bir V_C öngerilimi ile kutuplanmıştır. Girişteki rezonans devresi üzerinden ızgaraya uygulanan ω frekanslı v_y geriliminin tepe değeri V_C den biraz büyüktür. Şekil 8.35. (b) de tübün $I_a=f(V_g)$ geçiş eğrisi yardımı ile, anot akımının değişim şekli çıkartılmıştır. Görüldüğü gibi toplam ızgara - katot gerilimi olan V_g 'nin V_k kesim geriliminden daha negatif kaldığı süreler boyunca bir anot akımı akmamakta, ancak V_g 'nin kesim geriliminin üstüne çıktığı aralıklarda, yaklaşık olarak sinüs tepeleri biçiminde akım «darbeleri» akmaktadır. Anot akımı darbelerinin akma süresini belirleyen θ ya *anot akımı akış açısı* denir. θ nun 180° den küçük olduğu, ancak $V_C=V_k$ olması, yani devrenin B sınıfında çalışması halinde $\theta=180^\circ$ olacağı açıktır. V_g 'nin tepe değerinin öngerilimden biraz büyük seçilmiş olması, pozitif tepelerde ızgaranın katoda göre pozitifte geçmesine, dolayısı ile bu kısa sürelerde bir ızgara akımı akmasına sebep olur. ızgara akımının aktığı süreleri belirleyen θ_g açıları da Şekil 8.35. (b) üzerinde gösterilmiştir.

Devreden akan darbeler şeklindeki I_a anot akımının değişim biçimi tübün $I_a=f(V_g)$ geçiş eğrisinin şekline, θ akış açısına ve genliğe bağlıdır. Biçimi nasıl olursa olsun, periyodik olan bu değişim bir Fourier serisi ile ifade edilebilir.

$$I_a=I_{a0}+I_1 \cos \omega t+I_2 \cos 2 \omega t+\dots \quad (8.34)$$

Bu akımın yolu üzerine konmuş olan yük —ki bu, ω frekansına akordlu bir paralel rezonans devresidir— I_{a0} doğru bileşeni ile $2\omega, 3\omega, \dots$ harmonik bileşenlerine karşı küçük bir empedans gösterir. ω frekansında ise yükün göstereceği empedans —rezonans devresinin kendi kayıpları ihmal edilirse— $R_a \cong n^2 \cdot R_y$ değerinde, büyük bir dirençtir. Ohalde, yükün uçlarındaki gerilim düşümününün ω frekanslı bileşeni geriye kalan bütün bileşenlere göre çok büyük olacağından

$$v_y \cong R_a \cdot I_1 \cos \omega t = V_y \cos \omega t \quad (8.35)$$

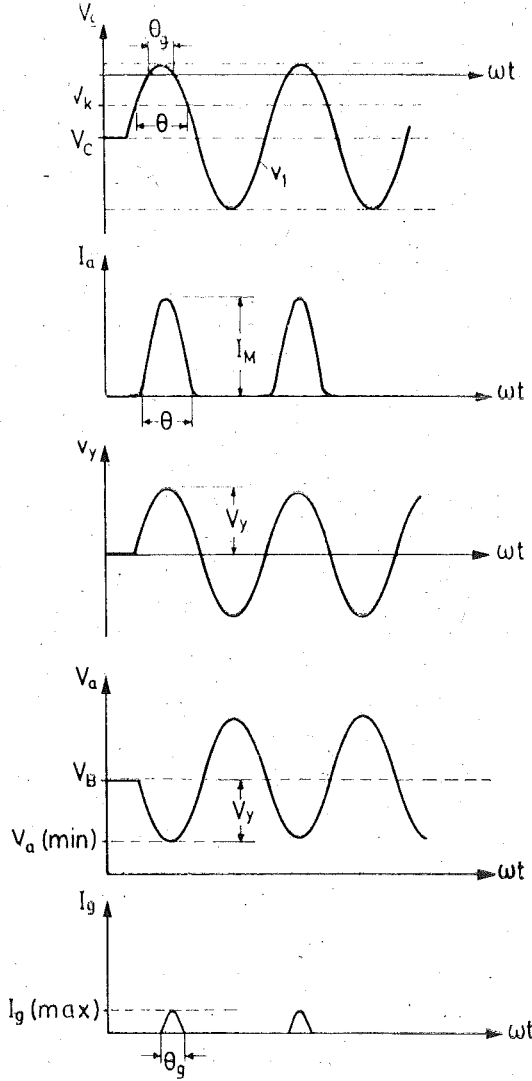
yazılabilir. O halde tübün anot katot gerilimi de

$$V_a = V_B - v_y$$

$$V_a = V_B - V_y \cos \omega t$$

dir. Şekil 8.36. da devredeki akım ve gerilimlerin zamana göre değişimleri bir arada gösterilmiştir. Buradan görüleceği gibi tübün içinden akan akım maksimumken uçlarındaki gerilim minimumdan geçmektedir. V_a 'nın bu minimum değeri ne kadar küçükse tüpte harcanan gücün o kadar küçük, dolayısı ile belirli bir V_B için verimin o oranda büyük olacağı açıktır.

Ancak V_a minimumdan geçtiği sırada V_g de pozitiftir ve maksimumdan geçer. Katottan çıkan elektronların çoğunluğunun ızgara tarafından çekilerek büyük bir ızgara akımı akmaması ve ızgarada büyük bir güç açığa çıkmaması için en kötü halde bile anot ızgaraya göre daha pozitif olmalı yani $V_{a(\min)} > V_{g(\max)}$ şartı gerçekleşmelidir. Hem anot akımının hem de



Şekil 8.36. Triyot tüplü bir C sınıfı kuvvetlendiricide akım ve gerilim değişimleri.

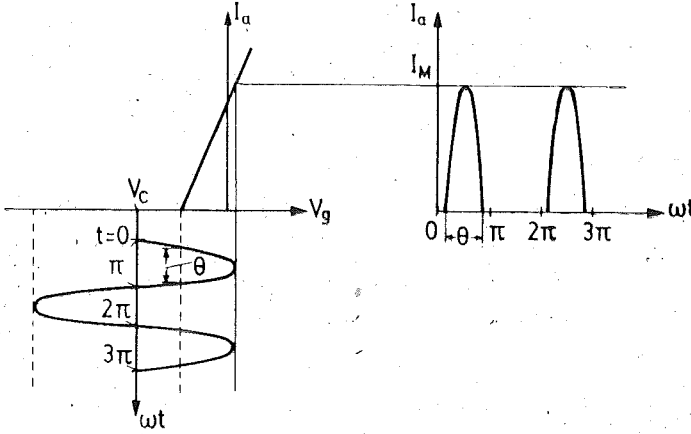
ızgara akımının maksimumdan geçtiği anlarda katottan çıkan elektronların bu iki akımı karşılayacak kadar bol olması gerekir.

Tübün yüke aktardığı yüksek frekanslı güç

$$P_y = \frac{1}{2} \frac{V_y^2}{R_y} \quad (8.36)$$

dir. P_y 'nin büyük olabilmesi için $V_y = V_B - V_{a \min}$ değerinin mümkün olduğu kadar yüksek olması gereklidir. Bu yüzden büyük güçlü C sınıfı kuvvetlendiriciler birkaç kV hattâ 10 kV mertebesinde anot besleme gerilimleri ile çalışabilen özel tüplerle gerçekleştirilir.

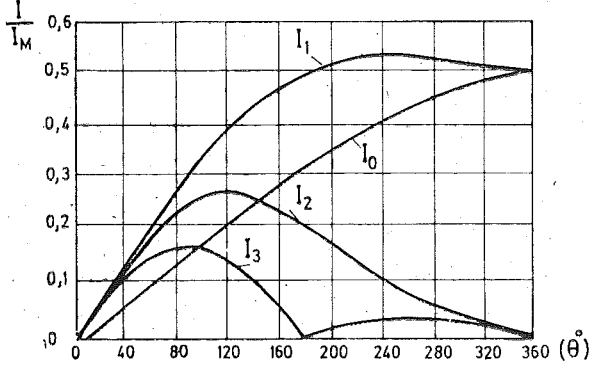
Bir C sınıfı kuvvetlendiricide anot akımına ilişkin Fourier serisinin bileşenlerinin θ akış açısı ile $I_a = f(V_g)$ geçiş eğrisinin biçimine bağlı olduğu belirtilmişti. Geçiş eğrisi Şekil 8.38. de gösterildiği gibi linear kabul edilirse anot akımı darbeleri kırılmış sinüs eğrisi biçiminde olur ve



Şekil 8.37. $I_a = f(V_g)$ geçiş eğrisinin linear kabul edilmesi hali için anot akımı darbeleri.

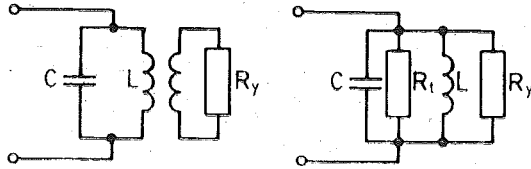
Fourier bileşenleri kolayca hesaplanabilir. Şekil 1.44. de I_c , I_1 , I_2 ve I_3 'ün bu yoldan hesaplanmış olan değerleri anot akımı darbelerinin I_M tepe değeri ile normalize edilerek verilmiştir. Eğrilerden görüldüğü gibi kaynaktan çekilen doğru akım gücünü belirleyen I_{a0} da, yüke aktarılan ω frekanslı işaretin gücünü belirleyen I_1 de θ akış açısı arttıkça artar. Ancak I_1 'in I_{a0} 'a oranla en yüksek olduğu bölgenin $\theta = 120^\circ \dots 160^\circ$ aralığına düştüğü görülmektedir. θ 'nın küçük değerleri için verim yüksek olmakla

beraber çıkış gücü küçük olur. Büyük θ değerleri için ise çıkış gücü artar fakat verim küçük olur. 120° civarında anot akımı akış açısı değerleri için $-V_{a(\min)}$ de V_B gerilimi yanında yeteri kadar küçük tutularak— % 80 hattâ daha yüksek verim değerleri elde edilebilir.



Şekil 8.38. Geçiş eğrisinin lineer kabul edilmesi hali için anot akımının Fourier bileşenlerinin θ ya bağlı olarak değişimleri.

C sınıfı kuvvetlendiricilerde ω frekansında tübe dirençsel bir yük sağlayan ve çıkış gücünün R_y yüküne (örneğin bir antene) aktarılmasına aracılık eden rezonans devresine *tank devresi* de denir. Tank devresinin kendi kayıplarını temsil eden R_t eşdeğer paralel direnci ile R_y nin birinci tarafa aktarılmış eşdeğeri olan R_y' Şekil 8.39. da bir arada gösterilmiştir.



Şekil 8.39. Tank devresi ve eşdeğeri.

Devrenin girişine uygulanan gücün mümkün olduğu kadar büyük bir bölümünün R_y' de (dolayısı ile R_y de) harcanabilmesi için $R_t \gg R_y'$ olması gerektiği açıktır. Girişe uygulanan gücün ne kadarlık bir bölümünün yüke

aktarılabildiğini bilerleyen katsayıya *tank devresinin verimi* denir. η_T ile gösterilen tank devresi verimi rezonans devresinin yüksüz haldeki değer katsayısı (Q_0) ve R_v' ile yüklü ikenki değer katsayısı (Q_v) cinsinden hesaplanırsa

$$\eta_T = 1 - (Q_v/Q_0) \quad (8.37)$$

bulunur. η_T 'nin büyük olabilmesi için yüksüz haldeki değer katsayısının olabildiği kadar büyük, yüklü haldeki değer katsayısının olabildiği kadar küçük olması gerekir. Q_0 yüksüz haldeki değer katsayısını büyütmek için rezonans kondansatörü olarak hava dielektrikli bir kondansatör kullanmak, bobinin sargularını büyük kesitli ve yüzey direncinin küçük olması için gümüşle kaplanmış iletkenler kullanarak sarmak gibi tedbirler alınabilir. Böylece $-\omega$ ya da bağlı olmak üzere— birkaç yüz ile birkaç bin arasında Q_0 değerleri elde edilebilir. Q_v 'nin alt sınırını ise tank devresinden beklenen başka özellikler, örneğin devrenin harmonik frekanslarında göstereceği empedansların, ω akord frekansındaki empedansa göre yeteri kadar küçük olması şartı belirler. Buna bağlı olarak Q_v için genellikle 5 ile 10 arasında bir değer seçilir.

Tank devresinin uçlarındaki ω frekanslı sinüzoidal gerilimin tepe değeri $V_v = V_B - V_{a(\min)}$ dir. Şekil 8.39.'daki eşdeğer devrede R_v' ile R_t nin paralel eşdeğerine R_e dersek devreye verilen güç

$$P_v = \frac{1}{2} \frac{V_v^2}{R_e} \quad (8.38)$$

dir. Devrenin —yüklü haldeki— değer katsayısı da

$$Q_v = \frac{R_e}{L\omega} \quad (8.39)$$

bağıntısı ile bellidir. Bu iki bağıntıdan

$$L\omega = \frac{V_v^2}{2P_v \cdot Q_v} \quad (8.40)$$

bulunur ki bu bağıntıdan yararlanılarak V_v ve P_v değerleri bilinen ve Q_v değer katsayısına sahip olması istenen bir tank devresinin endüktansının ne kadar olması gerektiği hesaplanabilir. Rezonans kapasitesinin değeri de

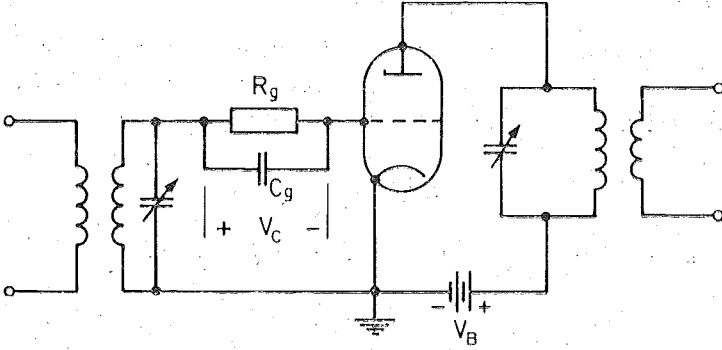
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

rezonans bağıntısı ile bellidir. Ancak buradan bulunacak kapasite değere

rinin devreye paralel bağlanan kondansatörün kapasitesi ile tütün anot-katot kapasitesinin ve bağlantı iletkenlerinden ileri gelen «parazit» kapasitelerin toplamı olduğu unutulmamalıdır.

Tüplü C sınıfı kuvvetlendiricilerin ızgara öngerilimlerinin, tütün kesim geriliminden de büyük negatif bir gerilim olduğunu biliyoruz. Birkaç yüz volt mertebesinde olabilen bu gerilimi, A sınıfı kuvvetlendiricilerde yaptığımız gibi katoda seri bir direnç bağlayarak katot akımının ortalama değerinin bu direnç üzerinde meydana getirdiği gerilim düşümü olarak elde etmek uygun bir yol değildir. C sınıfı kuvvetlendiricilerde öngerilim ya ayrı bir doğrultucu —ve süzücü— düzeni yardımı ile, ya pozitif tepelerde akan ızgara akımından yararlanılarak, ya da karma olarak elde edilir.

Izgara akımından yararlanılarak V_c öngeriliminin elde edilmesi Şekil 8.40. da gösterilmiştir. Izgara devresine seri olarak konmuş olan R_g direncinden akacak olan ızgara akımı I_{GM} tepe değerine ulaştığı anda R_g 'nin



Şekil 8.40. Izgara öngeriliminin ızgara akımı yardımı ile otomatik olarak elde edilmesi.

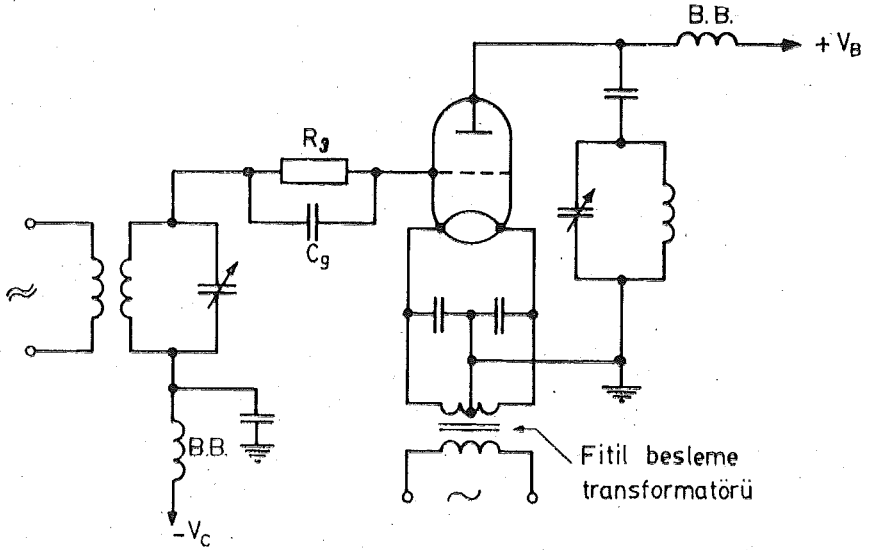
uçlarındaki gerilim düşümü $R_g \cdot I_{GM}$ dir ve C_g kondansatörü de bu gerilimle dolar. Bu anda v_g de pozitif tepe değerine sahiptir. v_g tepeyi aşıp azalmaya başladığında I_g önce azalır, hemen sonra da kesilir. $R_g \cdot C_g$ zaman sabiti işaretin periyoduna göre yeteri kadar büyükse ikinci bir pozitif tepe gelip ızgara akımı yeniden akmaya başlayana kadar C_g 'nin uçlarındaki gerilim —ki işareti ızgarayı katoda göre negatif yapacak yöndedir— hemen hemen başlangıçtaki değerinde sabit kalır.

Izgara akımının bu yoldan elde edilmesinin önemli sakıncası herhangi bir sebeple sürücü gerilimin kesilmesi halinde —artık ızgara akımı akmayacağından— öngerilimin sifıra düşmesidir. Bu durumda tüpten sürekli olarak I_M ye yakın bir anot doğru akımı akmaya başlar ve tüpte harcanan güç sınır değerinin çok üstüne çıkacağından anodun sıcaklığı çok kısa sürede dayanabileceği değeri aşar. Bu durumun ortaya çıkmaması için devreyi aşırı akıma karşı otomatik olarak koruyan düzenlerin kullanılması zorunludur. Başka bir yol da devrenin öngeriliminin bir kısmının bir öngerilim kaynağı ile, geriye kalan kısmının da ızgara akımından yararlanılarak otomatik olarak elde edilmesidir (yarı otomatik öngerilim). Bu durumda sürücü işaretin kesilmesi, tam otomatik öngerilimde olduğu kadar tehlikeli değildir. Ayrıca kuvvetlendiriciye genlik modülasyonu uygulanması halinde bu tür öngerilimin sağladığı bazı faydalar vardır. Bu sebeplerle yarı otomatik öngerilim C sınıfı kuvvetlendiricilerde çok kullanılır.

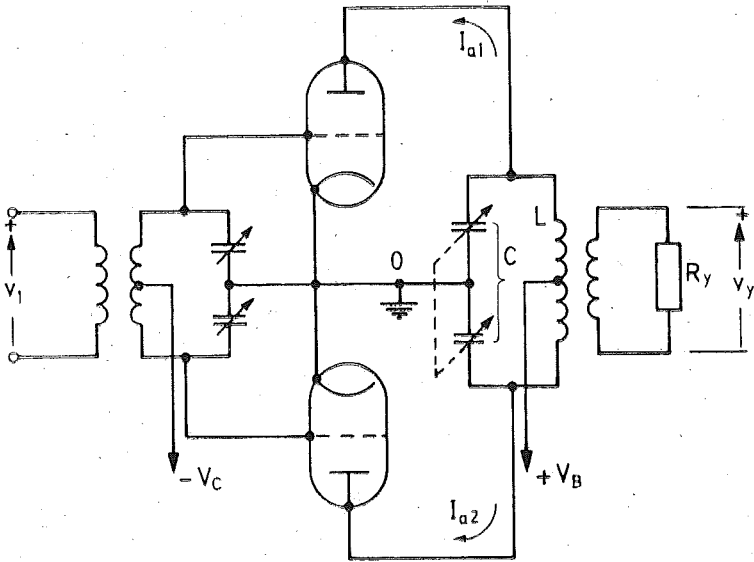
C sınıfı kuvvetlendiricilerde anot besleme kaynağının verdiği doğru akımla tüp ve tank devresi üzerinden akan yüksek frekanslı akımın yollarının iyi bir şekilde ayrılması için yeterli tedbirlerin alınması gerekir. Bu amaçla doğru akım besleme yolu üzerine, ω frekansında büyük bir empedans göstermek üzere bir boğucu bobin ve yüksek frekanslı akımın besleme kaynağından dolaşmadan devresini tamamlaması için gerekli yerlerde köprüleme kondansatörleri kullanılır.

Büyük anot gerilimleri ile çalıştırılan tüplerde tüp içinde az sayıda bulunabilecek —veya oluşabilecek— pozitif iyonların katodu bombardıman etmeleri sonucunda katodun yapısının bozulması söz konusu olduğu için oksit kaplı katotlar yahut thorium'lu tungsten katotlar kullanılamaz. Emisyon verimi (yani 1 W'lık bir ısıtma gücü için katodun sağlayabileceği akım) düşük olmakla beraber saf tungsten kullanmak zorunludur. Bu durumda fitilin ısıtma devresi ile katot akımının yüksek frekanslı bileşenlerinin devresini birbirlerinden ayırmak için bazı tedbirlerin alınması gerekir. Şekil 8.41. de triyot tüplü C sınıfı bir kuvvetlendirici, besleme kaynakları ile ilgili ilâve elemanlarla birlikte gösterilmiştir. Anot besleme kaynağı, anot akımının doğru bileşeni ile değişken bileşenlerinin yolunu ayırmayı kolaylaştıracak şekilde, tübe paralel olarak uygulanmıştır.

C sınıfı kuvvetlendiriciler şimdiye kadar incelediğimiz şekilde, tek tüplü olarak gerçekleştirildiği gibi, simetrik (puspul) olarak çalışan iki tüple de gerçekleştirilebilir. Şekil 8.42. de görüldüğü gibi T_1 ve T_2 tüpleri V_C öngerilimi ile sükûnette kesimin ötesinde tutulacak şekilde kutuplanmışlardır. Giriş işaretinin pozitif yarıperiyodunda, genliğin yeteri kadar



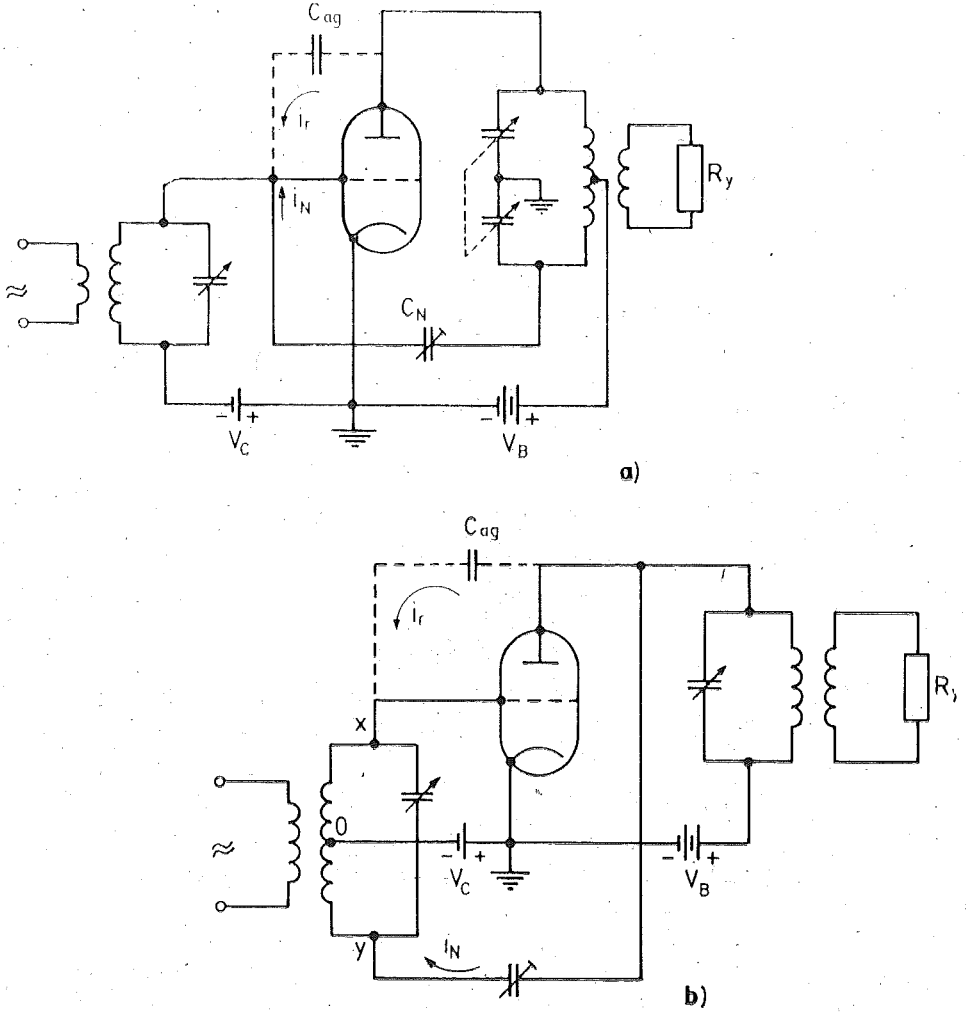
Şekil 8.41. Triyot tüplü C sınıfı bir kuvvetlendirici ve besleme devreleri.



Şekil 8.42. Triyot tüplü C sınıfı puşpul kuvvetlendirici.

paralel gelen tüp kapasitelerinin, bir tübe ait kapasitenin yarısına eşit olması sebebi ile de yüksek frekanslarda tek tüplü devrelere kıyasla daha elverişlidirler.

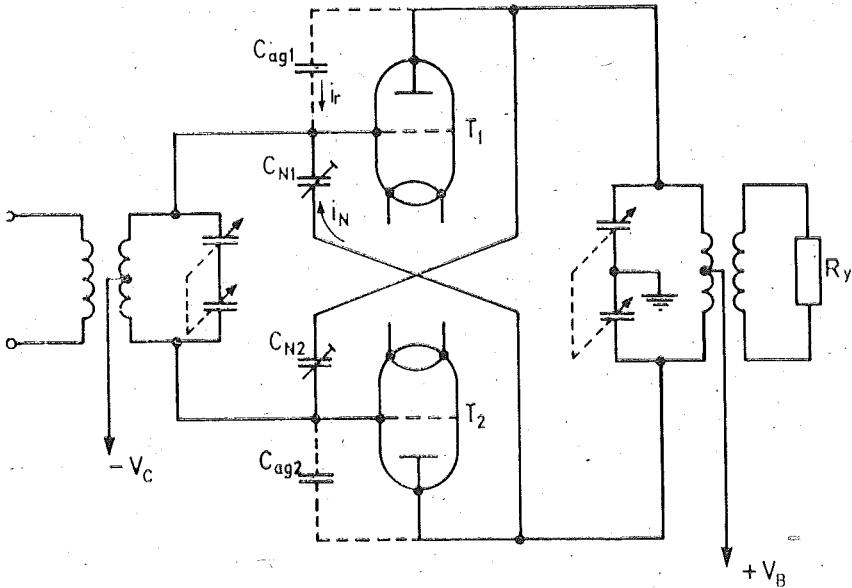
Girişinde ve çıkışında aynı frekansa akord edilmiş birer rezonans devresi bulunan C sınıfı bir kuvvetlendirici, gerekli tedbirler alınmazsa, tübün C_{ag} anot-ızgara kapasitesi üzerinden meydana gelecek geribesleme yüzünden osilasyon yapabilir. Özellikle büyük tüplerde oldukça büyük



Şekil 8.44. C sınıfı kuvvetlendiricilerde nötürleştirme düzenleri. (a) Hazeltine montajı, (b) Rice montajı.

olabilen bu kapasitenin ortadan kaldırılması kabil olmadığına göre, osilasyonu önlemek için etkisinin ortadan kaldırılması yoluna gitmek gerekir. Bu amaçla yapılan işe *nötürleştirme* denir. Bu amaçla en çok kullanılan devre düzenlerinden biri olan Şekil 8.44. (a) da gösterilmiş olan devreye «Hazeltine montajı» adı verilir. Tübün C_{ag} kapasitesi üzerinden, anottan ızgara devresine geçen i_r geribesleme akımı, ayarlanabilir C_N kondansatörü üzerinden akıtılan, i_r ile eşit genlikli fakat zıt fazda bir i_N akımı ile nötürleştirilmiştir. Şekil 8.44. (b) deki devreye ise «Rice montajı» denir. Bu devrede ise i_r akımının meydana getireceği v_{XO} geriliminin, i_r ile aynı fazda olan i_N akımının meydana getireceği v_{YO} gerilimi ile zıt fazda olmasından yararlanılmaktadır.

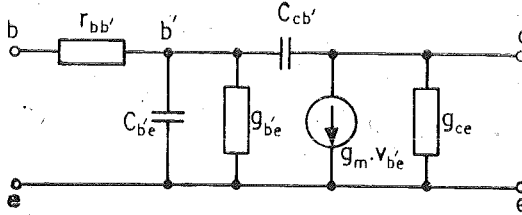
Pușpul C sınıfı kuvvetlendiricilerde nötürleştirme kolay bir yoldan sağlanabilir (Şekil 8.45.). T_1 túbünün anot gerilimi ile T_2 'ninki zıt fazdadır. Ohalde T_1 'in anodundan ızgarasına, C_{ag1} üzerinden geçen akım, T_2 'nin anodu ile T_1 'in ızgarası arasına bağlanacak C_{N1} kondansatörü üzerinden akıtılacak akımla nötürleştirilebilir. Benzer şekilde C_{N2} de T_2 'nin ızgarasına çıkıştan, C_{ag2} üzerinden gelen akımı nötürleştirir.



Şekil 8.45. Pușpul C sınıfı kuvvetlendiricide çapraz nötürleştirme.

8.7.2. Tranzistorlu C Sınıfı Kuvvetlendiriciler.

C sınıfı kuvvetlendiriciler tranzistorlarla da gerçekleştirilebilir. Tranzistorlu C sınıfı kuvvetlendiricilerin tüplü devrelerden önemli bir farkı, tranzistor giriş direncinin oldukça küçük olması sebebi ile bir kattan sağlanabilen güç kazancının sınırlı olmasıdır. Yüksek frekanslara doğru gidildikçe daha da azalan güç kazancını mümkün olduğu kadar yüksek tutabilmek için tranzistorun giriş tarafında ve çıkış tarafında ayrı ayrı, maksimum güç transferi şartının sağlanması gereklidir. Yani girişteki sürücü kaynak empedansı tranzistorun giriş empedansının eşleniğine, yük empedansı da tranzistorun çıkış empedansının eşleniğine eşit olmalıdır. Bilindiği gibi bir tranzistorun yüksek frekanslardaki eşdeğer devresi Şekil 8.46. daki gibi çizilebilir. Bu eşdeğer devre aslında küçük genlikli değişimler için geçerli ise de, verdiği sonuçlar daha hatalı olmakla



Şekil 8.46. Yüksek frekanslarda kullanılmaya elverişli tranzistor eşdeğer devresi (basitleştirilmiş Giacoletto eşdeğer devresi).

beraber, büyük genlikli akım ve gerilim değişimlerinin söz konusu olduğu C sınıfı kuvvetlendiriciler için de kullanılabilir. Eşdeğer devredeki elemanların hemen hemen hepsi çalışma noktasındaki akım veya gerilim değerlerine bağlı olduklarından, büyük genlikli işaretler söz konusu olduğunda eşdeğer devre elemanlarının değerlerinin belirlenmesi kolay değildir. Bunların ya uygun bir şekilde ortalama alınarak belirlenmeleri, ya da çalışma şartlarına yakın ölçü şartları altında ölçü yolu ile belirlenmeleri gerekir. Şekil 8.46. daki eşdeğer devre yardımı ile, girişte ve çıkışta maksimum güç transferi şartlarının sağlandığı kabul edilerek herhangi bir f frekansı için güç kazancı (elde edilebilecek en yüksek güç kazancı) hesaplanırsa

$$K_{G \max} \approx \frac{f_T}{8 \pi \cdot f^2 \cdot r_{bb'} \cdot C_{cb'}} \quad (8.41)$$

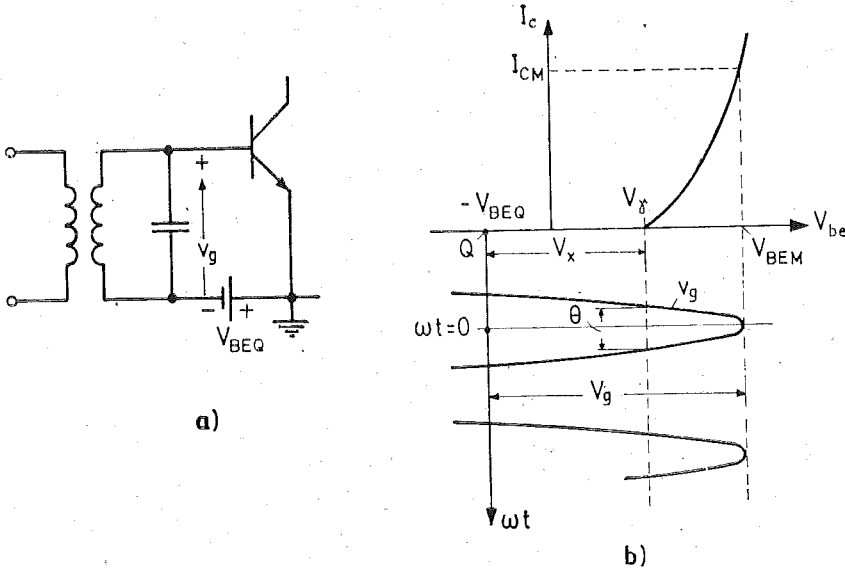
bulunur. Bu bağıntıdan güç kazancının tranzistorun özelliklerine ve fre-

kansa ne şekilde bağlı olduğu açıkça görülmektedir. $K_{G \max}$ 'ın 1'e düştüğü frekans tanımı da evvelce verilmiş olan ve değeri

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi \cdot r_{bb'} \cdot C_{cb'}}$$

bağıntısı ile hesaplanabilen *maksimum osilasyon frekansı*'ndan başka birşey değildir.

Tranzistorlu C sınıfı kuvvetlendiricilerin çalışma özellikleri, tranzistorun sınır frekansına göre yeteri kadar alçak çalışma frekansları için özgeçirilerden yararlanılarak incelenebilir. Şekil 8.47. de tranzistorlu bir



Şekil 8.47. (a) Tranzistorlu bir C sınıfı kuvvetlendiricinin giriş devresi. (b) Geçiş eğrisinden yararlanarak gerilim-akım ilişkilerinin bulunması.

C sınıfı kuvvetlendiricinin giriş devresi ile $I_c = f(V_{be})$ geçiş eğrisi verilmiş ve çalışma noktası, sürücü işaret ve θ akış açısı şekil üzerinde işaretlenmiştir. Tranzistorun akım akıtmaya başladığı V_g eşik gerilimi ile $-V_{BEQ}$ kutuplama gerilimi arasındaki uzaklık V_x ile gösterilirse V_x , V_g sürücü işaret genliği ve θ akış açısı arasında

$$\cos \frac{\theta}{2} = \frac{V_x}{V_g} \quad (8.42)$$

bağıntısı yazılabilir. Öte yandan, belirli bir I_{CM} kolektör tepe akımını akı-

tacak olan V_{BEM} gerilimi $I_c = f(V_{bc})$ geçiş eğrisinden okunabilir. Ayrıca

$$V_x = V_g - (V_{BEM} - V_\gamma)$$

bağıntısı (8.42) de yerine konarak

$$\frac{V_g - (V_{BEM} - V_\gamma)}{V_g} = \cos \frac{\theta}{2}$$

$$\frac{(V_{BEM} - V_\gamma)}{V_g} = 1 - \cos \frac{\theta}{2}$$

bulunur. V_g yerine de şekilden

$$V_g = V_{BEM} + V_{BEQ}$$

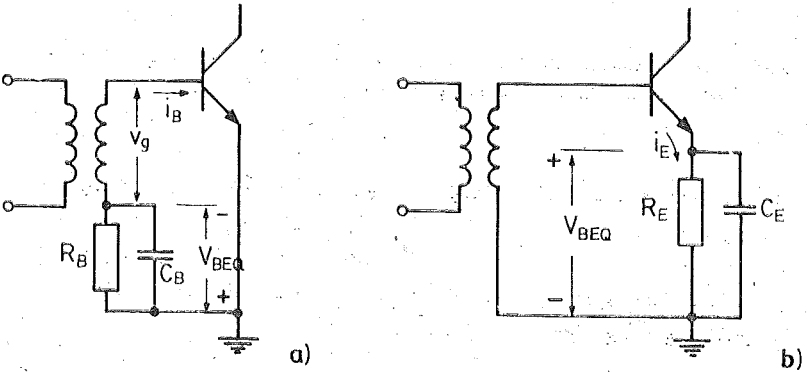
konursa

$$\frac{(V_{BEM} - V_\gamma)}{(V_{BEM} + V_{BEQ})} = 1 - \cos \frac{\theta}{2}$$

ve buradan

$$V_{BEQ} = \frac{V_{BEM} - V_\gamma}{1 - \cos \frac{\theta}{2}} - V_{BEM} \quad (8.43)$$

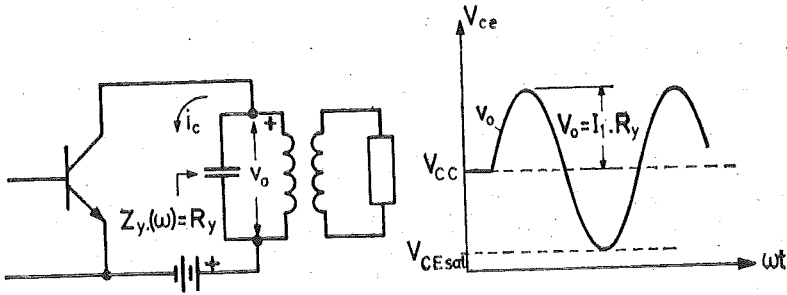
bağıntısı elde edilir. Böylece istenen bir I_{CM} tepe değeri ve istenen bir θ akış açısı için gerekli V_{BEQ} kutuplama gerilimi bulunmuş olur. Bu gerilim I_{CM} nin değerine ve seçilen θ ya bağlı olarak negatif, sıfır veya pozitif olabilir. Devre düzeni bakımından en elverişli durumun $V_{BEQ} = 0$ olduğu açıktır. Büyük güçlü devrelerde (yüksek I_{CM} değerleri söz konusu oldu-



Şekil 8.48. (a) V_{BEQ} negatif kutuplama geriliminin baz akımından yararlanılarak elde edilmesi. (b) V_{BEQ} nun emetör akımından yararlanılarak elde edilmesi.

ğunda) V_{BEQ} genellikle negatif çıkar. Bir kaç yüz mV mertebesinde olan bu gerilimi ayrı bir kaynaktan sağlamak yerine baz akımından veya emetör akımından yararlanarak, otomatik olarak elde etmek daha elverişlidir. Şekil 8.48. (a) daki devrede baz akımı yolunun toplam direnci büyük olduğundan tranzistorun belverme gerilimi küçülür, $V_{(BR)CEO}$ ya yaklaşır. Şekil 8.48. (b) deki devrede baz akımı yolunun toplam direnci çok küçük olduğundan belverme gerilimi $\approx V_{(BR)CES}$ ye eşittir.

Tranzistorlu C sınıfı kuvvetlendiricilerde de belirli bir θ kolektör akımı akış açısı için kolektör akımı darbelerinin Fourier açılımındaki I_0 , I_1 , I_2 , ... bileşenlerinin değerleri, Şekil 8.38. deki eğrilerden yararlanılarak, yaklaşık olarak bulunabilir. Geçiş eğrisi lineer farzedilerek çıkartılmış olan bu eğrilerden bulunacak değerlerin doğruluk derecesi yetersiz görülürse, kullanılacak olan tranzistorun $I_c = f(V_{be})$ geçiş eğrisi yardımı ile nokta nokta çizilecek olan kolektör akımı darbesi dalga şekline, bilinen harmonik analizi metotlarından biri uygulanarak I_0 doğru bileşeni ile I_1 temel bileşen genliği hesaplanabilir.



Şekil 8.49. Tranzistorlu C sınıfı kuvvetlendiricide çıkış devresi ve çıkış geriliminin değişimi.

Tranzistorlu bir C sınıfı kuvvetlendiricide i_c kolektör akımı yolu üzerine konulan ω frekansına akordlu devrenin uçları arasında meydana gelecek ω frekanslı sinüzoidal gerilim düşümünün genliği akım dalgasının temel bileşen genliği (I_1) ile yük empedansının rezonanstaki değerine (R_y) bağlıdır. Bu gerilimin dalga şeklinde, tranzistorun doymaya girmesi sebebi ile kırılma meydana gelmemesi için genliği ($V_{CC} - V_{CE sat}$) değerinden daha büyük olmamalıdır (Şekil 8.49.). Öte yandan yüke aktarılan güç V_o nun karesi ile orantılı olduğundan en uygun R_y değerinin

$$R_y = \frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{I_1} \quad (8.44)$$

olacağı açıktır. Bu durumda R_y ye aktarılan güç

$$P_y = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_{CC} - V_{CE_{sat}})^2}{R_y} \quad (8.45)$$

V_{CC} besleme kaynağından çekilen güç

$$P_{DA} = I_o \cdot V_{CC}$$

ve verim

$$\eta = P_y / P_{DA} \quad (8.46)$$

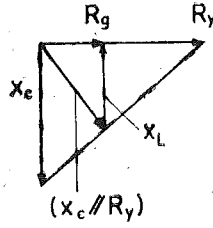
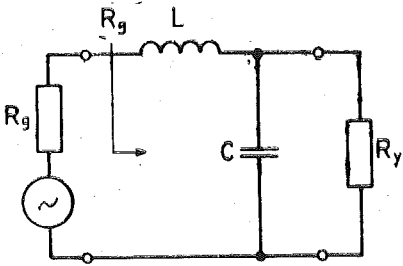
bulunur. (8.45) bağıntısında $(V_{CC} - V_{CE_{sat}})$ yerine yaklaşık olarak V_{CC} konduktan sonra (8.46) bağıntısı yardımı ile verim hesaplanırsa

$$\eta \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{I_1}{I_o} \quad (8.47)$$

elde edilir. Şekil 8.38. den I_o ve I_1 'in, bunlar yardımı ile de çıkış gücü ve verimin θ akış açısına bağlı olarak nasıl değişecekleri çıkartılabilir.

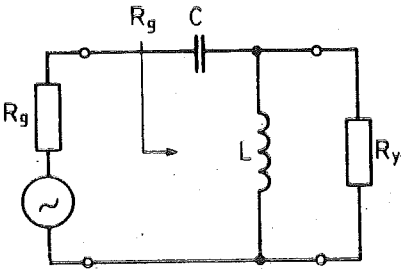
Tranzistorlu C sınıfı kuvvetlendiricilerde mümkün olan en büyük güç kazancının elde edilebilmesi için girişte ve çıkışta empedans uygunluğunun sağlanması gerektiği belirtilmişti. Yüksek güçlü tranzistorların çıkış iç empedansları oldukça küçük değerler olduğundan Şekil 8.49. daki paralel rezonans devreli devre bu amaca uygun değildir. Bunun yerine, rezonans devrelerinin özel şekillerinden başka birşey olmayan *empedans uydurma devresi* adı verilen devrelerden yararlanır. Şekil 8.50. de iç direnci R_g olan bir kaynakla bir R_y yük direnci arasında, belirli bir ω frekansında empedans uygunluğu sağlamada kullanılacak en basit dört devre verilmiştir. İlk iki devre $R_g < R_y$ hali için, diğerleri $R_g > R_y$ hali için kullanılabilir. Şekil 8.51. de, daha geniş bir ayar esnekliğine sahip olan ve bu sebepten tranzistorlu C sınıfı kuvvetlendiricilerde çok kullanılan bir empedans uydurma devresi ve fazör diyagramı verilmiştir.

Tranzistorlu C sınıfı kuvvetlendiricilerde maksimum güç kazancı şartının sağlanabilmesi için giriş tarafında da sürücü kaynak (veya bir önceki katın çıkışı) ile giriş arasında empedans uygunluğu sağlanmalıdır. Bu amaç için de yukarıda verilmiş olan devreler veya benzerlerinden yararlanır. Şekil 8.52. de katlar arası empedans uygunluğunu sağlamada çok kullanılan bir devre ve yaklaşık eşdeğeri verilmiştir. T_1 tranzistorunun C_o çıkış kapasitesi ile L_1 in çalışma frekansındaki paralel eşdeğeri,



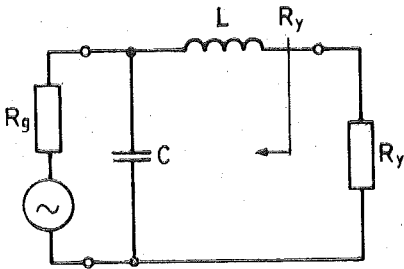
$$\omega L = \sqrt{R_g(R_y - R_g)}$$

$$\frac{1}{\omega C} = R_y \sqrt{\frac{R_g}{(R_y - R_g)}}$$



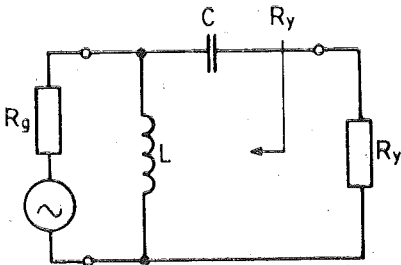
$$\frac{1}{\omega C} = \sqrt{R_g(R_y - R_g)}$$

$$\omega L = R_y \sqrt{\frac{R_g}{(R_y - R_g)}}$$



$$\omega L = \sqrt{R_y(R_g - R_y)}$$

$$\frac{1}{\omega C} = R_g \sqrt{\frac{R_y}{(R_g - R_y)}}$$

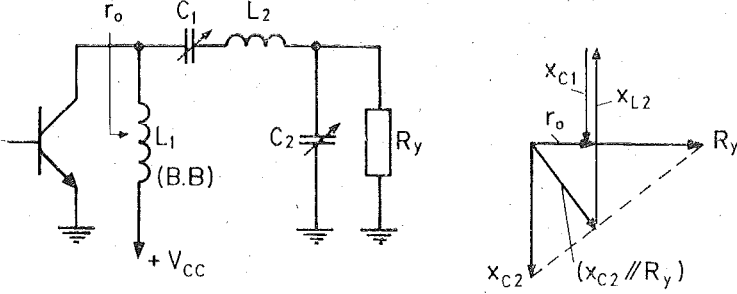


$$\frac{1}{\omega C} = \sqrt{R_y(R_g - R_y)}$$

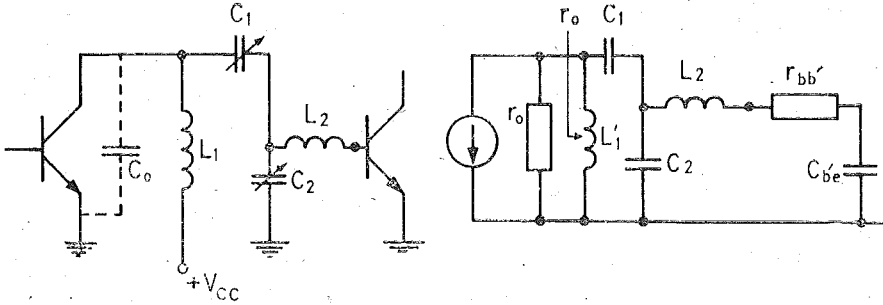
$$\omega L = R_g \sqrt{\frac{R_y}{(R_g - R_y)}}$$

Şekil 8.50. Basit empedans uydurma devreleri. (a) ve (b) $R_g < R_y$ için, (c) ve (d) $R_g > R_y$ için uygundur.

eşdeğer devrede bir L_1' endüktansı ile gösterilmiştir. T_2 nin f_{hfe} kesim frekansından yeteri kadar yüksek frekanslar için $1/\omega C_{b'e} \ll r_{b'e}$ olduğu göz önünde tutularak giriş empedansı $r_{bb'}$ ile $C_{b'e}$ nin seri eşdeğerinden ibaret kabul edilmiştir.



Şekil 8.51. Çıkış devresinde empedans uygunluğu sağlamada çok kullanılan bir devre ve fazör diyagramı.



Şekil 8.52. Katlar arası empedans uygunluğu sağlamada kullanılan bir devre ve yaklaşık eşdeğeri.

8.7.3. Frekans Çoğaltıcı Devreler.

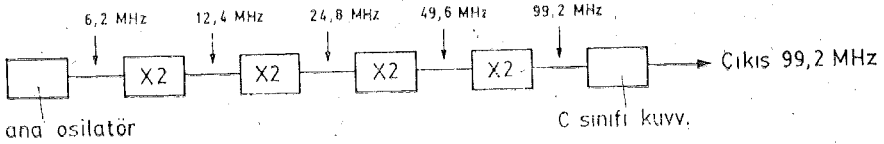
Tüplü yahut tranzistorlu C sınıfı kuvvetlendiricilerde çıkış akımı dalgasının

$$i = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2 \omega t + I_3 \cos 3 \omega t + \dots$$

şeklinde bir Fourier serisi ile ifade edilebileceği belirtilmiştir. Bu akımın yolu üzerine koyduğumuz rezonanslı devreyi —C sınıfı kuvvetlendiricilerde yaptığımız gibi— ω frekansına akord edecek yerde ω nın bir tam katına (örneğin 2ω ya) akord edecek olursak empedans bu frekansta maksimum, bu frekansın uzağındaki frekanslar —bu arada ω frekansını için—

küçük olacağından, çıkış gerilimi 2ω frekanslı, hemen hemen saf sinüzoidal bir gerilim olacaktır. Bu şekilde çıkıştaki rezonanslı devreyi (tank devresini) devrenin girişine uygulanan işaretin bir tam katına akord ederek giriş işareti frekansından daha yüksek frekanslı bir çıkış gerilimi elde etmeye yarayan devrelere *frekans çoğaltıcı devreler* denir.

Frekans çoğaltıcı devrelerin pratikte geniş bir uygulama alanları vardır. Örneğin, FM bandında (88 ... 108 MHz) çalışan radyo yayın vericilerinde frekansın kararlılığını belirleyen ana osilatör 5 - 10 MHz mertebesinde çalışan ve frekans kararlılığı çok yüksek olan kristalli bir osilatördür. 100 MHz mertebesinde olan —ve kristalli osilatörlerle doğrudan doğruya elde edilmesi kabil olmayan— çıkış frekansına, frekans çoğaltıcı devreler kullanılarak çıkarılır (Şekil 8.53.). Pratikte en çok frekansı 2 katına çıkaran çoğaltıcılar (frekans dublörleri) ile 3 katına çıkaran çoğaltıcılar (frekans triplörleri), nâdir olarak da frekansı 5 katına çıkaran devreler kullanılır. Çoğaltma katsayısı (n) yükseldikçe Fourier serisindeki I_n genliği de küçüldüğünden yüksek çoğaltma katsayıları kullanmak elverişli değildir.

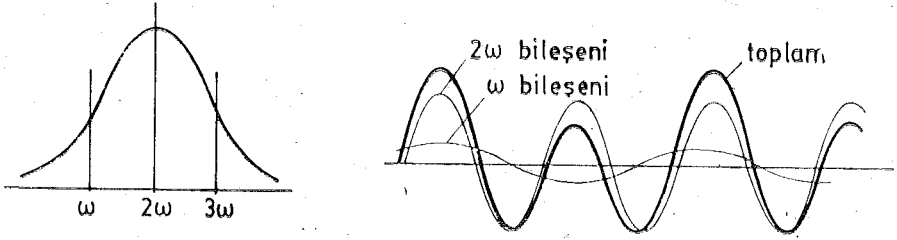


Şekil 8.53. Bir FM vericisinde 99,2 MHz'lik çıkış işaretinin 6,2 MHz'de çalışan kristalli bir osilatör ve 4 tane frekans dublörü kullanılarak elde edilmesi.

Bir frekans çoğaltıcı devrede anot veya kolektör akımı akış açısının (θ), çıkış akımındaki istenen harmonik bileşenin genliği maksimum olacak şekilde seçilmesi gerekir. Şekil 8.38. den, ikinci harmonik ($n=2$) için uygun θ değerlerinin $80 \dots 130^\circ$ aralığında, üçüncü harmonik için uygun θ değerlerinin de $60 \dots 120^\circ$ aralığında olduğu görülür. 120° den daha büyük θ değerlerinin özellikle 3. harmonik için çok elverişsiz olduğu açıkça görülmektedir.

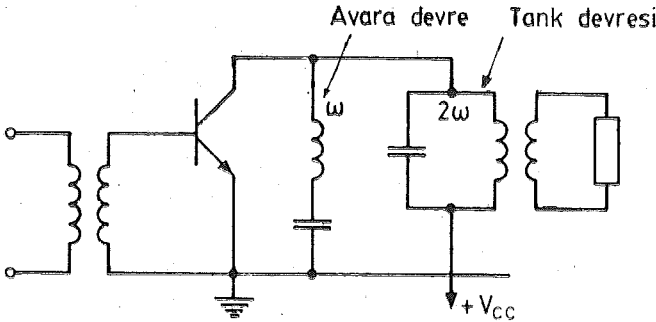
Frekans çoğaltıcı devrelerde, özellikle bir sonraki kata aktarılan gücün büyükçe olduğu hallerde yüklenme sebebi ile tank devresi değeri kat-sayısının küçülmesi, sakıncalı bir durumun ortaya çıkmasına sebep olur. cün büyükçe olduğu hallerde yüklenme sebebi ile tank devresi değeri kat-sayısının küçülmesi, bant genişliğini artırır ve Şekil 8.54. (a) da görüldüğü gibi temel bileşen (ω frekanslı bileşen) ile 3ω frekanslı bileşen için

empedansın çok küçük olacağı varsayımı geçerliğini kaybeder. Bunun sonucu olarak çıkış geriliminde 2ω frekanslı bileşenin yanısıra ω ve 3ω frekanslı bileşenler de bulunur. Akım dalgasındaki payı yüksek olduğu için ω frekanslı gerilim bileşeninin daha büyük olacağı açıktır. Bu bileşenin varlığı yüzünden çıkış gerilimi dalga şeklinde ortaya çıkacak olan bozulma Şekil 8.54. (b) de gösterilmiştir. İdeal halde saf sinüs biçimi ve



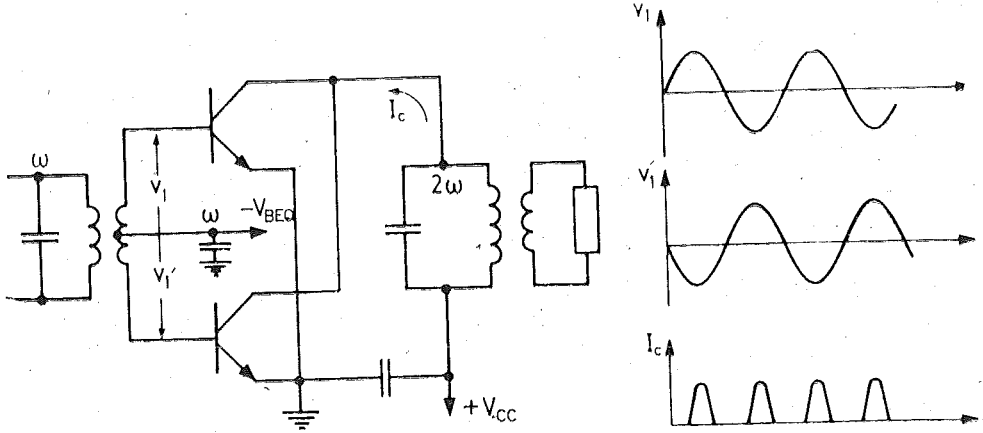
Şekil 8.54. (a) Bir frekans dublöründe tank devresi değer katsayısının küçük olmasının etkisi. (b) tank devresinin uçlarındaki toplam gerilimin dalga şekli ve bileşenleri.

2ω frekanslı bir gerilim olması gereken çıkış geriliminin dalga şekli bozulmuş, tepe değeri her periyot için aynı olmayan «topal» bir dalga şekli ortaya çıkmıştır. Bir sonraki katın sürülmesi bakımından sakıncalı olan bu durumdan kurtulmanın bir yolu, çıkıştaki 2ω frekansına akordlu paralel rezonans devresine paralel olarak, ω frekansına akordlu, yüksek Q 'lu bir seri rezonans devresi bağlamaktır (Şekil 8.55.). *Avara devre* adı verilen bu devrenin görevi ω frekanslı akım bileşenini kısa devre ederek çıkış gerilimindeki ω frekanslı bileşeni ortadan kaldırmaktır.



Şekil 8.55. Çıkışında 2ω frekansına akordlu bir tank devresi ile ω frekansına akordlu bir avara devre bulunan bir frekans dublörü.

Frekans dublörü olarak kullanılmaya çok elverişli bir devre de Şekil 8.55. (a) da verilmiş olan girişi simetrik - çıkışı paralel devredir (push-push devre). Devrede, giriş işaretinin her iki yarı periyodunda tank devresinden hep aynı yönde bir akım akar; yani çıkıştaki akım darbelerinin tekrarlanma frekansı 2ω dir. Dolayısı ile çıkış akımı darbelerinin Fourier açılımının temel bileşeni 2ω frekanslıdır ve ω frekanslı bir bileşen zaten yoktur.



Şekil 8.56. (a) Push-push devresi, (b) gerilim ve akım dalga şekilleri.

P R O B L E M L E R

1 — BD 135 tipi silisyum orta güç tranzistoru kullanılarak $V_{CC}=12$ V luk bir kaynaktan beslenen, transformator bağlamalı bir A sınıfı kuvvetlendirici yapılacaktır. Yük, 5 ohm luk bir hoparlördür. Emetör direnci uçlarında $V_{EQ}=1$ V luk bir gerilim düşümü öngörülmüştür. Bağlama transformatorünün birinci taraf sargı direnci ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Tranzistor için önemli büyüklükler :

Kolektör akımı ortalama değeri maksimumu	: $I_C=1$ A
Kolektör akımı tepe değeri maksimumu	: $I_{CM}=1,5$ A
Kolektör-emetör dayanma gerilimi	: $V_{BR(CEO)}=45$ V
Kılıf sıcaklığı $T_c \leq 70^\circ\text{C}$ için maksimum güç kaybı	: $P_{tot}=8$ W
Doyma gerilimi ($I_{CM} < 1,5$ A için)	: $V_{CE\ sat} \leq 1$ V
Akım kazancı	: $h_{fe} \approx h_{FE} > 30$

a) $I_C=I_C(V_{CE})$ çıkış özgeçirileri düzleminde güvenli çalışma bölgesini işaretleyiniz.

b) Güvenlik sınırını aşmaksızın maksimum çıkış gücünü sağlamak için gerekli Q çalışma noktası ile R_y' a.a. yük direncini belirleyiniz.

c) R_E emetör direncini, $f_{min}=30$ Hz alarak C_E kondansatörünü, $S(I_{CQ}, h_{FE}) \leq 0,2$ olması ve öngörülen çalışma noktasının sağlanması için gerekli R_1, R_2 baz bölücü dirençlerini hesaplayınız.

d) Transformatorün değiştirme oranı ne olmalıdır? Birinci taraf self endüktansı en az ne kadar olmalıdır? Neden?

e) Transformator veriminin % 70 olduğunu kabul ederek maksimum çıkış gücü için devrenin toplam verimini hesaplayınız.

2 — Problem 1deki tranzistorun jonksiyondan kılıfa ısıl direnci 10°C/W dir. Yalıtım için etkin alanı 1 cm^2 olan $0,05$ mm kalınlığında bir mika levha kullanılacaktır.

a) Ortam sıcaklığının 40°C 'a kadar olan değerleri için kılıf sıcaklığının 70°C 'i aşmaması için nasıl bir soğutucu kullanılabilir?

b) Bu durumda, tranzistorda maksimum güç harcanırken jonksiyon sıcaklığı kaç $^{\circ}\text{C}$ olur?

3 — BD 135 tranzistorları kullanılarak transformatörlü puspul bir B sınıfı kuvvetlendirici gerçekleştirilecektir. Besleme gerilimi $V_{CC}=12\text{ V}$, yük $R_y=5\text{ ohm}$ 'dur. Önemli büyüklükler Problem 1 de verildiği gibidir. Ayrıca eşik gerilimi $V_{\gamma}=0,6\text{ V}$ olarak verilmiştir.

a) Devreden yüke maksimum güç aktarılabilmesi için gerekli yük direncini ve çıkış transformatörünün değiştirme oranını hesaplayınız.

b) Tranzistorlardan birinden maksimum akım akarken R_E üzerindeki gerilim düşümünün $0,5\text{ V}$ dan büyük olması istenmiyor (Neden?). R_E ne olmalıdır?

c) R_1 ve R_2 dirençlerinin değerleri ne olmalıdır? (Hangi etkenler göz önünde bulundurulmalı?)

d) Devrenin maksimum verimi (transformatörünki hariç) ne kadardır?

e) Maksimum çıkış gücü alınırken tranzistorlarda harcanan güç ne kadardır?

4 — BD 135 ve eşleniğı olan p-n-p tipi BD 136 tranzistorları ile transformatörsüz B sınıfı bir ses frekansı kuvvetlendiricisi yapılacaktır. Kaynak gerilimi $V_{CC}=12\text{ V}$ dur. BD 136'nın önemli büyüklükleri Problem 1 de verilmiş olan BD 135 inkilerin aynıdır.

a) Kullanılacak yükün (hoparlörün) direnci en az ne kadar olabilir?

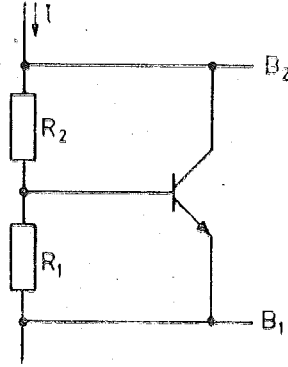
b) Bağlama kondansatörünün kapasitesi ne kadar olmalıdır? ($f_{\min}=50\text{ Hz}$ alınacaktır).

c) Devreden elde edilecek maksimum çıkış gücü ve bu durumdaki verim ne kadardır?

d) Çıkış katını sürmek için kullanılacak devreyi tasarlayınız.

5 — Şekil 8.30. (b) deki «sözde Darlington» çiftinin küçük işaret giriş direncini, kısa devre akım kazancını ve eğimini basitleştirilmiş eşdeğer devreleri kullanarak hesaplayınız. Sonuçları normal Darlington çiftininkilerle karşılaştırınız.

6 — Eşlenik tranzistorlu B sınıfı kuvvetlendiricilerde, çıkış tranzistorlarını geçiş distorsiyonu olmayacak şekilde kutuplamak için Şekil 8.25. deki diyotlar yerine aşağıdaki devre kullanılabilir.



a) V_{B1B2} gerilimini R_1 ve R_2 ye bağlı olarak veren bağıntıyı çıkarınız ve yorumlayınız. Bu devrenin iki (veya üç) diyot kullanmaya göre üstünlüğü nedir?

b) Çıkış tranzistorlarının bazlarının değişken işaretler bakımından aynı potansiyelde olması için $r_{B1B2} \ll R_C$ olmalıdır. r_{B1B2} yi veren bağıntıyı çıkarınız ve yorumlayınız.

7 — (8.37) bağıntısını çıkarınız ve yorumlayınız.

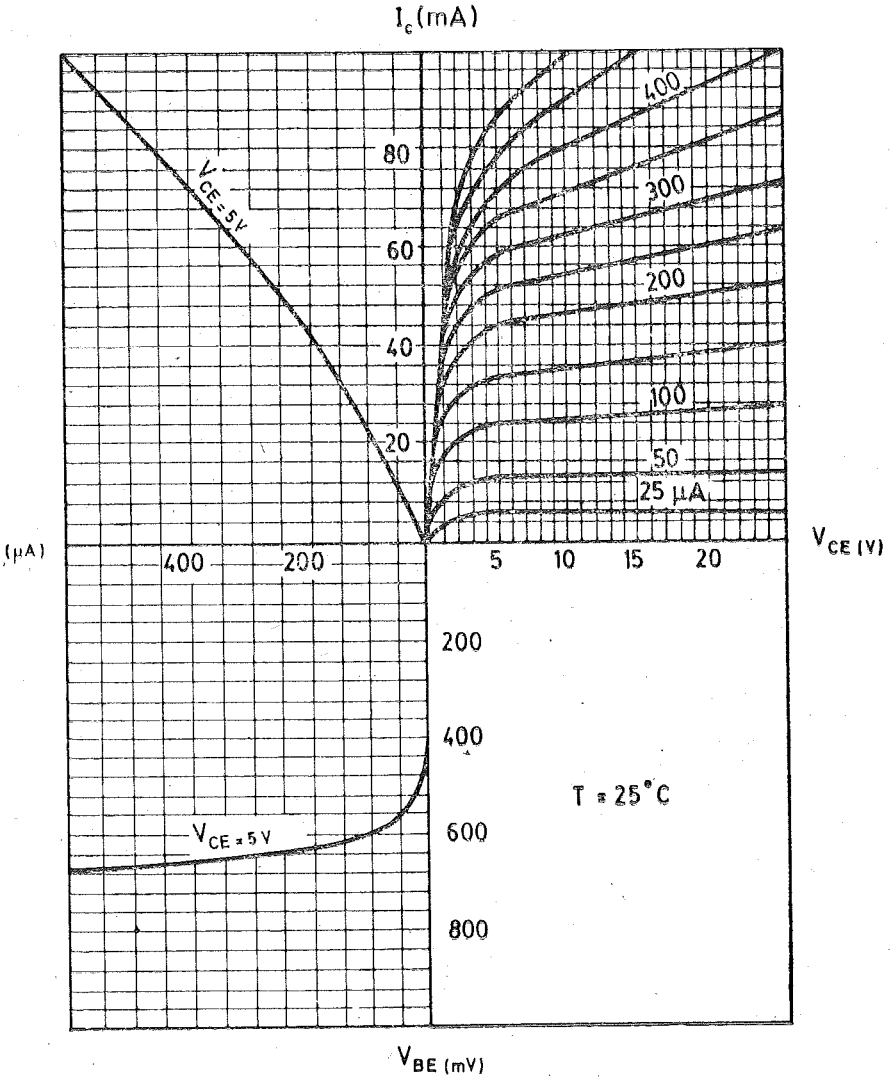
8 — Bir C sınıfı kuvvetlendiricinin nötürleştirme ayarının çıkış katı çalıştırılmadan önce yapılması gerekir. Bu ayarın Şekil 8.44. deki devrelerden herbiri için ne şekilde yapılması gerektiğini nedenleri ile açıklayınız. Ayar yapılmadan çıkış katının çalıştırılmasının (anot gerilimi uygulanmasının) sakıncaları nelerdir?

9 — (8.41) bağıntısını çıkarınız. Bu bağıntı ile (3.86) bağıntısı arasındaki ilişkiyi açıklayınız (Bağıntıyı çıkartırken söz konusu frekanslarda birbirlerine göre ihmal edilebilecek direnç ve reaktansları dikkatle belirleyerek gerekli basitleştirici ihmalleri yapınız).

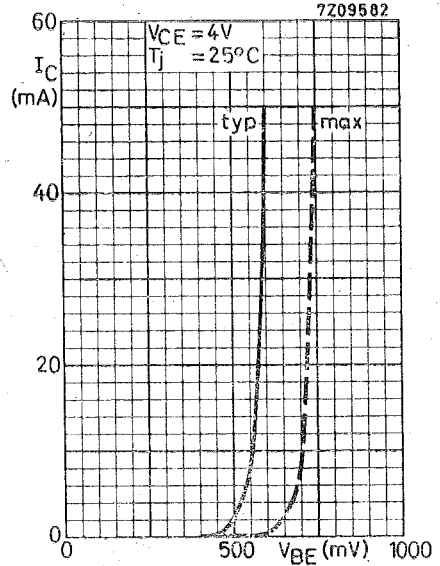
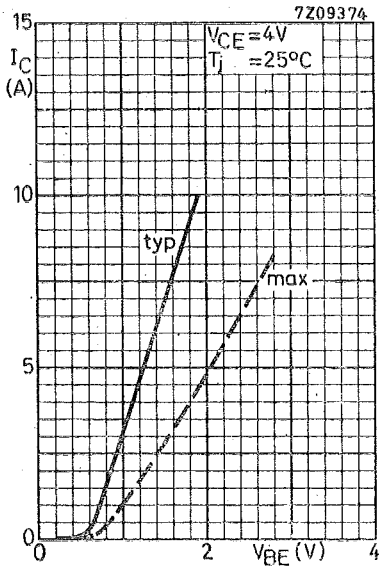
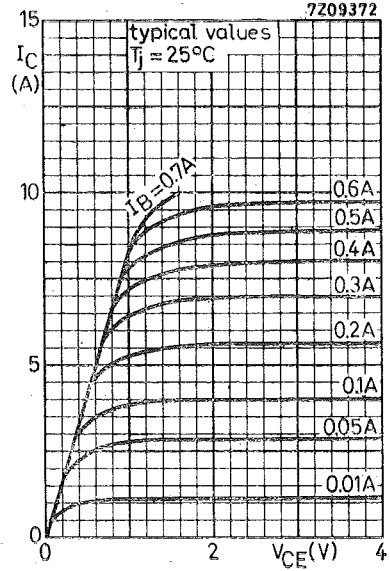
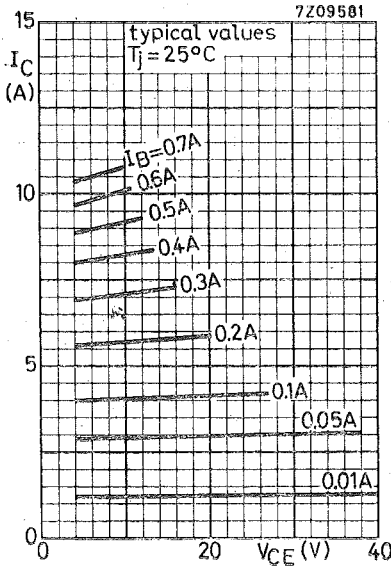
10 — a) Şekil 8.50. (b), (c) ve (d) için fazör diyagramlarını çiziniz.

b) Şekil 8.51. de verilmiş olan fazör diyagramını yorumlayınız. Bu diyagramdan yararlanarak devrenin ayarının nasıl yapılabileceğini açıklayınız.

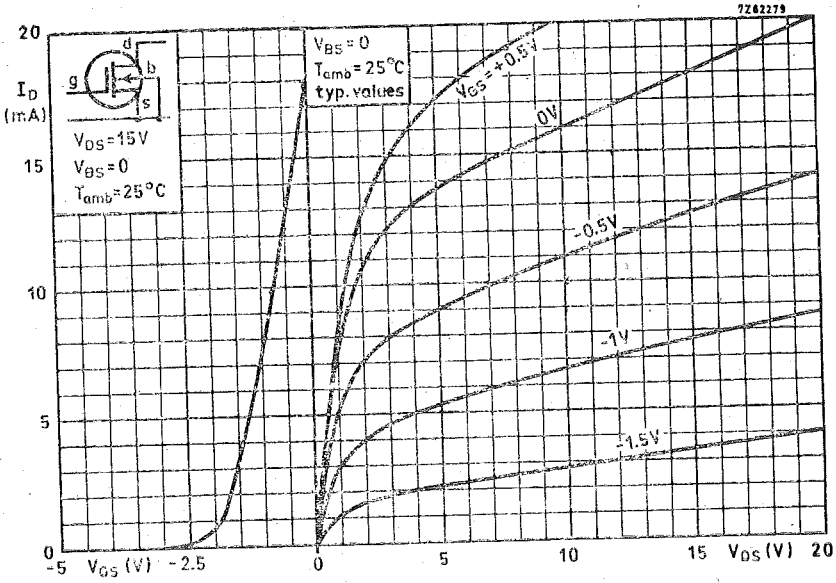
EK — 1



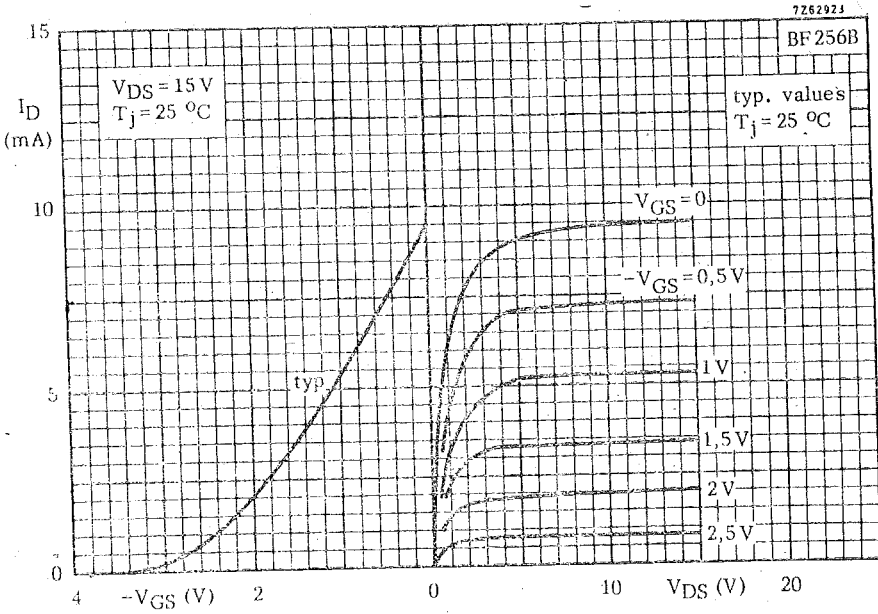
BC107 A tipi n-p-n silisyum tranzistorun özgeşrileri.



BDY 20 tipi n-p-n silisyum güç tranzistorunun özgeçirileri. Sınır değerleri: $I_{CM(max)} = 15\text{ A}$
 $V_{(BR)CBO} = 100\text{ V}$, $V_{(BR)CEO} = 60\text{ V}$, $P_{tot} = 115\text{ W}$ (kılıf tabanı sıcaklığının 25°C den küçük
 değerleri için), $T_{j\text{ max}} = 200^\circ$.



BFR 29 tipi n-kanallı MOS tranzistorun özgeğrileri.
 $(g_m > 6 \text{ mA/V}, I_{DSS} = 10 \dots 40 \text{ mA})$



BF 256 B tipi n-kanallı silisyum jonksiyonlu FET'in özgeğrileri.
 $(g_m > 4,5 \text{ mA/V}, I_{DSS} = 6 \dots 13 \text{ mA})$

YARIİLETKEN DEVRE ELEMANLARI İLE İLGİLİ
HARF SEMBOLLER

(IEC Publication 148'den özetlenmiştir)

AKIM, GERİLİM VE GÜÇ İÇİN HARF SEMBOLLER

Temel Harfler

Akım : I , i
Gerilim : V , v
Güç : P , p

(Küçük harf semboller yalnızca zamanla değişen ani değerleri göstermek için kullanılır).

İndisler

A , a Anot ucu
(AV) , (av) Ortalama değer
B , b Baz ucu, (MOS elemanlarda, taban)
(BR) Belverme
C , c Kolektör ucu
D , d Savak (drain) ucu
E , e Emetör ucu
F , f İleriye doğru
G , g Geçit ucu
K , k Katod ucu
M , m Tepe değeri
O , o Üçüncü indis olarak : İndiste belirtilmemiş olan uç açık devredir.
R , r Birinci indis olarak : Geriye doğru
İkinci indis olarak : Tekrarlanan, tekrarlanabilen
Üçüncü indis olarak : İndiste belirtilmemiş olan uç ile referans ucu arasında belirli bir direnç bulunması halinde.

(RMS), (rms) etkin (efektif) değer

S , s Birinci ve ikinci indis olarak : Kaynak (source) ucu
(yalnız FET'lerde)

İkinci indis olarak : Tekrarlanmayan (FET'ler için geçerli değil!)

Üçüncü indis olarak : İndiste belirtilmemiş olan uç referans ucuna kısa devre edilmiştir.

X , x Belirli bir devre

Z , z Referans diyotlarında ve gerilim regülatörü diyotlarında R indisi yerine yazıldığında diyodun çalışma gerilimini, akımını yahut gücünü belirtmede kullanılır.

— Büyük harf indisler şu büyüklükleri belirtmede kullanılır :

- Doğru bileşen (değişken bileşen yok yahut hariç). Örnek : I_B
- Toplam ani değer. Örnek : i_B
- Toplam ortalama değeri. Örnek : $I_{B(AV)}$
- Toplam tepe değeri. Örnek : I_{BM}
- Toplam etkin değer. Örnek : $I_{B(RMS)}$

— Küçük harf indisler yalnızca değişken bileşenlere ilişkin büyüklüklerin belirtilmesinde kullanılır.

- Ani değer. Örnek : i_b
- Etkin değer. Örnek : $I_{b(rms)}$
- Tepe değeri. Örnek : I_{bm}
- Ortalama değer. Örnek : $I_{b(av)}$

Not : Birden fazla indis gerektiğinde, her iki türü de bulunan indislerin ya hep büyük harf türü, ya hep küçük harf türü kullanılır.

Akımlar İçin Kullanılan İndisler

Tranzistorlarda : Akımı taşıyan uç, birinci indisle belirtilir. (Akımın referans yönü, dış devreden söz konusu uca doğru akan akım pozitif olacak şekildedir.)

Örnekler : I_B, i_B, i_b, I_{bm}

Diyotlarda : Geçirme yönünde (anot ucundan içeriye) akan akım F yahut f indisi ile, tıkama yönünde akan akım R yahut r indisi ile belirtilir.

Örnekler : $I_F, I_R, i_F, I_{f(rms)}$

Gerilimler İçin Kullanılan İndisler

Tranzistorlarda : Bir gerilimin ölçüldüğü uçlar, —ikinci indis referans ucu olmak üzere— ilk iki indisle belirtilir. Herhangi bir karıştırma ihtimali yoksa ikinci indis yazılmayabilir.

Örnekler : V_{BE} , V_{BE} , V_{be} , V_{bem}

Diyotlarda : Geçirme yönünde (anot katoda göre pozitif olacak şekilde) uygulanan bir gerilimi belirtmek için F yahut f sembolü tıkama yönü gerilimi için ise R yahut r sembolü kullanılır.

Örnekler : V_F , V_R , V_F , V_{im}

Besleme Kaynağı Gerilimleri Yahut Akımları İçin Kullanılan Semboller

Besleme kaynağı gerilimleri yahut akımları, kaynağın bağlandığı ucun sembolü tekrarlanarak belirtilir.

Örnek : V_{CC} , I_{EE}

Not : Referans ucunun da belirtilmesi gerekli ise bu, üçüncü indisle gösterilir.

Örnek : V_{CCE}

Aynı Cinsten Birden Fazla Ucu Olan Elemanlar İçin Kullanılan Semboller

Bir elemanın aynı cinsten birden fazla ucu varsa bunlar o uca ilişkin sembol ve bunu izleyen birer numara ile belirtilir. Çok harfli indis halinde karışıklığı önlemek için bir ayırma çizgisi gerekebilir.

Örnekler : I_{B2} İkinci baz ucuna giren doğru akım.
 V_{B2-E} İkinci baz ucu ile emetör ucu arasındaki doğru gerilim.

Çok Birimli Elemanlar İçin Kullanılan Semboller

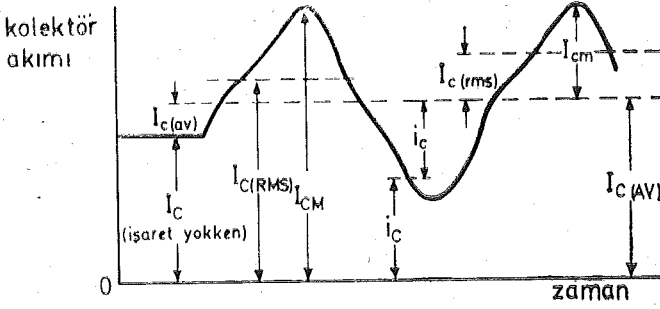
Çok birimli elemanlar için indis harflerinin önüne birer numara getirilir. Yanlış anlamayı önlemek amacı ile ayırma çizgisi kullanılabilir.

Örnekler : I_{2C} Eleman içindeki 2 numaralı birimin kolektör doğru akımı.

V_{1C-2C} 1 ve 2 numaralı birimlerin kolektör uçları arasındaki doğru gerilim.

Kuralların Uygulanması

Aşağıdaki şekilde bir tranzistorun kolektör akımı zamanın fonksiyonu olarak gösterilmiştir.



ELEKTRİKSEL PARAMETRELER İÇİN HARF SEMBOLLER

Tanım

Bu yayında «elektriksel parametre» deyimini dört uçlu matrisi parametreleri, elektriksel eşdeğer devre elemanları, elektriksel empedans ve admitanslar ile endüktans ve kapasiteler için kullanılmıştır.

Temel Harfler

Yarıiletken devre elemanlarının elektriksel parametreleri için kullanılan en önemli temel harf semboller şunlardır :

- B , b : Süseptans; bir admitansın sanal kısmı
C : Kapasite
G , g : İletkenlik; bir admitansın gerçel kısmı
H , h : Karma (hibrit) parametreler
L : Endüktans
R , r : Direnç; bir empedansın gerçel kısmı
X , x : Reaktans; bir empedansın sanal kısmı
Y , y : Admitans
Z , z : Empedans

Büyük harf semboller

- Dış devrelerin yahut yarıiletken elemanın sadece bir parçasını oluşturduğu devrelerin elektriksel parametrelerini,
- Bütün endüktans ve kapasiteleri göstermek için kullanılır.

Küçük harf semboller elemanın iç parametrelerini göstermek için kullanılır (endüktans ve kapasiteler hariç).

İndisler

Genel İndisler :

Yarıiletken elemanların elektriksel parametrelerini göstermede kullanılan en önemli indisler şunlardır :

F , f : ileriye doğru

I , i (yahut 1) : giriş

L , l : yük

O , o (yahut 2) : çıkış

R , r : geriye doğru

S , s : kaynak

Örnekler : Z_s , h_f , h_r

Bir indisin büyük harf türü, statik (doğru akım) değerlerinin belirtilmesinde kullanılır.

Örnekler : h_{FE} ortak emetörlü bağlama şekli için ileriye doğru akım transfer oranının statik değeri (d.a. kazancı)

R_E Dış devre elemanı olan emetör direncinin d.a. değeri.

Not : Statik değer ilgili özegli üzerinde koordinat başlangıç noktasından çalışma noktasına çizilen doğrunun eğimi, yani çalışma noktasına ilişkin büyüklüklerin oranıdır.

Bir indisin küçük harf tipi küçük-ışaret değerlerinin belirtilmesinde kullanılır.

Örnekler : h_{ie} Ortak emetörlü devrede ileriye doğru kısa kısa devre akım transfer oranının küçük-ışaret değeri.

$Z_e = R_e + jX_e$ Dış devre empedansının küçük-ışaretler için değeri.

Not : Birden fazla indis kullanılacaksa her iki türü de bulunan indislerin ya hep büyük harf türü, ya hep küçük harf türü kullanılır.

Örnekler : h_{FE} , Y_{RE} , h_{ie}

Dört Uçlu Parametreleri İçin Kullanılan İndisler

İlk harf indis (yahut ikili sayısal indis) giriş, çıkış, ileriye doğru transfer ve geriye doğru transfer'i belirtir.

Örnekler : h_i (yahut h_{11})
 h_o (yahut h_{22})
 h_f (yahut h_{21})
 h_r (yahut h_{12})

Devre şeklini belirtmek için ilâve bir indis kullanılır. Herhangi bir karıştırma ihtimali yoksa bu indis kullanılmayacaktır.

Örnekler : h_{fe} (yahut h_{21e}), h_{rE} (yahut h_{21E})

Gerçel ve Sanal Kısımların Ayırdedilmesi

Bir elektriksel parametrenin gerçel ve sanal kısımlarının ayırdedilmesi gerektiğinde ilâve indis kullanılmaz. Gerçel ve sanal kısımlar için özel semboller varsa bunlar kullanılabilir.

Örnekler : $Z_i = R_i + jX_i$
 $Y_{fe} = g_{fe} + jb_{fe}$

Böyle özel semboller yoksa, yahut özel sembollerin kullanılması elverişli değilse aşağıdaki gösterim şekli kullanılacaktır :

Örnekler : $Re(h_{ib})$ h_{ib} nin gerçel kısmı
 $Im(h_{ib})$ h_{ib} nin sanal kısmı

ALFABETİK İNDEKS

A

A sınıfı çalışma 300
A sınıfı güç kuvvetlendiricileri 302, 312
AB sınıfı çalışma 302
Admitans parametreleri 79
Akım kaynağı 222, 224
Akım kazancı 124
Akım kontrol elemanı 8
Akış açısı 300, 339
Akord bozukluğu katsayısı 252
Akordlu kuvvetlendiriciler 248, 286
Aktif yük 227
Alan etkili tranzistor 105
Alt kesim frekansı 126, 170
Art arda bağlama 128, 256

B

B sınıfı çalışma 300
Bağıl sıcaklık katsayısı 53
Bağlama kondansatörü 49, 168, 198
Bağlaşmalı rezonans devreleri 265
Band genişliği 126, 189, 251, 258
Baskın kutup 189
Belverme gerilimi 32
Bootstrap 150, 329
Butterworth karakteristiği 262

C

C sınıfı çalışma 302
C sınıfı kuvvetlendiriciler 337, 350
Chebyshev karakteristiği 263, 272, 278
CMRR 220
Çalışma geçiş eğrisi 44, 309
Çalışma noktası 14, 43, 158
Çift akordlu kuvvetlendirici 265
Çıkış direnci 75, 125
Çıkış transformatörü 302

D

Darlington çifti 149, 230, 332
Değer katsayısı 249, 343
Desibal 129
Difüzyon kapasitesi 92
Diyodun çalışma eğrisi 5
Diyodun küçük işaret direnci 7, 31
Diyot 3, 29
Doğru akım yük doğrusu 43, 305
Doğru gerilim kuvvetlendiricileri 210, 213
Doğrudan doğruya bağlama 210
Doğrusal çalışma bölgesi 44
Doyma 40, 44
Dublör 357
Duyarlık 54, 215, 217

E

Early katsayısı 85
Ebers - Moll modeli 100
Eğilme 199
Eğim 15, 80, 83, 231
Eğrisellik bozulması 47, 161
Elektron tüpleri 10
Emetör bağlamalı kuvvetlendiriciler 216
Emetör çıkışlı devre 146
Empedans uydurma devreleri 354
Eşik gerilimi 4
Eşlenik tranzistorlu kuvvetlendirici 323

F

f_{max} frekansı 100
 f_T frekansı 98
Fakirleşmiş bölge 24
Fark işaret kazancı 219
Fark kuvvetlendiricisi 216, 218

FET 105

Fiziksel parametreler 84
 Frekans çoğaltıcı devreler 356
 Frekans eğrileri 126

G

Geçirme yöntünde kutuplama 28
 Geçiş bölgesi 24
 Geçiş bozulması (distorsiyonu) 321
 Geribeslemeli kutuplama devresi 57
 Gerilim kazancı 124
 Giaceletto eşdeğer devresi 96
 Giriş dengesizlik akımı 229
 Giriş direnci 74, 125
 Gövde direnci 95
 Güç kazancı 123, 350
 Güç kuvvetlendiricileri 299

H

h parametreleri 72
 Hibrit parametreler 72

I, İ

Isı ile elektron salma 10
 Isıl direnç 334
 Isıl kararlılık 52, 333
 Isıl sürtüklenme 238
 İşlemsel kuvvetlendirici 238

J

Jonksiyon kapasitesi 92
 Jonksiyonlu FET 105

K

Kademeli akord 261
 Karma parametreler 72
 Karma π eşdeğer devresi 96
 Kaskad bağlama 128
 Kazanç ayarı 231
 Kazanç - band genişliği çarpımı 255
 Kırpılma 47
 Kısılma 108, 113
 Kompanzasyonlu kutuplama devreleri

Komplemanter simetrikli kuvvetlendirici
 323

Köprüleme kondansatörü 60, 176, 199
 Kritik bağlama (kuplaj) 269
 Küçük işaret eşdeğer devreleri 71
 Kutuplama devreleri 49
 Kuvvetlendirici 42, 123

M

Maksimum düzlükte frekans eğrisi 261,
 271
 Maksimum güç hiperbolü 307
 Maksimum osilasyon frekansı 100, 351
 Miller teoremi 183
 MOSFET 111

N

Negatif direnç 189
 Nötürleştirme 285, 349

O

Ortak bazlı devre 35, 82, 86, 152
 Ortak emetörlü devre 35, 72, 134
 Ortak işaret kazancı 219
 Ortak işareti zayıflatma oranı 219

P

p-n jonksiyonu 24
 Pentot 17
 Piezoelektrik rezonatör 289
 Puspul kuvvetlendirici 313, 345

S

Satürasyon 40
 Seçicilik 259
 Sıfır - kutup diyagramı 170, 191, 250,
 260, 268
 Simetrik çıkışlı kuvvetlendirici 144
 Simetrik kuvvetlendirici 300, 313
 Sınır değerler 307
 Sınır frekansları 97
 Soğutucu 71, 335
 Sürüklenmeli kutuplama 150

- T**
- Tank devresi 342
 Tepe dalgalığı 263
 Termistor 68
 Termoelektronik emisyon 10
 Tıkama yönünde kutuplama 27
 Transformatsız puspu kuvvetlendi-
 niç 323
 Transistor 33
 Transistor özgeçirimi 38
 Tripler 357
 Triyot 12
- U, Ü**
- Uzun kuyruklu devre 216
 Üst kesim frekansı 126, 190
- V**
- Vakumlu diyet 11
 Verim 299, 308, 317, 337, 354
- X**
- X parametresi 79
 Yalıtılmış eğitilmiş FET 111
 Yarıiletkenler 22
 Yüksekme süresi 194, 202
- Z**
- Zener diyodu 32
 Zener gerilimi 32

