

KARADENİZ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI  
YÜKSEK LİSANS PROGRAMI

FM İŞARETLERİNİN ÜRETİMİ VE YÜKSELTİLMESİ

HÜSEYİN AY

Yönetici: Doç. Dr. HASAN DİNÇER

Trabzon- Ocak, 1986

## İçindekiler :

|  |     |
|--|-----|
| Önsöz                                    | 1   |
| Brekans Modelasyonu                      | 2   |
| Darband FM                               | 5   |
| Geniş Band FM                            | 7   |
| FM Dalga Biçimlerinde Güç                | 15  |
| Gürültü                                  | 16  |
| FM de Bşik Genişletmesi                  | 29  |
| FM İğaretlerinin Üretimi                 | 35  |
| Stereo FM Yayını                         | 50  |
| FM Verici                                | 52  |
| Rezonanslı Güç Yükselteçleri             | 54  |
| Doymalı C sınıfı Yükselteçler            | 59  |
| Karmaşık Tarz C sınıfı Güç Yükselteçleri | 60  |
| Empedans Uydurma                         | 67  |
| Gerçekleştirilen Sistem                  | 69  |
| FM İğaret Üretici                        | 69  |
| OFK Denetimi                             | 87  |
| 50 Watt Çıkış Güç Katı Tasarımı          | 97  |
| Sonuç                                    | 107 |
| Kaynak                                   | 108 |

## ÖNSÖZ:

Bu tez çalışmasında FM işaretlerinin dalga biçimleri, frekans görüngeleri ve bu işaretler üzerinde gürültünün etkisi anlatılmış. Çeşitli FM işaretlerinin üretim yöntemleri üzerinde durulmuştur. Ayrıca yaygın olarak kullanılan FM vericiler anlatılmış ve 50 W. Çıkış gücü verebilen bir verici tasarlanmıştır.

Tez çalışmamda büyük emeklerini esirgemeyen ve bana yardımcı olan sayın Doç. Dr. HASAN DİNÇER'e , diğer öğretim görevlilerine ve arkadaşlarıma teşekkür ederim.

HÜSEYİN AY

## FREKANS MODÜLASYONU

Tanım: Taşıyıcı frekansının bildiri işaretine bağlı olarak değiştirilmesiyle elde edilen Frekans Modülasyonu (FM), kitle iletişiminde olduğu gibi özel amaçlı iletişim dizgelerinde de çok yaygın olarak kullanılır.

Bu tanımdanda anlaşılacağı gibi taşıyıcı frekansı;

$$w_0 = k f(t) \quad (1.1)$$

şeklindedir. Burada  $f(t)$  bildiri işaretini,  $k$  ise bir dizge değişmesini göstermektedir. Ancak burada bir sinüzoidalın frekansından söz etmek için bu frekansın değişmez olması gerektiği düşünülebilir. Bir sinüzoidalın  $\theta(t)$  açısı zamanla doğrusal olarak değişiyorsa yani;

$$\theta(t) = w_0 t + \theta_0 \quad (1.2)$$

ise,  $\theta(t)$ 'nin türevi olan  $w_0$  bu sinüzoidal'ın frekansı olarak tanımlanır.

Eğer  $\theta(t)$  zamanla doğrusal olarak değişmiyorsa, açının değişim hızı zamanla değişir. Bu durumda  $\frac{d\theta(t)}{dt}$  türevinden söz edilebilir ki bu nicelikte sinüzoidal'ın "ansal frekansı" olarak tanımlanır. Ansal frekansı

$$w_a(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (1.3)$$

$\theta(t)$  açısı  $w_a(t)$  (ansal frekans)ın tümlesi alınarak yeri elde edilebilir.

$$\theta(t) = \int_{t_0}^t w_a(\tau) d\tau + \theta(t_0) \quad (1.4)$$

Ansal frekans olarak tanımlanan  $w_a(t)$ , bildiri işareti  $f(t)$  ile doğrusal olarak değişirse; FM dalga biçimi elde edilir. Yani:

$$w_a(t) = w_0 + k_f f(t) \quad (1.5)$$

ise ve  $w_a(t)$  bir sinüzoidalın açısının türevi ise FM yapılmış olmaktadır. Frekansı modüle edilmiş sinüzoidalın açısı ise şu şekildedir.

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int_{t_0}^t w_a(\tau) d\tau + \theta(t_0) \\ &= \int_{t_0}^t (w_0 + k_f f(\tau)) d\tau + \theta(t_0), \quad \theta(t_0) = 0 \text{ alınarak} \\ \theta(t) &= w_0 t + k_f \int_{t_0}^t f(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (1.6)$$

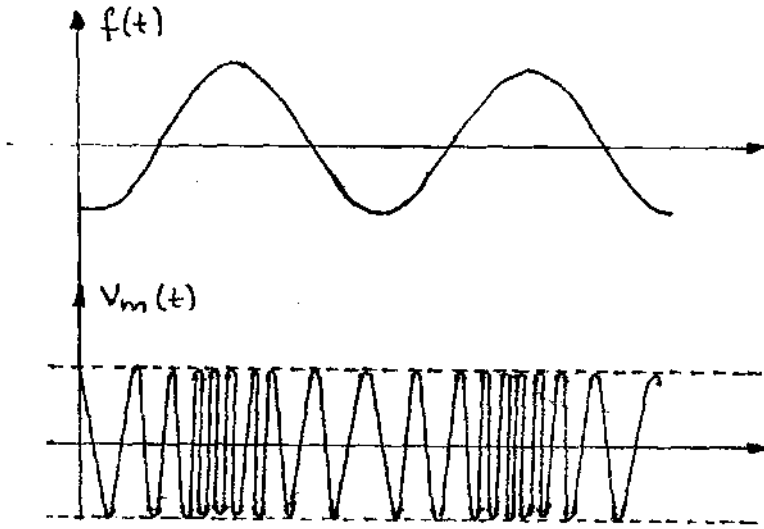
olarak bulunur. Buna göre frekansı modüle edilmiş dalganın zamana bağlı ifadesi şöyledir. :

$$\begin{aligned} V_m(t) &= A \cos [\theta(t)] \\ &= A \cos \left[ \omega_0 t + k_f \int^t f(\tau) d\tau \right] \end{aligned} \quad (1.7)$$

(1.7) bağıntısı ile verilen FM dalga biçimi; bir karmaşık üstel işlevin gerçel kısmı olarak da gösterilebilir :

$$V_m(t) = G_e \left[ A_e e^{(j \omega_0 t + j k_f \int^t f(\tau) d\tau)} \right] \quad (1.8)$$

Bir sinüzoidal bilgi işareti  $f(t)$  ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin şekli aşağıdaki gibidir:



Şekil 1: Bilgi işareti  $f(t)$  ve  $F(t)$  ile modüle edilmiş FM dalga biçimi  $V_m(t)$ .

FM Dalga biçimi ifadesinde ki  $A$ , taşıyıcının genliğini göstermekte olup, çözümlenelerde genellikle bozmadığı için  $A=1$  alınabilir. (kolaylık sağladığından).  $\omega_0$  taşıyıcı frekansı olarak adlandırılır,  $k_f$  ise dizgenin bir değişmezidir.  $\omega_a(t)$  ansal frekansı bilgi işaretine bağlı olarak, taşıyıcı frekansı  $\omega_0$  dan sapan. Bu sapmanın en büyük değeri "frekans sapması" olarak adlandırılır. ve  $\Delta f$  ile gösterilir. Matematiksel olarak:

$$\Delta W \approx k_f \left| f(t) \right| \text{ c.b.} \quad (1.9)$$

şeklinde gösterilebilir.  $\omega_a(t)$  "ansal frekansı"  $\omega_0 - \Delta W$  ile  $\omega_0 + \Delta W$  frekansları arasında değişir. (  $f(t)$  ye bağlı olarak)

Genlik Modülasyonunun (GM) doğrusal bir işlem olmasına karşın, FM doğrusal bir işlem değildir. Yani GM. de  $f_1(t)$  ve  $f_2(t)$  ile modüle edilmiş dalga biçimlerinin toplamı,  $[f_1(t) + f_2(t)]$  ile modüle edilmiş dalga biçiminin aynısıdır. Oysa FM de  $f_1(t)$  ve  $f_2(t)$  ile modüle edilmiş dalga biçimi,  $(f_1(t) + f_2(t))$  ile modüle edilmiş dalga biçiminden tamamen farklıdır.

Herhangi bir  $f(t)$  ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin frekans görünüşünü bulmak, genel olarak olanaksızdır. Ancak tek bir sinüzoidal ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin çözümlemesi ve özellikleri, genel bir FM dalga biçiminin çözümlemesi ve özellikleri hakkında bir düşünce verebilir. herhangi bir  $f(t)$  ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin frekans görünüşü üzerine ancak şu durumlar için birşeyler söylenebilir

- 1)  $|k_f f(t)|$  çok küçük (Darband FM)
- 2)  $|k_f f(t)|$  çok büyük (Genişband FM)

Bir sinüzoidal ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin çözümlemesi

$$\text{Bilgi işaretini } f(t) = a \cos \omega_m t \quad (1.10)$$

ile gösterirsek Ansal frekans,

$$\omega_a(t) = \omega_0 + k_f a \cos \omega_m t \quad (1.11)$$

olacaktır. Frekans kayması  $\Delta W = a k_f$  dir. Ansal frekansın tümleşti alınarak taşıyıcının açısı  $\theta(t)$  bulunabilir.

$$\theta(t) = \int \omega_a(\tau) d\tau = \omega_0 t + \frac{\Delta W}{\omega_m} \sin \omega_m t + \theta(t) \quad (1.12)$$

$\theta(t_0) = \theta$  alınarak FM dalga biçimi şu şekilde yazılabilir

$$V_m(t) = A \cos \left[ \omega_0 t + \frac{\Delta W}{\omega_m} \sin \omega_m t \right] \quad (1.13)$$

$\beta = \frac{\Delta W}{\omega_m}$  tanımlanarak ve  $A = 1$  olarak

$$V_m(t) = \cos (\omega_0 t + \beta \sin \omega_m t)$$

Modüle edilmiş  $v_m(t)$  işaretinin bir değiştirgenidir. Ve yalnızca sinüzoidal bilgi işaretleri için tanımlanmıştır. Oysa  $\Delta W$  frekans sapması bütün bilgi işaretleri için tanımlanmıştır. Bu nedenle FM deki genel anlatımlar  $\Delta W$  türünden ifade edilirler.

(1.5) bağıntısında ifade edildiği gibi  $w_a(t)$  ansal frekansı bilgi işareti ile doğrusal olarak değişir. Yani  $f(t)$  deki artmalar  $w_a(t)$  ansal frekansında artma ya neden olur. Doğal olarak  $\Delta W$  frekans sapması artar. Şu halde  $f(t)$  bilgi işaretinin genliğinde oluşan artmalar, modüle edilmiş dalga biçiminin bandgenişliğinde bününlü orandılı bir artmaya neden olur.

DARBAND FM:

Daha önce  $|k_f f(t)|$  nin çok küçük ve çok büyük olduğu durumların çözümlenmesini yapılabileceğini söylemiştik.  $|k_f f(t)|$  nin çok küçük olması,  $f(t)$  bildiri işareti sinüzoidal ise  $\beta$  nin çok küçük olması demektir. Eğer  $\beta \ll \pi/2$  koşulu sağlanırsa yapılan FM modülasyonuna "darband FM" adı verilir.

(1.14) bağıntısı ile verilen FM işareti, trigonometrik özdeşlikleri kullanılarak aşağıda ki gibi yazılabilir.

$$v_m(t) = \cos \omega_0 t \cdot \cos(\beta \sin \omega_m t) - \sin \omega_0 t \cdot \sin(\beta \sin \omega_m t) \quad (1.15)$$

küçük  $\theta$  değerleri için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir :

$$\begin{aligned} \cos \theta &\hat{=} 1 \\ \sin \theta &\hat{=} \theta \end{aligned} \quad (1.16)$$

Bu yaklaşıklıklarda (1.15) bağıntısı ile verilen modüle edilmiş dalga biçimi bu duruma indirgenir:

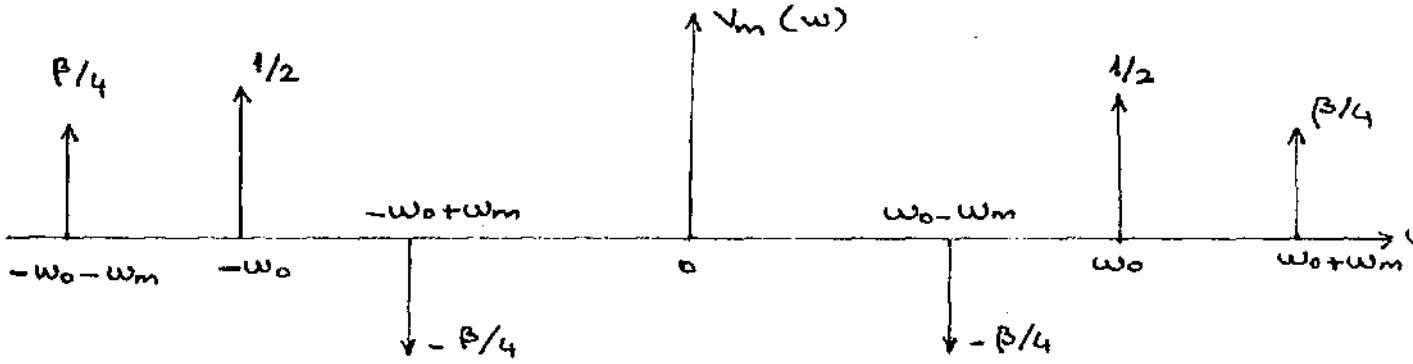
$$v_m(t) = \cos \omega_0 t - \beta \sin \omega_m t \cdot \sin \omega_0 t \quad (1.17)$$

Elde edilen bu ifade bir darband FM dalga biçimidir. Yine trigonometrik özdeşlilerden yararlanarak bu ifade şöyle yazılabilir :

$$v_m(t) = \cos \omega_0 t - \frac{\beta}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m) t + \frac{\beta}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m) t \quad (1.18)$$

Bu ifadeden yararlanılarak, sinüzoidal bildiri işareti ile modüle edilmiş bir darband FM dalga biçiminin frekans görüńgesi kolaylıkla bulunabilir.

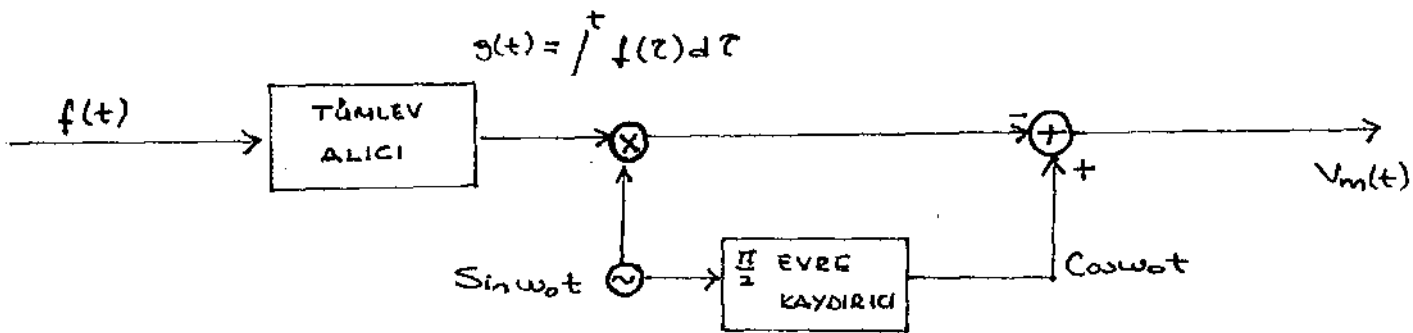
$$V_m(\omega) = \frac{1}{2} (V - W_0) - \frac{1}{2} (W + W_0) - \frac{1}{2} \left( \frac{\beta}{2} (V - (W_0 - W_m)) + \frac{\beta}{2} (W + (W_0 - W_m)) \right) + \frac{1}{2} \left( \frac{\beta}{2} (V - (W_0 + W_m)) - \frac{\beta}{2} (W + (W_0 + W_m)) \right)$$



Şekil: 2 Darband FM İşaretinin Frekans görünüşü

Şekilden görüleceği gibi, darband FM dalga biçiminin görünüşünün bir taşıyıcı ile iki yanband dan oluştuğu söylenebilir. Bu yönü ile darband FM GM. ye benzer. Ancak yan bantlar  $f(t)$  nin (bildiri işaretinin) değil,  $g(t) = \int^t f(\tau) d\tau$  işlevinin görünüşüdür. Ayrıca GM. Dalga biçiminin genliği  $f(t)$  ye bağlı olarak değiştiği halde darband FM dalga biçiminin genliği değil, frekansı  $f(t)$  ye bağlı olarak değişir. Yalnızca burada da modüle edilmiş işaretin band genişliği GM de olduğu gibi  $f(t)$  nin frekansının iki katıdır. ( $BG = 2W_m$ ).

Darband FM dalga biçimi ifadesi ile GM dalga biçimi ifadeleri arasındaki benzerlik, darband FM dalga biçiminin GM dalga biçimindeki benzer yöntemlerle elde edilebileceğini gösterir. Aşağıda darband FM modülatörü öbek çizimi verilmiştir.



Şekil 3: Darband FM dalga biçimi üreten modülatörün öbek çizimi



## GENİŞBAND FM :

Bu durum incelenirken, genişband FM yerine darband olmayan FM demek daha uygundur. Çünkü darband FM in koşulu olan  $\beta \ll \pi/2$  koşulu yerini  $\beta \ll \frac{\pi}{2}$  varsayımının geçerli olmadığı durumun incelenmesi gerekir. Bu durumda genel FM durumudur.

Önce  $\beta$  nin yavaşça artırıldığına düşünelim, Yani  $\beta \ll \pi/2$  koşulunu kaldıralım ve FM dalga biçiminde olabilecek değişimleri inceleyelim. FM dalga biçiminin tüm  $\beta$  değerleri için geçerli olan genel ifadesi (1.15) bağıntısı ile verilmisti. (sinüzoidal bilgi işaretleri için)

Sin  $\theta$  ve Cos  $\theta$  fonksiyonlarının seriyeye açışimleri şöyledir:

$$\begin{aligned} \cos \theta &= 1 - \frac{\theta^2}{2!} + \frac{\theta^4}{4!} - \frac{\theta^6}{6!} + \dots \\ \sin \theta &= \theta - \frac{\theta^3}{3!} + \frac{\theta^5}{5!} - \frac{\theta^7}{7!} + \dots \end{aligned} \quad (1.19)$$

$\beta \ll \frac{\pi}{2}$  koşulu sağlandığında ( $\theta = \beta \sin W_m t$ ) Cos  $\theta$  ve Sin  $\theta$  açışimlarının ilk terimleri dışında kalan diğer terimleri ihmal edilecek kadar küçük olduklarından Cos  $\theta = 1$  ve Sin  $\theta = \theta$  alınmıştır ( Darband FM durumu). Ancak  $\beta$  değeri bu yaklaşımları yapamayacak kadar büyük aşağıda yaklaşımları yapacak kadar küçük olsun.

$$\cos \theta = \cos (\beta \sin W_m t) \hat{=} 1 - \frac{(\beta \sin W_m t)^2}{2!} \quad (1.20)$$

$$\sin \theta = \sin (\beta \sin W_m t) \hat{=} \beta \sin W_m t.$$

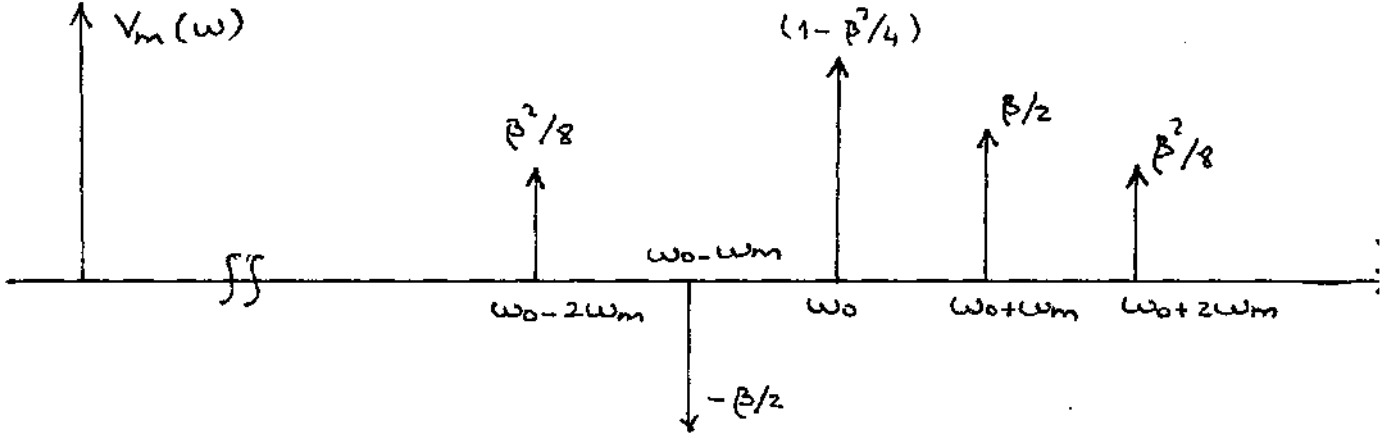
eğer  $\beta \ll 6$  koşulu sağlanırsa bu yaklaşımlıklar yapılabilir. Bu durumda FM dalga biçiminin (1.15) bağıntısı ile verilen ifadesi şu şekilde olur :

$$\begin{aligned} v_m(t) &= \cos W_0 t \cdot \left( 1 - \frac{\beta^2}{2} \sin^2 W_m t \right) - \beta \sin W_m t \cdot \sin W_0 t \\ &= \cos W_0 t - \frac{\beta^2}{4} \cos W_0 t + \frac{\beta^2}{4} \cos W_0 t \cdot \cos 2 W_m t - \frac{\beta}{2} \\ &\quad (\cos(W_0 - W_m)t + \cos(W_0 + W_m)t) \end{aligned}$$

$$v_m(t) = \left( 1 - \frac{\beta^2}{4} \right) \cos W_0 t - \frac{\beta}{2} \cos (W_0 - W_m)t + \frac{\beta}{2} \cos (W_0 + W_m)t$$

$$+ \frac{\beta^2}{8} \cos (\omega_0 - 2\omega_m)t + \frac{\beta^2}{8} \cos (\omega_0 + 2\omega_m)t \quad (1.21)$$

$\beta \ll \frac{\pi}{2}$  yerine  $\beta \ll 6$  koşulu alındığında Sin  $\theta$  Taşınımının ilk terimi ile Cos  $\theta$  aşınımının ilk iki terimi ihmal edilemez. Bu durumda dalga biçimi ifadesinde ki  $\omega_0 \pm \omega_m$  frekanslarındaki yanbandlardan başka  $\omega_0 \pm 2\omega_m$  frekanslarında da yanbandlar oluşur. (1.21) bağıntısı ile elde edilen FM dalga biçiminin frekans görüngesi aşağıda ki gibi olacaktır:



Şekil:4:  $\beta \ll 6$  için işabetin frekans görüngesi

Şekildende görüleceği gibi FM işabetinin band genişliği darband FM da ( $\beta \ll \pi/2$ ) olduğu gibi  $2\omega_m$  değil,  $4\omega_m$  dir. Yani B artırıldığında band genişliği artmaktadır.

$\beta \ll \pi/2$  için yanbantların sayısı 2 ve band genişliği  $2\omega_m$  iken,  $\beta \ll 6$  olduğunda yanbantların sayısı 4 e ve band genişliği  $4\omega_m$  ye yükselmektedir. Burada hemen şunu söyleyebiliriz:  $\beta$  artırıldığında yanbantların sayısı artmakta, buna bağlı olarak band genişliği artmaktadır. Bunun beraber daha küçük B değerleri için ve olan yanbantların genlikleri de artmaktadır örneğin  $\beta \ll \pi$  için  $\omega_0$ daki bileşenin büyüklüğü 1 iken,  $\beta \ll 6$  alındığında bu büyüklük  $(1 - \beta^2/4)$  olmaktadır. Gerçekte her iki ifade tam doğru değildir. Her iki değerde gerçek değere bir yaklaşımdır. Eğer  $\beta \ll 6$  ise  $(1 - \beta^2/4)$  gerçek değere daha yakındır.  $\beta \ll \pi/2$  ise gerçek büyüklük 1 yakın olmakla beraber  $(1 - \beta^2/4)$  gerçek değere daha yakın bir değer verir.

Burada hemen şunu belirtmekte yarar vardır, Genlik modülasyonunda bilgi işabetinin genliği modülasyonun derecesi m nin büyüklüğünü belirler.

FM de ise bilgi işabetiningenliği  $\beta$  yi belirler.  $m \ll 1$  olmak zorundadır. Aksi halde bilgi işabeti yeniden geri elde edilemez. Oysa  $\beta$  için böyle bir sınırlama söz konusu değildir. Ancak FM de band genişliğine konaca bir sınırlama (-ki uygulamada böyledir.)  $\beta$  nin sınırlanmasını gerekti

Bu kısa açıklamadan sonra FM dalga biçimi genel durumunun çözümlemesini yapabiliriz.

GENEL DURUM:

$\beta$  ne olursa olsun, bir sinüzoidal ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin frekans görüngesi aşağıdaki gibi bulunabilir

$$v_m(t) = \cos W_0 t \cdot \cos(\beta \sin W_m t) - \sin W_0 t \sin(\beta \sin W_m t)$$

bağıntısı ile verilen modülüsünü dalga biçiminin bu ifadesi sinüzoidal türünden ifade edinilebilirse frekans görüngesinde rahatlıkla bulunabilir. Yukadaki bağıntıda bulunan

$\cos(\beta \sin W_m t)$  ve  $\sin(\beta \sin W_m t)$  terimlerinden ikisinde dönemli olup dönemleri  $T = \frac{2\pi}{W_m}$  dir. Bu nedenle bu terimler birer faurier serisi aşınımı yalnız kosinüs terimlerinden oluşur.

$$\cos(\beta \sin W_m t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n W_m t \quad (1.22)$$

Burada:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cos(\beta \sin W_m t) \cdot \cos n W_m t \cdot dt \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.23)$$

$x = W_m t$  değişken dönüşümü yapılarak

$dt = \frac{dx}{W_m}$  olur.

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T W_m} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(\beta \sin x) \cos nx \, dx \\ &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} 2 \cos(\beta \sin x) \cdot \cos nx \, dx \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} ((\cos(\beta \sin x - nx) + \cos(\beta \sin x + nx))) \, dx \end{aligned} \quad (1.24)$$

tanımlanırlar:

$$\begin{aligned} J_n^{(1)}(\beta) &\triangleq \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(\beta \sin x - nx) \, dx \\ J_{-n}^{(1)}(\beta) &\triangleq \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(\beta \sin x + nx) \, dx \end{aligned} \quad (1.25)$$

O halde  $a_n$  katsayıları  $J_n(B)$  ve  $J_{-n}(B)$  türünde şu biçimde ifade edilebilir:

$$a_n = J_n(B) + J_{-n}(B) \quad (1.26)$$

Birinci tür beşsel işlevleri aşağıdaki koşuluda sağlarlar;

$$J_{-n}(B) = (-1)^n J_n(B) \quad (1.27)$$

Buna göre  $a_n$  katsayıları için.

$$a_n = J_n(B) + (-1)^n J_n(B)$$

$$= \begin{cases} 2J_n(B) & n \neq 0 & n: \text{çift sayı} \\ 0 & n: & n: \text{tek sayı} \end{cases} \quad (1.28)$$

$a_0$  katsayısı  $a_n$ 'in  $n = 0$  daki değeri olup,

$$a_n = J_0(B) \quad \text{dır}$$

Eldi **edilen**  $e_n$  ve  $a_0$  değerler (1.22) bağıntısı ile verilen fourie serisi aşınımında yerlerine yazılırlarsa:

$$\cos(\beta \sin W_m t) = J_0(B) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(B) \cos 2n W_m t \quad (1.29)$$

olarak,  $\cos(M \sin W_m t)$  işlevinin fourier serisi aşınımı elde edilir.

$\sin(\beta \sin W_m t)$  nin fourier serisi aşınımı:

Bu işlev tek olduğundan fourier serisi aşınımı yalnızca sinüs terimlerinden oluşur.

$$\sin(\beta \sin W_m t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n W_m t \quad (1.30)$$

burada,  $-T/2$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \sin(\beta \sin W_m t) \sin n W_m t \quad (1.31)$$

dır. Yine  $x = W_m t$  değişken dönüşümü yapılırsa  $dt = \frac{dx}{W_m}$  olur. O halde  $b_n$  katsayıları için verilen yukarıdaki tümlev ifadesi aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$b_n = \frac{2}{TW_m} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(\beta \sin x) \cdot \sin nx \, dx$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2 \sin(\beta \sin x) \sin nx \, dx \quad (1.32)$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\cos(\beta \sin x - nx) - \cos(\beta \sin x + nx)) \, dx$$

elde edilen bu tümlev ifadeleri de birinci tür beşsel işlevleri olduğundan  $b_n$  katsayıları için:

$$b_n = J_n(B) - (-1)^n J_n(B) = \begin{cases} 2 J_n(B) & n: \text{tek sayı} \\ 0 & n: \text{çift sayı, } n \neq 0 \end{cases} \quad (1.33)$$

ohalde  $\sin(\beta \sin W_m t)$  teriminin fourier serisi aşınıma şöyle olacaktır.

$$\sin(\beta \sin W_m t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta) \sin((2n-1) W_m t) \quad (1.34)$$

(1.34) ve (1.29) ifadeleri ile verilen  $\sin(\beta \sin W_m t)$  ve

$\cos(\beta \sin W_m t)$  nin fourier serisi açınımları (1.15) bağıntısı ile verilen sinüzoidal bildiri işaretleri için FM dalga biçimi genel ifadesinde yerlerine yazılırlarsa ;

$$v_m(t) = \left( J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n W_m t \right) \cos W_0 t - \left( 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta) \sin(2n-1) W_m t \right) \sin W_0 t \quad (1.35)$$

Çarpma işlemleri yapılarak trigonometrik özdeşlikler kullanılırsa

$v_m(t)$  yine şu biçimde ifade edebiliriz

$$v_m(t) = J_0(\beta) \cos W_0 t - J_1(\beta) \cos(W_0 - W_m)t + J_1(\beta) \cos(W_0 + W_m)t + J_2(\beta) \cos(W_0 - 2W_m)t + J_2(\beta) \cos(W_0 + 2W_m)t - J_3(\beta) \cos(W_0 - 3W_m)t + J_3(\beta) \cos(W_0 + 3W_m)t + \dots \quad (1.36)$$

Ya da daha kısa olarak:

$$v_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(W_0 + nW_m)t \quad (1.37)$$

Elde edilen bu son bağıntı, bir sinüzoidal ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin frekans görüncesinin  $W_0$ daki bir taşıyıcı ile bu taşıyıcıdan  $\pm W_m, \pm 2W_m, \pm 3W_m, \dots$  uzaklardaki frekanslara yerleştirilmiş sonsuz sayıda yan bantlardan oluştuğunu göstermektedir. Doğal olarak böyle bir işaretin band genişliği sonsuzdur. Ancak birinci tür besel işlevlerinin yüksek frekanslardaki görüncü bileşenler ihmal edilecek kadar küçüktürler. Bu nedenle FM dalga biçiminin hemen tümüncü sonlu bir band içinde kalan frekans görüncü bileşenlerinde toplandığı söylenebilir.

Birinci tür besel işlevleri olan  $J_n(\beta)$  değerleri  $\beta$  nin fonksiyon olarak (değişmez  $\beta$  değerleri için), sıfırdan sönen bir biçimde artı ve eksi değerler arasında salınır. Değişmez  $\beta$  değerleri için  $J_n(\beta)$  değeri, büyük  $n$  değerleri için azalır. Buradan öyle bir  $N$  değeri bulunurki  $n > N$  için  $J_n(\beta)$  değeri ihmal edilecek kadar küçüktür. Buradan FM dalga biçiminin görüncesinin  $W_0, W_0 \pm 2W_m, \dots, W_0 \pm NW_m$ deki frekans bileşenlerinden oluştuğu söylenebilir.

Önemli yanbant sayısı (N) seçiminde yaygın olarak kullanılan iki ölçüt vardır. Birinci ölçüte göre genlikleri modüle edilmemiş taşıyıcının ( $J_0(0) = 1$ ) genliğinin en az %1 i olan yanbantlar önemli yanbantlardır. Bir başka deyişle  $J_n(B) > 0.01$  ise bu yanbant (n yanbant) önemli olarak düşünülür. Diğer ölçüte göre genlikleri ( $J_0(0) = 1$ ) in en az % 1 olan yanbantlar önemli yanbantlardır. Yani  $J_n(B) > 0.1$  ise bu yanbant önemlidir. değilse bu yanbant önemsizdir. Ancak  $J_{n4}(B)$  yanbantları önerilen yanbantlar olarak alınmak zorundadır. Eğer belli bir  $n > N$  değerinden sonra tüm yanbantlar için ( $J_n(B)$ ) değerleri 0,1 den küçükse (% 10 ölçütü kullanıldığında  $|J_n(B)|$  değerleri 0,1 den küçükse (% 10 ölçütüne göre) o zaman bu  $J_n(B)$  değerleri ihmal edilebilirler.

% 1 ölçütü gereksiz derecede katı olduğundan, % 10 ölçütü yaygın olarak kullanılır. Gerçekten % 10 ölçütü kullanıldığında  $|J_n(B)| > 0,1$  değerini sağlayan en büyük n değerine  $N_{10}$  dersek,  $N_{10}$  inci yanbantın taşıdığı güç taşıyıcı gözünün % 1 i kadardır. Bu değer kabul edilebilir olduğu açıktır. % 1 ölçütü kullanıldığında ihmal edilmeyen en son yanbanda  $N_1$  dersek  $N_1$  inci yanbantın taşıdığı güç modülesiz taşıyıcı gücünün : 0,01 i kadar olmaktadır.

Hangi ölçüt kullanılırsa kullanılsın, sonsuz sayıdaki yanbantların sonlu sayıdaki miktarı önemli yanbant olarak alınmaktadır. Önemsiz kabul edilen diğer yanbantlar ihmal edilirler ve frekans görüncesinin yalnızca önemli yanbantlardan oluştuğu kabul edilir. Bu varsayımın sonucu olarak da bir sinüzoidal ile modüle edilmiş FM dalgabıçımının sonlu bir band genişliğine sahip olduğu kabul edilmiş olur. Bu band genişliği % 1 ölçütüne göre  $B_{G1} = 2 N_1 W_m$  % 10 ölçütüne göre  $B_{G10} = 2 N_{10} W_m$  dir.  $N_1$  ve  $N_{10}$  % 1 ve % 1 ve % 10 ölçütüne göre önemli kabul edilen yanbantların sayısını,  $w_m$  ise sinüzoidal bildiri işaretinin frekansının göstermektedir.

Çeşitli B değerleri için % 10 ve % 1 ölçütüne göre bandgenişlikleri aşağıda verilmiştir. Ayrıca  $J_n(B)$  Değerleri eğriler halinde verilmiştir. Ancak birinci tür besel işlevlerinin bir seri gösterimi şöyledir

$$J_n(B) = \left(-\frac{B}{2}\right)^n \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(-\frac{1}{4} - B^2\right)^k}{k! (n-k)!} \quad (1.38)$$

| B   | BG <sub>10</sub> | BG <sub>1</sub>  | BG <sub>10</sub> /2ΔW | BG <sub>1</sub> /2ΔW |
|-----|------------------|------------------|-----------------------|----------------------|
| 0,2 | 2W <sub>m</sub>  | 2W <sub>m</sub>  | 5                     | 5                    |
| 0,5 | 2W <sub>m</sub>  | 4W <sub>m</sub>  | 2                     | 4                    |
| 1   | 4W <sub>m</sub>  | 6W <sub>m</sub>  | 2                     | 3                    |
| 2   | 6W <sub>m</sub>  | 8W <sub>m</sub>  | 1,5                   | 2                    |
| 3   | 8W <sub>m</sub>  | 12W <sub>m</sub> | 1,33                  | 2                    |
| 4   | 10W <sub>m</sub> | 14W <sub>m</sub> | 1,25                  | 1,75                 |
| 5   | 12W <sub>m</sub> | 16W <sub>m</sub> | 1,2                   | 1,6                  |
| 6   | 14W <sub>m</sub> | 18W <sub>m</sub> | 1,17                  | 1,5                  |
| 7   | 16W <sub>m</sub> | 20W <sub>m</sub> | 1,14                  | 1,43                 |
| 8   | 18W <sub>m</sub> | 22W <sub>m</sub> | 1,25                  | 1,38                 |
| 9   | 20W <sub>m</sub> | 26W <sub>m</sub> | 1,11                  | 1,44                 |
| 10  | 22W <sub>m</sub> | 28W <sub>m</sub> | 1,10                  | 1,4                  |
| 12  | 26W <sub>m</sub> | 32W <sub>m</sub> | 1,08                  | 1,33                 |
| 14  | 30W <sub>m</sub> | 36W <sub>m</sub> | 1,07                  | 1,29                 |
| 16  | 34W <sub>m</sub> | 40W <sub>m</sub> | 1,06                  | 1,25                 |
| 18  | 38W <sub>m</sub> | 44W <sub>m</sub> | 1,06                  | 1,22                 |
| 20  | 42W <sub>m</sub> | 48W <sub>m</sub> | 1,05                  | 1,20                 |

Çizelgeden görüleceği gibi B artarken bandgenişliği artmaktadır. Pratik olarak BG<sub>10</sub> ( % 10 ölçütüne göre band genişliği ) in B ya bağımlılığı şu ifade ile verilebilir.

$$B \approx 10 \approx 2(B+1) W_m \quad (1.39)$$

Ancak "Carson kuralı" olarak bilinen bu ifade tamsayı B değerleri için geçerli olup çözümsel olarak çözümsel olarak çıkarılmış bir bağıntı değildir. BG<sub>1</sub> ( % 1 ölçütüne göre bandgenişliği için böyle bir bağıntı yoktur. BG<sub>1</sub> (ya da tamsayı olmayan B değerleri için BG<sub>10</sub> hesaplanırken daha önce belirtildiği gibi önemli olan yanbantların sayısı saptanır. Saptanan yanbant sayılarına N<sub>10</sub> ( % 1 ölçütüne göre N dersek

$$\begin{aligned} BG_{10} &= 2N_{10} W_m \\ BG_1 &= 2N_1 W_m \end{aligned} \quad (1.40)$$

Bağıntoları gereğince Bandgenişlikleri bulunabilir. (1,39) bağıntısından açıkça görüldüğü gibi BG<sub>10</sub>, B ve W<sub>m</sub> ye bağımlıdır.

B =  $\frac{\Delta f}{W_m}$  değeri bu özdeşlikte yerine yazılırsa

$$B_{10} = 2 (\Delta W + W_m)$$

bağıntısı elde edilir. Bu bağıntı Bandgenişliğinin frekans sapması  $\Delta W$  ve modüle eden işaretin frekansı  $W_m$  ye doğrusal olarak bağımlı olduğunu göstermektedir. Çok küçük  $\Delta W$  değerleri için ( Darband FM)  $W_m$  değişmez ise  $B_{10} = W_m$  sonucu elde edilir. Çok büyük  $\Delta W$  değerleri için (Genişband FM)  $W_m$  değişmez ise band genişliği  $B_{10} = 2 \Delta W = 2 B W_m$  dir.

Yukarıda FM dalgabiciiminin frekans görüngesi bulunurken bildiri işareti  $f(t)$  nin sinüzoidalolduğu varsayımı yapılmıştır. Kuskusuz bildiri işareti 50 Hz den 15 khz e kadar olan frekans bandını kaplayan ses işareti olabilir. Herhangi bir bildiri işareti için B modülasyon derecesi tanımlanmamıştır. Ancak band genişliği üzerinde niteliksel bir düşünce ilde etmek için yukarıda verilen

$$B_{10} = 2 (\Delta W + W_m)$$

bağıntısı burada da kullanılabilir. Bu bağıntıdan görüleceği gibi değişmez frekans sapması  $\Delta W$  için modüle eden işaretin frekansı azaldığında daha küçük band genişliği gerekmektedir. Yani  $W_m$  ye band sınırlı  $f(t)$  için,  $f(t)$  nin  $W_m$  ye yakın bileşenleri FM işaretinin band genişliğinin artmasında etken olur.  $W_m = 0$  civarındaki bileşenlerin etkisi azdır. Bu nedenle erkesi  $W_m$  de yoğunlaşmış bir  $\cos W_m t$  bildiri işareti ile modüle edilmiş FM işaretinin band genişliği, erkesi  $W_m = 0$  ve  $W_m = W_m$  arasındaki frekans bandına dağılmış herhangi bir  $f(t)$  ile modüle edilmiş FM dalgabiciiminin band genişliğinden fazladır. O halde  $W_m$  ye band sınırlı bildiri işareti ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin band genişliği olarak,  $\cos W_m t$  ile modüle edilmiş FM dalgabiciiminin band genişliği alınabilir. Alınan bu band genişliği  $W_m$  ye band sınırlı  $f(t)$  ile modüle edilmiş FM dalga biçiminin band genişliğini kapsar.

Tüm açıklamalardan anlaşılacağı gibi değişmez band sınırlı bildiri işareti ile modüle edilmiş FM dalgabiciiminin band genişliği  $\Delta W$  frekans sapmasına bağlı olarak değişir.  $\Delta W$  büyükse band genişliğide büyük olacaktır. Doğal olarak band genişliğine konacak bir sınırlama  $\Delta W$  nin sınırlamsını buna bağlı olarak da bildiri işareti  $f(t)$  nin genişliğinin sınırlanmasını gerektirir. Federal iletişim komisyonu (Federal Communication Commission- FCC) her kullanıcının çok fazla band genişliği kullanmasını önlemek için, FM yayın istasyonları için  $\Delta W$  nin en büyük değerini  $2 \pi \cdot 75 \cdot 10^3$  rad/sn, olarak belilemiştir. Bu durumda iletilen bilgi işareti eğer 50 hz-15 khz frekans bandını kapsayan ses işareti ise modüle edilmiş FM yayın istasyonları bu gerçeğe uygun olarak 200 khz. aralıklarla yerleştirilmelidir.



## 2. FM DALGABIÇİMLERİNDE GÜÇ:

Herhangi bir bildiri işaretli ile modüle edilmiş FM dalgabiçiminin güç görünce çoğunluğu ve gücün tam olarak saptanamaz. Bunun nedeni;

$$v_m(t) = A \cos \left( W_0 t + k_f \int f(\tau) d\tau \right) \quad (2.1)$$

dalgabiçiminin frekans görüncesinin tam olarak saptanamamasıdır.

Genilik sabit olduğundan ve  $W_0 \gg \Delta W$  ve  $f(t)$  nin en yüksek frekan  $W_m \ll W_0$  için (-ki uygulamada böyledir.), kısa zaman sürelerinde  $v_m(t)$  tek bir sinüzoidalmiş gibi düşünülebilir.

Bu durumda  $v_m(t)$  nin taşıdığı güç:

$$P = \frac{A^2}{2}$$

dır. Bir sinüzoidal ile modüle edilmiş FM dalga biçimlerinde güç ifadesi bulunabilir:

$$\begin{aligned} v_m(t) &= \cos \left( W_0 t + B \sin W_m t \right) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(B) \cos \left( W_0 + nW_m \right) t \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(B) \cos \left( r+n \right) W_m t. \end{aligned} \quad (2.2)$$

burada  $r \triangleq \frac{W_0}{W_m}$  olarak alınmıştır.

$$\begin{aligned} v_m^2(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(B) J_m(B) \cdot \cos \left( r+n \right) W_m t \cdot \cos \left( r+m \right) W_m t \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(B) \cdot J_m(B) \left( \cos \left( n+m \right) W_m t + \cos \left( 2r+n+m \right) W_m t \right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

$v_m(t)$  nin ortalama gücü  $v_m^2(t)$  nin zaman ortalamasıdır.

$\overline{v_m^2(t)}$  olarak gösterilen güç aşağıdaki gibi iki ayrı durum için ayrı-ayrı saptanmalıdır.

- $2r$  bir tam sayı değil
- $2r$  bir tamsayıdır.

a)  $2r$  bir tamsayı değildir:

$$\begin{aligned} \overline{v_m^2(t)} &= \frac{1}{2} \sum_{n,m} J_n(B) J_m(B) \left( \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cos \left( n-m \right) W_m t dt \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cos \left( 2r+n+m \right) W_m t dt \right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Birinci tümlev  $n \neq m$  için sıfırdır.  $n=m$  için ise bire eşittir. ikinci tümlev ise sıfırdır. Buna göre:

$$P_{\underline{v}_m^2}(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) \quad (2.5)$$

Birinci tür beşsel işlevlerinin özelliklerinden biride;

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1 \quad (2.6)$$

olduğu dikkate alınırsa

$$P_{\underline{v}_m^2}(t) = \frac{1}{2} \quad (2.7)$$

olarak güçbulunur.

b)  $2r$  tamsayı olsun:

Yukarda verilen (2.4) bağıntısı geçerlidir. Yalnız, birinci tümlev  $n$  ise sıfır,  $n-m$  ise birdir. ikinci tümlev ise  $2r+n-m = 0$  olmadıkça sıfırdır,  $2r+n-m = 0$  ise bir dir. Bu durumda;

$$P_{\underline{v}_m^2}(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(t) + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{-n-2r}(\beta) \quad (2.8)$$

Birinci tür beşsel işlevleri şu bağıntıya sağlarlar;

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{-n-2r}(\beta) = J_{-2r}(2\beta) \quad (2.9)$$

ohalde güç bağıntısı:

$$P_{\underline{v}_m^2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} (-1)^{2r} J_{2r}(2\beta) \quad (2.10)$$

olarak bulunur.

$2r$  nin tamsayı olduğu özel durumda (2.2) deki toplam da bazı frekans bileşenleri üst üste çakışır. Bu nedenle güç görünye yoğunluğu hesaplanırken her terim diğerlerinden bağımsız olarak düşünülemez. Her bileşenin büyüklüğü (2.2) deki toplamın tek bir terimine bağlı değildir. Görüngelerin çakıştığı düşünülür. ve güç görünye yoğunluğu buna göre hesaplanırsa (2.10) bağıntısındaki güç ifadesi bulunur. Bu duruma benzer durumlar ortaya çıkabilir. Doğal olarak ortalama güç  $\frac{1}{2}$

( $A=1$ ) ye tam olarak eşit olmaz. Ancak ortalama gücün  $1/2$  olarak alınması önemli bir hata getirmez.

### 1.3 GÜRÜLTÜ

Isıl gürültü, boşluk tüplerindeki tanecik gürültüsü ve yarı iletkenlerdeki ısı ve tanecik gürültüleri Gauss tipi beyaz gürültü olarak adlandırılırlar. Genel olarak bütün gürültüler, sayılama kadar çok sayıda bağımsız parçanın rastlantılı devriminden oluşurlar. Parçaların

çok sayıda ve bağımsız olmaları Gauss istatistiğini oluşturur. Herhangi bir rastlantı zaman işlevinin ani değeri  $n(t)$  nin olasılık dağılımı aşağıdaki gibi ise

$$P(n) = \frac{e^{-n^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \quad (1.3(1))$$

Bu olay Gauss gürültüsü olarak tanımlanır. Burada  $\sigma^2$  gürültünün  $(n, n)$  topluluk kare ortalamasıdır. Gürültünün ortalama değeri ise sıfır olarak kabul edilebilir.

Biyaz gürültüde gürültü tayf yoğunluğu bütün frekanslar için değişmez.  $T^0K$  ısısındaki bir R direncinin ürettiği ısı gürültü bir beyaz gürültü olup bu gürültünün kare ortalama gürültü gerilimi

$$f\langle n^2 \rangle = 4KTR\Delta f \quad (1.3(2))$$

olarak verilebilir. Burada K boltzman sabiti,  $\Delta f$  ise band genişliğini gösterir. Herhangi bir küçük tüpünün ürettiği tanecik gürültüsü akımının kare ortalama değeri:

$$\langle I^2 \rangle = 2eI\Delta f. \quad (1.3(3))$$

çiftliği ile verilebilir. burada Iortalama akımı gösterir Genel olarak beyaz gürültü:

$$\langle n^2 \rangle = K\Delta f \quad (1.3(4))$$

bağıntısı ile verilebilen bir kare ortalama değere sahiptir. Burada K gürültünün tek yönlü tayf yoğunluğunu gösterir. Birimi Watt/Hz.dir.

Rastlantı gürültü olayının tayf yoğunluğu, gürültü özilişki işlevinin fourier dönüşümüdür.  $R_n(t_1, t_2)$  özilişki işlevi gürültünün  $t_1$  ve  $t_2$  anlarındaki topluluk ortalaması olarak tanımlanır. Geniş anlamda bir durağan rastlantı olayı için tayf yoğunluğu  $G_n(f)$  aşağıdaki bağıntı ile bulunur.

$$G_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_n(t) \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (1.3(5))$$

fourier dönüşümünden yararlanarak aşağıdaki bağıntı yazılabilir.

$$R_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) e^{j\omega t} df = \int_0^{\infty} G_n(f) \cos \omega t df. \quad (1.3(6))$$

Eğer  $G_n(f) = \frac{K}{2} = \text{Sabit}$  ise gürültü beyaz gürültüdür. Bu gürültüsü özilişki işlevi bir keskin darbedir.

$$R_n(\tau) = \frac{K}{2} \delta(\tau) \quad (1.3(7))$$

Özilişki işlevinin tanımından yararlanarak  $n(t)$  gürültünün topluluk kare ortalaması:

$$N = \langle n^2(t) \rangle = R_n(t_1, t) \quad (1.3(8))$$

Geniş anlamda durağan bir rastlantı olayı için (6) bağıntısını kullanarak:

$$N = R_n(0) = \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) df \quad (1.3(9))$$

yazılabilir. Buradan görüleceği gibi tayf yoğunluğunun bütün frekanslar için tümlevi alındığında gürültünün toplam gücü elde edilmektedir.

Eğer  $G_n(f)$  tayf yoğunluğu geçiş işlevi  $H(w)$  olan bir süzgecin girişine uygulanırsa çıkıştaki gürültü tayf yoğunluğu

$$G_{n0}(f) = |H(w)|^2 G_n(f) \quad (1.3(10))$$

olur. Çıkıştaki toplam gürültü gücü ise:

$$N_0 = \int_{-\infty}^{\infty} G_{n0}(f) df. \quad (1.3(11))$$

olarak bulunabilir.

Bu açıklamaların ışığı altında FM Dalgabiçimlerinde işaret/gürültü oranını hesaplayabiliriz.

FM dalga biçiminin frekans görüngesinin çözümlemesinde açıkça görüldüğü gibi modülasyonlu işaretin band genişliği  $GM$  u yapılmış işaret band genişliğinden çok büyüktür, O halde neden FM kullanılmaktadır. diye düşünülebilir. Bunun nedeni FM dalgabiçimlerinin gürültü ve benzeri etkilerden fazla etkilenmemesidir. FM de band genişliğinin artırılması işaret/gürültü oranı  $S/N$  in önemli ölçüde artmasını sağlamaktadır.

Taşıyıcı/ gürültü oranınının büyük olması halinde çıkış  $S_0/N_0$  oranı ile taşıyıcı/gürültü oranı olan  $S_c/N_c$  arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir:

$$S_0/N_0 = 3B^2 \frac{S_c}{N_c} \quad (1.3(12))$$

Burada  $S_c/N_c$  oranı aynı taşıyıcı genliği ve gürültü tayf yoğunluğuna sahip bir GM dizgesinin taşıyıcı/gürültü oranıdır.  $B$  ise modülasyon katsayısı olup, büyük  $B$  değerleri için band genişliği  $B$  ile doğrudan orantılıdır. o halde FM dizgesi eşdeğer bir GM dizgesi ile karşılaştırıldığında, FM de çıkış  $S_0/N_0$  oranı band genişliğinin karesi ile orantılı olduğu görülmektedir.

Yukarda bulunan bu sonuç taşıyıcı/gürültü oranınının büyük olması halinde geçerlidir. Almanın A.F katı çıkışındaki FM taşıyıcı/gürültü oranı  $S_c/N \gg 10$  için bulunan bu bağıntı geçerliliğini sorur 10 dB'den daha küçük taşıyıcı/gürültü oranlarında alıcı çıkışındaki gürültü birde artar. ( $S_c/N$  nin 10 dB lık bir azalması halinde, gürültü 30 dB lik bir artış gösterir.)  $S_c/N$  oranı daha da azaldığında işaret gürültüden ayırt edilemez.

Örneğin FM işareti aşağıdaki gibi olsun:

$$A \cos \theta = A \cos (w_0 t + k_f \int f_0(t) dt) \quad (1.3(13))$$

modülasyon işaretinin Sinüzoidal olması halinde ansal frekans

$$W_a(t) = \frac{d\theta}{dt} = W_0 + \Delta W \cos W_m t$$

dır. Bu durumda FM işaretinin aşağıda ki gibi olacağını daha önce belirtmiştik.

$$A \cos \theta = A \cos (W_0 t + \beta \sin W_m t)$$

Geniş band FM de ( $B \gg \pi/2$ ), AF band genişliği  $2B$  yaklaşık olarak  $2B_m(1+\beta) \approx 2B_m \approx 2\Delta W$  (1.3.(14)) bağıntısı ile verilebilir.

Darbandlı  $n(t)$  gürültüsü FM işaretine karıştığında, AF çıkışında, ölçülen gürültü

$$\begin{aligned} n(t) &= x(t) \cos W_0 t - y(t) \sin W_0 t \\ &= r(t) \cos (W_0 t + \theta) \end{aligned} \quad (1.3.(15))$$

burada  $x$  ve  $y$  bağımsız Guası değişkenleridir. AF çıkışındaki toplam işaret ise FM işareti ile gürültünün toplamıdır. ve  $v(t)$  ile gösterirsek

$$\begin{aligned} v(t) &= A \cos (W_0 t + k_f \int f(\tau) d\tau + r(t) \cos (W_0 t + \theta) \\ &= G \cos (W_0 t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (1.3.(16))$$

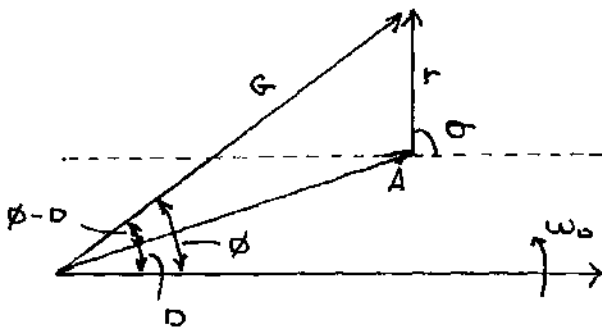
Burada  $\phi(t)$  zamana bağımlı evre açısıdır  $G$  ise işaret artı gürültüyü gösteren sinüzoidal işaretin genliğidir.

İdeal bir FM dedektörü, çıkışında  $d\phi/dt$  elde edilen dedektördür. Yalnız işaret varken dedektör çıkışında istenildiği gibi  $k_f f(t)$  elde edilir. gürültünün varlığı bu çıkışta raslantılı değişmelere neden olur. Uygulamada, aranan çıkış: Sarasayla Sınırlayıcı, dengeli ayırtaç ve alçak geçiren süzgeç ile elde edilir.



Aranan evre açısı  $\phi(t)$  fazörler yardımıyla kolayca bulunur.  $D(t) = k_f \int f(t) dt$  olarak

$$v(t) = G e^{jW_0 t} (A e^{j\theta} r(t) e^{j\phi}) = G e^{jW_0 t} (G e^{j\phi(t)}) \quad (1.3.(17))$$



$$\phi = D + \tan^{-1} \frac{r \sin(\theta - D)}{A + r \cos(\theta - D)} \quad (1.3.(18))$$

Eğer gürültü yok ise  $r=0$  olur. Bu durum da da  $\phi = D$  ve  $D = k_f f(t)$  elde edilir. (İstenen de bu dur.) fazör çiziminden ve  $\phi$  için bulunan bağıntıdan gürültünün etkisi açıkça görülmektedir. Büyük taşıyıcı/gürültü arası için ( $A \gg r$ )  $r$  ve  $\theta$  değişmelerinin  $D$  açısını çok az değiştirebildiği bu durumda  $\phi \approx D$  alınabileceği açıktır. Ancak  $D$  ve  $D^\circ$  değişmelerinin kare ortalama değeri 0 değildir bu nedenle çıkışta gürültü vardır. Bu kare ortalama değeri,  $r \approx A/3$  ve daha büyük olduğunda önemli büyüklüktedir.  $(\theta - D)$  nin (radyanı geçtiği andaki  $(\phi - D)$  nin değişme hızı en büyüktür.  $\theta$   $r$  nin  $A/3$  değerine yaklaşmasıyla  $\phi^\circ - D^\circ$  değerinde büyük bir artış oluşur. Bu duruma FM de eşik etkisi denir. FM eşiği oldukça keskin olarak, taşıyıcı/gürültü oranı 10 dB iken oluşur.

Eğer  $r \gg A$  ise yani gürültü değeri taşıyıcı değerinden daha büyük ise gürültü işabeti "yakalar" işaret ve  $\phi$  nin ortalama değeri  $\theta$  ra düşer. Yani işaretler gürültü tarafından bastırılmış olur.

Yüksek Taşıyıcı / Gürültü Halinde Gürültü Çözümlemesi:

(6) sesliliğinde ve fazör çiziminden görüleceği gibi rastlantılı gürültü evre açısı  $\theta$  nin değişmeleri, işaret terimi  $D$  ye bağlı olarak gösterilmiştir.

$\phi$  nin  $0$   $2\pi$  arasındaki birbirine eşitli dağılımı nedeniyle,  $\theta - D$  büyüklüğünde  $2\pi$  radyan üzerinde topluluk anlamında birbirine eşitli yayıldığı söylenebilir.

$\phi$  nin  $D$  çevresindeki değişmelerinin kare ortalamasından doğan çıkış gürültüsü, böylece işarettten bağımsız ve yalnızca taşıyıcı ve gürültü özelliklerine bağlı olacaktır. FM dedektör çıkışındaki gürültüyü bulmak için bu yüzden modülasyonsuz taşıyıcı artı darbantlı gürültü hali ele alınır. Eşik değeri olan 10 dB den küçük taşıyıcı/gürültü oranları için, modülasyonsız işaretli çıkış gürültüsünü etkiler. yüksek taşıyıcı/gürültü oranı kabul edilen bir konuda modülasyon işaretini neden olduğu gürültü önemsiz kabul edilir. Böylece:

$$\begin{aligned} v(t) &= (A+x) \cos \omega_0 t - y \sin \omega_0 t \\ &= G \cos(\omega_0 t + \phi) \\ \phi &= \tan^{-1} \frac{y}{x+A} \end{aligned} \quad (1.3.(19))$$

yazılabilir.

Burada  $y = r \sin \theta$  ve  $x = r \cos \theta$  dir. Ayırtıcı çıktısı ise aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\phi = \frac{(x+A) y - y x^\circ}{y^2 + (x+A)^2} \quad (1.3.(20))$$

Büyük taşıyıcı/gürültü oranının  $A \gg x$  ( $A \gg x$ , ve  $A \gg y$ ) olacağında ayırtıcı çıktısı:

$$\hat{\phi} \approx \frac{1}{A} y \quad (1.3.(21))$$

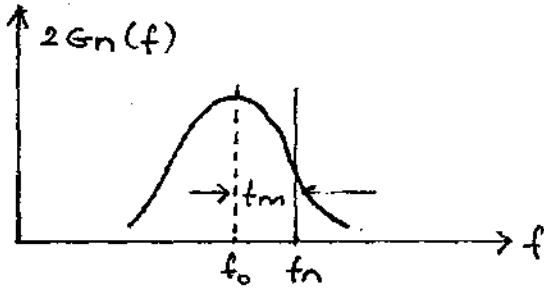
Yani büyük taşıyıcı/gürültü oranı için çıkışın eşfazlı olmayan gürültü terimi  $y(t)$  nin değişmesiyle orantılı olduğu söylenebilir. Çıkışın kare ortalama değeri  $\hat{\phi}^0$  nin tayf dağılımına bağlıdır. Büyük işaret/gürültü oranı için tayf yoğunluğu kolayca bulunur. Bir işlemin türevini almak o işlevi geçiş işlevi  $H(j\omega) = j\omega$  olan doğrusal bir süzgeçten geçirmek olduğunu ve süzgeç çıktısındaki tayf yoğunluğunun:

$G_o(f) = |H(\omega)|^2 G_i(f)$  olduğunu düşünürsek, bir karıştırıcı işlevi olan gürültü türevinin tayf yoğunluğu, işlev tayf yoğunluğunun  $\omega^2$  katı olduğunu söyleyebiliriz. O halde

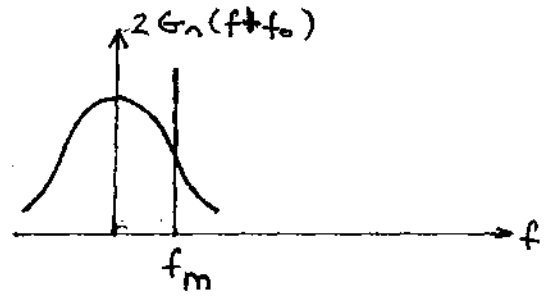
$$\begin{aligned} G_y^o(f) &= \omega^2 G_x(f) \\ &= \omega^2 (G_n(f-f_0) + G_n(f+f_0)) \end{aligned} \quad (1.3.(22))$$

azalabilir. Burada  $G_y^o(f)$  : çıkışın gürültü tayf yoğunluğu  $G_x(f)$  giriş gürültü tayf yoğunluğunu göstermektedir.

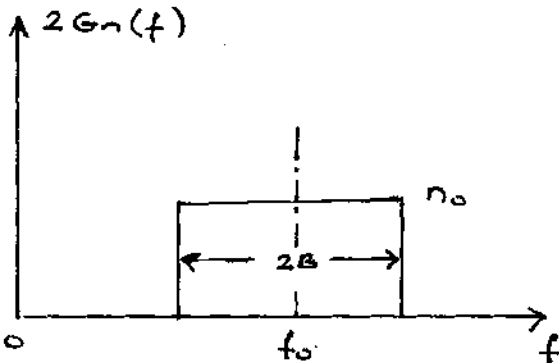
Aşağıda toplam gürültü tayfı, AF görüntü tayfı ve FM dedektör çıkış tayfları verilmiştir.



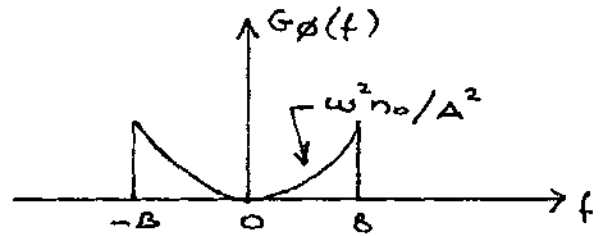
toplam gürültü tayf yoğunluğu



$y(t)$  ve  $x(t)$  nin tayf yoğunluğu



AF görüntüsünün tayfı



FM dedektör çıkış tayfı

Yüksek taşıyıcı/gürültü hali için  $\phi^0(t)$  nin iki yanlı tayf yoğunluğu (1.3.(21)) eşitliğinden yararlanılarak kolayca bulunur.

$$G_{\phi}(f) = \frac{W^2}{A^2} (G_n(f-f_0) + G_n(f+f_0)), \quad A \gg \sqrt{N} \quad (1.3.(23))$$

simetrik band geçiren süzgeç hali için:

$G_n(f-f_0) = G_n(f+f_0)$  olacağından

$$G_{\phi}(f) = \frac{W^2 \cdot 2}{A^2} G_n(f+f_0) \quad (1.3.(24))$$

olarak yazılabilir.

a) A.F tayfı dikdörtgen biçimli ise:

$$G_{\phi}(f) = \frac{W^2}{A^2} n_0, \quad -B < f < B \quad (1.3.(25))$$

yazılabilir.

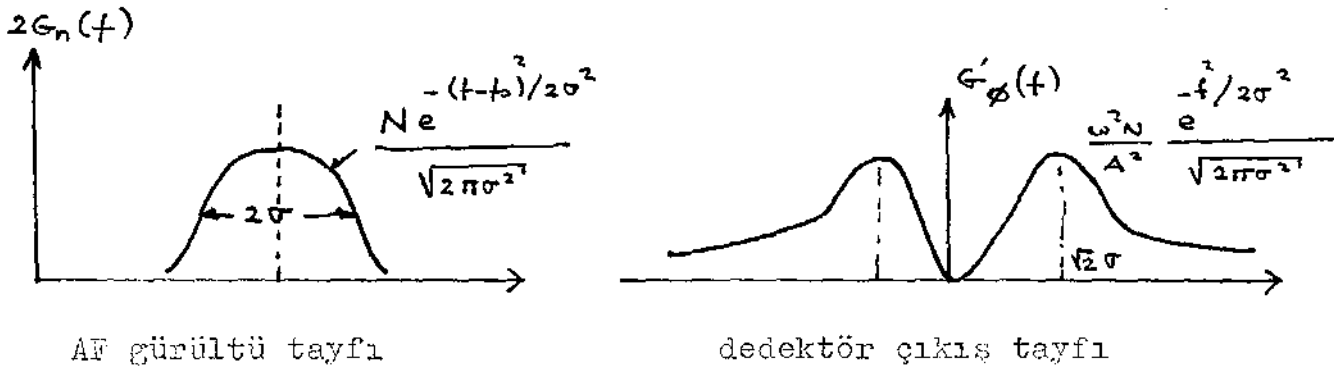
Taşıyıcı geriliminin kareortalama değerini  $S_c = \frac{A^2}{2}$  toplam AF gürültüsünü  $N = 2n_0B$  olarak bu ifadeyi şöyle yazılabilir.

$$G_{\phi}^1(f) = \frac{4\pi^2 f^2 n_0}{A^2} = \frac{2n_0 \cdot B \cdot \pi^2 f^2}{A^2/2B} = \frac{\pi^2}{B} \left( \frac{N}{S_c} \right) \cdot f^2 \quad (1.3.(26))$$

Burada  $S_c/N$  AF katı taşıyıcı/gürültü oranıdır.

b) AF tayfı Gauss biçimli olsun:

Asağıda Gauss biçimli AF tayfının şekli verilmiştir.



AF gürültü tayfı

dedektör çıkış tayfı

Burada

$$2G_n(f) = \frac{N e^{-(f-f_0)^2 / 2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \quad (1.3.(27))$$

kabul edilirse.  $2\sigma$  AF band genişliğinin bir ölçüsü olup  $2\sigma = 1,7 B$  dir.  $N$  ise AF çıkışındaki ortalama gürültü gücüdür. FM dedektör çıkışındaki iki yanlı gürültü tayfı :

$$G_{\phi}(t) = \frac{W^2}{A^2} \frac{N e^{-f^2 / 2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \quad (1.3.(28))$$



bağıntısı ile verilebilir. Tayfın tepe değerinde  $f = \sqrt{2B} = 1,414B$  frekansında dır.  $S_c = \frac{A^2}{2}$  ve  $\sqrt{2B} = 1,414B$  eşitlikleri kullanılarak çıkış gürültü tayfını şöyle yazabiliriz.

$$G_{\phi}^1(f) = \frac{0,94 \pi^2}{B} \left( \frac{N}{S_c} \right) f^2 e^{-f^2/1,4B^2} \quad (1.3.(29))$$

Alçak frekans band genişliği  $f_m$  kabul edilerek, alçak geçiren süzgeç çıkışındaki ortalama gürültü gücü hesaplanabilir. Alçak frekans band genişliği yalnızca modülasyon işaretini geçirecek ve çıkış gürültüsünü mümkün olduğunca küçük tutacak şekilde seçilir. İşaret band genişliğinin iletim band genişliğine oranının küçük tutarak FM dizgelerinde S/N oranı artırılır. Ayrıca ön buruşturma ve sonradan düzeltme yöntemleri ile bu oradan daha da artırılabilir.

Alçak geçiren süzgeç ideal kabul edilir. çıkıştaki toplam gürültü gücü:

$$N_o = \int_{-f_m}^{f_m} G_{\phi}^1(f) df \quad (1.3.(30))$$

olarak verilir. Eğer AF tayfı dikdörtgen biçimli ise:

$$N_o = \frac{2 \pi^2}{B} \left( \frac{N}{S_c} \right) \int_0^{f_m} f^2 df = \frac{2}{B} \frac{\pi^2}{B} \left( \frac{N}{S_c} \right) f_m^3 \quad (1.3.(31))$$

Gauss biçimli AF tayfı için  $f_m/B$  kabul edilerek bağıntı bulunur:

$$\begin{aligned} N_o &= \frac{2}{3} \frac{\pi^2}{\sqrt{2\pi^2\sigma^2}} \left( \frac{N}{S_c} \right) f_m^3 \\ &= \frac{2}{3} (0,94) \frac{\pi^2}{B} \left( \frac{N}{S_c} \right) f_m^3 \end{aligned} \quad (1.3.(32))$$

Eğer gürültü sıfır ise (6) bağıntısı kullanılırsa

$$\phi = D = k_f \int f(t) dt \quad \text{ve}$$

$$\frac{d\phi}{dt} = k_f f(t) \quad (1.3.(33))$$

elde edilir. Sinüzadılal modülasyon işareti kullanılması halinde dedektör çıkışı:

$$\frac{d\phi}{dt} = \Delta f \cos W_m t \quad (1.3.(34))$$

ve çıkış isareti kare ortalaması ise

$$S_o = \frac{\Delta f^2}{2} \quad (1.3.(35))$$

olacağından çıkış işaret/gürültü oranı:

$$\frac{S_o}{N_o} = 3B^2 \frac{S_c}{N} \left( \frac{B}{f_m} \right) \quad S_c/N \gg 1 \quad (1.3.(36))$$

olarak bulunur. Burada  $S_0$  dedektör çıkışı işaret gücünü  $S_c$  ise taşıyıcı ise taşıyıcı gücünü göstermektedir.

$N = 2N_0B$  AF katı gürültü gücüdür.  $N = 2$  nofm olacak şekilde bir ara frekans gürültüsü tanımlanırsa

$$\frac{S_0}{N_0} = 3 \beta^2 \cdot \frac{S_c}{N} \quad (1.3.(36))$$

bulunur. Görüleceği gibi değişmez taşıyıcı gücü  $V_e$  fm modülasyon frek için çıkış işaret/gürültü oranı  $B$  nin karesi ile (ya da  $\Delta f$  nin karesi ile) orantılı olarak ortmaktadır.  $B$  nin artmasını gerektirir. O halde FM dizgilerinde iletim band genişliğinin artırılması alıcılarda dedektör çıkışında elde edilen işaret/gürültü oranının büyük olmasını sağlar.

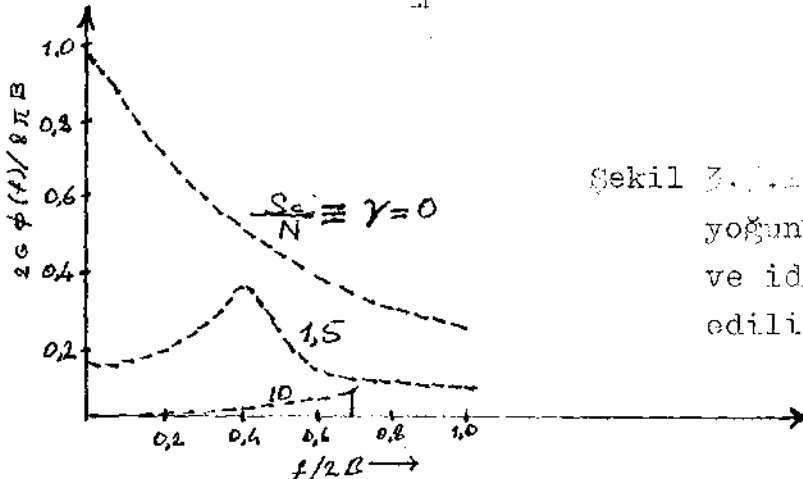
Küçük taşıyıcı/gürültü hali:

Taşıyıcının çok küçük veya yok olduğu bu durumda çıkış gürlütsü büyük taşıyıcı/gürültü oranı halindekinden daha büyük değerler alır.

Taşıyıcının küçülmesiyle FM çıkış gürültüsünün artması fazör çizimlerinden de anlaşılmaktadır.  $A$  taşıyıcı genliği  $r$  nin altına düşerse  $\theta$  açısı gürültü tarafında saptanır. Dolayısı ile ortaya çıkması olan  $\theta$  da gürültü tarafından saptanır.  $\theta$  yüksek taşıyıcı/gürültü oranı halinde daha büyük değerler alır. ve bu değerler iletim band genişliği  $2B$  ve alçak frekans band genişliği  $f_m$  e bağlıdır.

Küçük taşıyıcı (veya taşıyıcı 14) gürültü halinde çıkış gürültüsünün saptanması oldukça güçtür. Ancak yukarıda özetlenen bilgileri, çeşitli araştırmacıların buldukları sonuçlara dayanarak özetleyebiliriz. Bu konuda Rice, Wong e Middleton bi birinden bağımsız olarak buldukları sonuçlar yukarıda söylenenleri kanıtlamaktadır.

Dikdörtgen AF tayfı için çıkışgürültüsü güç tayfı eğrileri aşağıda verilmiştir. Çıkış gürültü gücü, Eğrilerden görüleceği gibi taşıyıcı/gürültü güçleri oranına, iletim band genişliği  $B$  yi ve alçak frekans band genişliği  $f_m$  ye bağlıdır.



Şekil 3.1.2 FM ayırtaç çıkış tayf yoğunluğu. Dikdörtgen AF tayfı ve ideal sınırlama hali kabul ediliyor.

Eğrilerden görüleceği gibi çıkışgürültüsü, taşıyıcı/gürültü oranı  $S_c/N = 10$  değerinin altına düştüğünde aniden artmaktadır. Bu eğrilerden çıkış gürültü gücü kolaylıkla saptanır. Çıkış gürültüsü  $N_o$ .  $N_o \cdot f_m / 2B$  absisinin seçilen  $S_c/N$  eğrisini kestiği noktadaki ordinatla  $f_m$  alçak frekans band genişliğinin çarpımına esittir.

Örneğin:

$f_m \ll B$  ve  $S_c/N = 10$  ise çıkış gürültü gücü  $N_o$  ;

$$N_o = 8\pi B \cdot (0,95) \cdot f_m \quad (1.3.37)$$

olarak saptanır.

Büyük taşıyıcı/ gürültü halinde ise çıkış gürültüsü daha önce

$$N_o' = \frac{2}{3} \frac{\pi^2}{B} \left( \frac{N}{S_c} \right) f_m^3 \quad (1.3.38)$$

olarak bulunmştü.  $f_m \ll B$  olması demek  $B = \Delta f/m \gg 1$

olması demektir. Bu durumda taşıyıcının olmaması ve yüksek taşıyıcının olması durumlarındaki çıkış gürültü güçleri oranı

$$\frac{N_o}{N_o'} = \frac{8\pi B (0,95) \cdot f_m}{\frac{f_m^3}{B} \cdot \frac{2\pi^2}{3} \cdot \frac{N}{S_c}}$$

$$= \frac{12}{f_m} \left( \frac{B}{f_m} \right)^2 \cdot 0,95 \cdot \frac{S_c}{N} \quad (1.3.39)$$

$$= 3 B \cdot \frac{S_c}{N}$$

Eğer  $S_c/N = 10$  ve  $B = 10$  alınırsa gürültü güçleri oranı 34 dB'dir.

$S_c$  çok küçükse örneğin  $S_c/N = 0,01$  ise gürültü güçleri oranı yaklaşık olarak 4 dB'dir. Sonuç olarak taşıyıcı/gürültü oranınının 10'dan 0'a düşmesi halinde çıkış gürültü gücününün 30 dB arttığı söylenebilir.

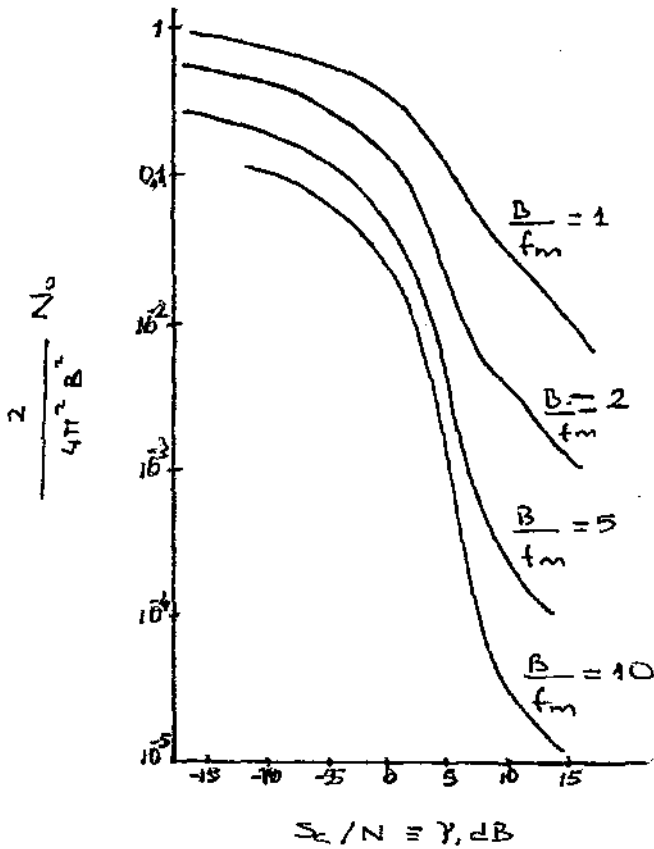
Gerçekte gürültü en büyük artmayı  $S_c/N$  oranınının 10'dan 1' ( $0d_B$ )

kadar düşmeyle elde etmektedir. Bu da FM'deki eşik etkisidir.

$S_c/N \geq 10$  için (1.3.27) eşitliği ile yapılan yaklaşım doğrudur. Burada çıkış gürültüsünün  $S_c/N$  e bağlı olarak azaldığı görülmektedir.

$S_c/N < 10$  dB için çıkış gürültüsünün artması çok daha hızlı olmaktadır.

Genel olarak toplam çıkış gürültü gücü, çıkış gürültü tayf eğrisinin kabul edilen alçak frekans band genişliği arasında tümlevi alınarak elde edilir. Alçak frekans süzgeci ideal dikdörtgen kabul edilerek, dikdörtgen biçimli AF tayfı için aşağıda verilmiştir.



Şekil 1.3.27 Çıkış gürültü gücü FM ayırtacı, dikdörtgen biçimli AF tayfı (ideal sınırlama kabul edilmektedir.)

Bu eğrilerden taşıyıcı/gürültü oranını  $10$  dB nin altına düşerken, çıkış gürültüsünde büyük bir artma olduğu dikkati çekmektedir. Bu eşik değeri, özellikle alçak frekans band genişliğinin AF band genişliğine oranının küçük olması halinde belirgin olarak ortaya çıkar. Ancak bu orana bağlı değildir. Çünkü  $S_c/N$  oranı  $10$  dB den  $0$  dB'ye kadar düşerken çıkış gürültüsünde  $30$  dB lik bir artış olurken,  $S_c/N$  oranının  $0$  dB den daha fazla olması halinde çıkış gürültüsünde önemli

bir değişiklik olmaz. Ancak  $S_c/N$  nin  $10 d_B$  nin altına düşerken gürültünün belirgin olarak artması durumu  $B = f_m$  olması halinde görülmektedir. Bu  $B = f_m$  hali darbandlı FM halidir.

FM de ikinci Eşik:

Gürültü taşıyıcı düzeyini geçmesi anlarında gürültü baskın duruma geçmektedir.  $S_c/N$  oranı  $0 d_B$  nin altına düşerken gürültü düzeyi değişmez bir değere yaklaşırken işaret küçülmeğe başlar. Bu duruma FM de ikinci eşik denir.

Daha önce sözkonusu olan birinci eşik  $S_c/N$  oranının  $10 d_B$  olduğu noktada görülmekte idi.

Daha önce bahsedildiği gibi modülasyonlu işaret artı yavaş değişen gaus gürültüsünün asıl evre açısı  $\theta$  :

$$\phi = D + t_{an}^{-1} \frac{r \sin(\theta - D)}{A + r \cos(\theta - D)} \quad (1.3.39)$$

olarak verilmisti. Yine burada  $D = k_f \int f(t) dt$  işaretin (bildiri) tümlevini,  $\theta$  gürültünün asıl evre açısını,  $r$  asıl gürültü genliğini,  $A$  ise taşıyıcının genliğini göstermektedir.

Sınırlandırmanın ideal olduğunu kabul ederek, ayırtaç çıkışı

$$\phi^0 = \frac{d\phi}{dt} \quad \text{söyle olacaktır.}$$

$$\phi^0 = \frac{d\phi}{dt} = D^0 + \frac{rA \cos(\theta - D)(\theta - D) + A r^0(\theta - D) + r^2(\theta^0 - D^0)}{r^2 + A^2 + 2 r \cos(\theta - D)} \quad (1.3.40)$$

Çıkış işareti  $\phi^0$  nin topluluk ortalaması olarak tanımlanacaktır. Eğer oldukça karmaşık olan ara işlemler yapılırsa  $\phi^0$  nin topluluk ortalaması,

$$\overline{\phi^0} = D^0 (1 - e^{-S_c/N}) \quad (1.3.41)$$

olarak bulunur. Böylece ayırtaç çıkışının ortalama değerinin azalmış olduğu görülmektedir. Çünkü işaretin gürültüden küçük olduğu bu durumda, işaret gürültü tarafından bastırılmaktadır.

Çıkış işaret gücü  $S_o$ ,

$$S_o = \rho^{-2} = D^2(1 - e^{-S_c/N})^2 \quad (1.3.42)$$

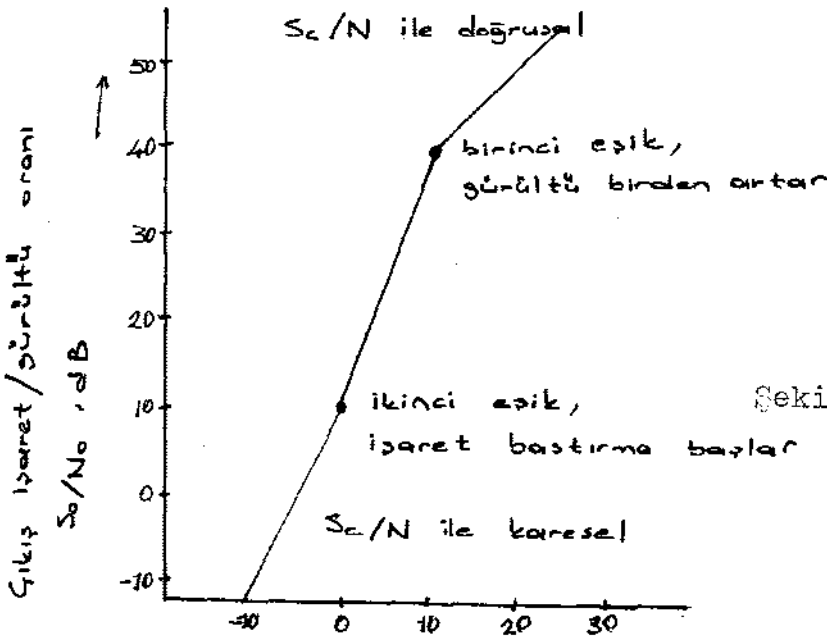
$S_c/N \ll 1$  için

$$S_o = D^2 \left( \frac{S_c}{N} \right)^2 \quad (1.3.43)$$

İşaretin bastırılması  $S_c/N = 1$  yakınlarında önem kazanır.

Bulunan bu sonuçlar geniş bantlı FM de dedektör çıkışında iki eşiğin ortaya çıktığını gösterirler. Çıkış gürültüsünün birden yükselmesiyle ortaya çıkan birinci eşik  $S_c/N$  oranının  $10 d_B$  düzeyinde aşağı düşerken ortaya çıkar.  $S_c/N$  değeri  $0 d_B$  nin altına düşerken çıkış gürültüsü büyük ve değişmez bir değer alır. Ancak çıkış işareti bastırılmaz olur. İşaret gücü çok küçük olan  $S_c/N$  ( $S_c/N \ll 1$ ) ın karesi ile orantılı olarak azalır.

Dar bantlı FM de yalnızca işaret bastırılmasının ortaya çıktığı ikinci eşik oluşur.



Sekil 1.3.4. İki eşiğin de gösterildiği tipik bir S/N eğrisi

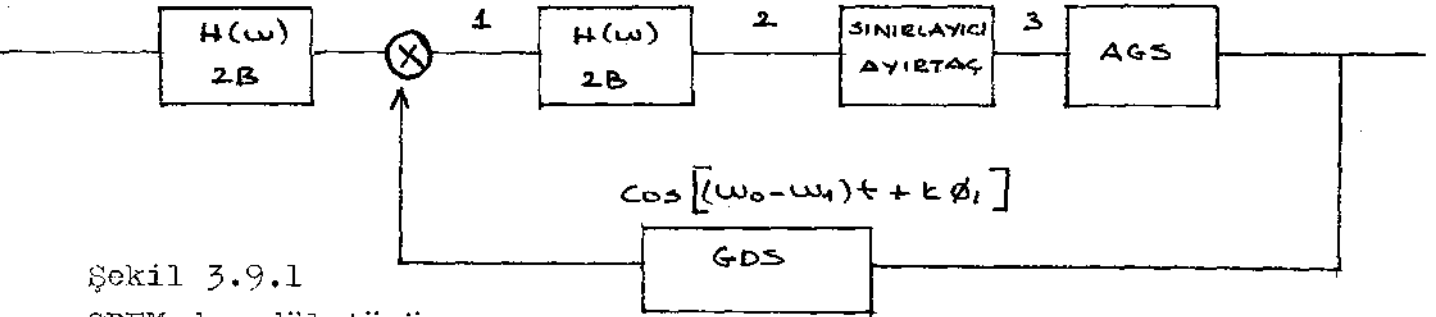
### FM de Eşik Genişletmesi:

FM de gürültü eşiğini küçültmek için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemlerden biri olan Geri beslemeli FM demodülatörleri düşüncesi ilk önce 1939 yılında J.G. Chaffee ortaya atılmış daha sonra uydu iletişimi dolayısıyla yeniden ilgi çekmiştir. Çeşitli deneyler bu yöntemle 7 dB lik bir eşik küçültmesinin gerçekleştirilebileceğini göstermiştir.

Eē zamanlılık ve alıcıda elde edilen salınımların evre bağdasıklılığını elde etmek için kullanılan evre değişmez döngü lü demodülatörler ile 10 dB kadar eşik küçültmesi elde edilebilmektedir.

### GBFM Demodülatörleri:

Geri beslemeli FM demodülatörünün öbek çizimi aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.9.1  
GBFM demodülatörü

İlke olarak FM işareti olan  $A \cos(\omega_0 t + D)$ , Gerilim denetimli bir salınmaç tarafından üretilen  $C \cos((\omega_0 + \omega_c) t + k \phi_1)$  ca) çarpılmaktadır. GDS nin frekansı, GBFM demodülatörün çıkışı olan  $O O_1^1(t)$  ile orantılıdır.  $2B_1$  Band genişliğindeki  $H_1$  süzgeci fark frekanslarını geçirir. Süzgeci normal bir FM ayırtacı izler. Ayırtacın çıkışı bir alçak geçiren süzgeçten geçirildiğinde  $O_1^1(t)$  elde edilir. Burada yapılan geri besleme frekans sapması ve  $H_1$  in band genişliğini azaltır. Döngünün 2 noktasında alınan işaret tıpkı darband FM işareti gibi davranır. Adım adım giderek çıkış işaretini bulabiliriz.

$$V_1 = A C \cos(\omega_0 t + D) \cdot \cos((\omega_0 - \omega_1) t + k \phi_1)$$

$$V_2 = \frac{A C}{2} \cos(\omega_1 t + D - k \phi_1) \quad (1.3.44)$$

$$V_3 = D^0 - k \phi'_1 = \phi'_1 \quad (1.3.45)$$

$$\phi'_1 = \frac{D^0}{1+k}$$

$\phi_1^1$  çıkışı aranan modülasyon işareti  $D^0$  nun geri besleme katsayısı  $1+k$  ya bölümüne eşittir. Dolayısı ile  $\phi_1 = \frac{D^0}{1+k}$  olurki  $H(W)$  süzgecinden geçen işaretin band genişliğini yaklaşık olarak  $D$  kabul edersek  $H_1(W)$  süzgecinden geçen işaretin band genişliği:

$$H_1(W) = D - k \phi_1 = D - k \cdot \frac{D}{1+k} = \frac{D}{1+k} \quad (1.3.46)$$

olur. Yani  $H_1(W)$  nin band genişliği  $H(W)$  nin band genişliğinin  $\frac{1}{1+k}$  katıdır.

Şimdi modülasyonsuz taşıyıcı artı gürültü halini düşünelim:

G.BFM demodülatörü girişindeki işaret darbandlı bir biçimde

$$V(t) = (A+x) \cos W_0 t - y \sin W_0 t \quad (1.3.47)$$

olarak yazılabilir.  $V_2$  gerilimi ise

$$\begin{aligned} 2V_2 &= (A+x_1) C \cos(W_1 t - k \phi_1) - y_1 C \sin(W_1 t - k \phi_1) \\ &= R C \cos(W_1 t + \theta_1 - k \phi_1) \end{aligned} \quad (1.3.48)$$

burada  $\theta_1 = \tan^{-1} \frac{y_1}{x_1 + A}$

olarak alınmıştır. Ve alçak geçiren süzgeç band genişliği  $f_m$  nin  $x$  ve  $y$  nin band genişliği olan  $B$  den çok küçük olduğu kabul edilmiştir. Bu durumda raslantı değişkenleri  $\theta_1$  ile  $x, y$  ilişkisiz olarak kabul edilebilirler.  $x_1$  ve  $y_1$   $2B_1$  band genişliğindeki  $H_1(W_1)$  süzgecinden geçen gürültü terimleridir. Böylece,

$$N_1 = N \cdot \frac{B_1}{B} \quad (1.3.49)$$



Burada  $N$  başlangıçtaki gürültünün kare ortalamasıdır. Ayırtaç çıkışı  $O_1^1$  büyük taşıyıcı/gürültü hali için (1.3.47) bağıntısı ile verilen ifadenin evresinin türevi alınarak bulunur.

$$\phi_1 = \frac{\theta_1}{1+k} = \frac{1}{1+k} \cdot \tan^{-1} \frac{y_1}{x_1 + A}$$

$$O_1^1 \approx \frac{1}{1+k} \frac{y_1^1}{A} \quad (1.3.50)$$

Ayırtacın işleyen A.G. süzgeç çıkışındaki gürültü ise

$$N_o = \frac{2}{3} \frac{\pi^2}{B} f_m^3 \frac{1}{\gamma \cdot (1+k)^2} \quad (1.3.51)$$

olacaktır. Burada  $\gamma = \frac{A^2}{2N} = \frac{A^2}{4 n_o B}$  geri beslemeli FM demodülatörü girişindeki taşıyıcı/gürültü oranıdır. Burada da tıpkı gürültüsüz isaretin azaldığı gibi  $(1+k)^2$  ile azalmaktadır. Böylece çıkış isaret/gürültü oranı değişmemektedir.

G.BFM demodülatörü normal bir FM ayırtacının sağladığı S/N oranından daha büyüğünü sağlar. Çünkü ayırtaç girişindeki gürültü

$N_1 = N \cdot \frac{B_1}{B}$  kadardır.  $\frac{B_1}{B}$  oranı yeterince küçük tutulabilir.

Bu durumda FM eşik  $B/B_1$  oranında küçültülmüş olmaktadır. Bu durumdaki eşik yaklaşık olarak  $\gamma_1 = \gamma \cdot \frac{B}{B_1} = 10 \text{ dB}$  noktasındadır. Burada

giriş taşıyıcı/gürültü oranı olan  $\gamma$  nın verilen bu bağıntıya göre küçülmesi demektir.

Band genişlikleri oranı ve olabilir en büyük eşik küçültmesi modülasyon katsayısına ve geribesleme katsayısı  $k$  ya bağlıdır.

Geniş band FM için

$$B \approx (\beta+1)f_m = \beta f_m = \Delta f. \quad \text{olduğundan,}$$

$$\frac{B_1}{B} = \frac{\beta/(k+1)+1}{\beta+1} \quad (1.3.52)$$

$k \gg 1$  ise

$$\frac{B_1}{B} \approx \frac{1}{\beta + 1}$$

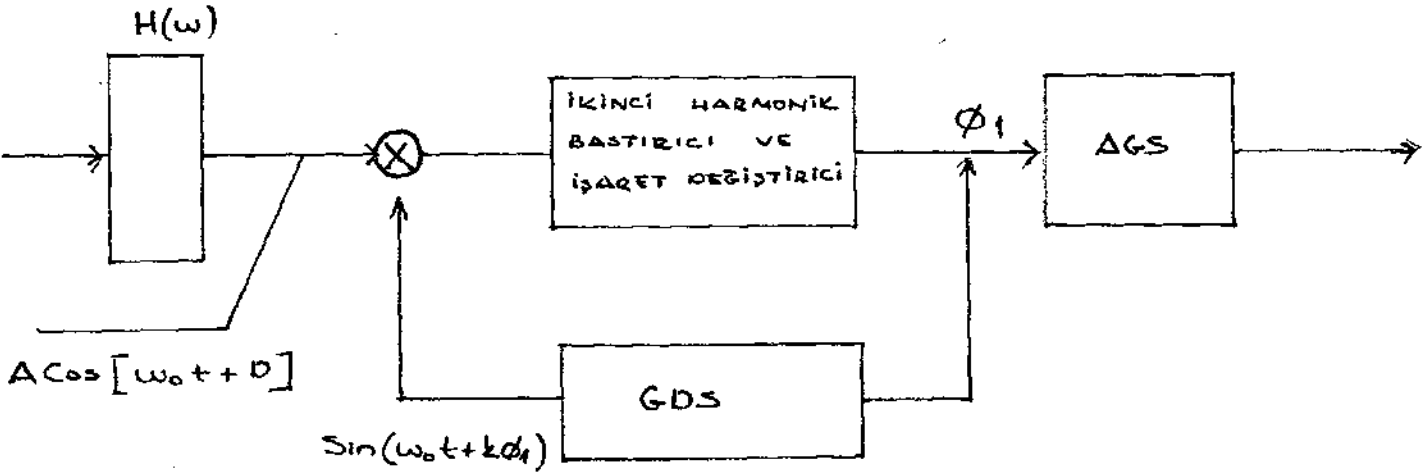
olur.

Bu durumda etkin modülasyon katsayısı  $\beta/1+k$  çok küçük olur.

Bu durumda  $H_1(W)$  nin band genişliği modülasyon işaretinin geçebilmesi için en küçük  $f_m$  kadar olmalıdır. Bu durumda da  $B = 10$  için yaklaşık olarak  $10 \text{ dB}$  lik bir eşik küçültmesi elde edilir. Geri beslem katsayısının daha küçük değerleri için eşik küçültmesi daha azdır.

Evre Değişmez Döngü:

Bir FM demodülatörü olarak evre değişmez döngünün öbek çizimi aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.9.3 FM demodülatörü olarak evre değişmez (kilitli) döngü

Öbek çizimde gösterilen ikinci harmonik bastırıcı gerçekte yüksek frekans bileşenlerini tutan bir süzgeçtir. Kazancı  $-G$  olan bir yükselteç işaret değişimini sağlar. Gerilim denetimli Salıngaç (GDS) taşıyıcı frekansında salınım yapar. İkinci harmonik bastırıldıktan sonra çıkışta:

$$\phi_1^1 = - \frac{ACG}{2} \sin(k \phi_1 - D) \quad (1.3.53)$$

elde edilir.

$k\phi_1 - D \ll \pi/2$  kabulü yapılarak dizgenin doğrusal diferensiyel eşitliği elde edilir.

$$\phi_1^1 + W_a \phi_1 = \frac{ACG}{2} D \quad (1.3.54)$$

burada  $\frac{ACGk}{2} = W_a$  olarak alınmıştır.

Zaman değişmezi  $\frac{1}{W_a}$  olursa,  $\phi_1(t) \rightarrow D(t)/k$  olur. Ancak

bunun için  $\frac{1}{W_a}$  süresince  $D(t)$  değişmez kabul edilebilmelidir.

$D(t)$   $W_m$  ile band sınırlı ise  $W_a \gg W_m$  olması gerekir. Bu koşullar altında bu dizge bir FM demodülatörü olarak çalışır. Çünkü çıkışı

$$\phi_1^1(t) = \frac{D(t)}{k} \text{ dir.}$$

K

$k\phi_1 - D \ll \pi/2$  koşulu sağlandığında (1.3. ) eşitliği

$$\phi_1^1 = - \frac{ACG}{2} (k\phi_1 - D)$$

$$k\phi_1 - D = \frac{-2}{ACG} \phi_1^1 \approx \frac{1}{W_a} : D^0(t) \ll \frac{\pi}{2} \quad (1.3.55)$$

elde edilir. Bildiği isareti sinüzoidal ise  $D(t) = B \sin W_m t$ . Ve

$$\frac{D^0(t)}{W_a} = \frac{W_0 B}{W_a} \cos W_m t \ll \frac{\pi}{2} \quad (1.3.56)$$

$$\frac{W_m}{W_a} \ll \frac{\pi}{2\beta}$$

Sonucu elde edilir.  $\beta \gg \frac{\pi}{2}$  olduğu geniş band FM halinde

$$\phi_1^1(t) \approx \frac{1}{k} D^0(t) \approx \frac{W_m}{W_a} \ll \frac{\pi}{2\beta} \ll 1 \text{ elde edilir.}$$

Bu tür demodülasyonda genel anlamda FM ayırtacı kullanılmamaktadır.

Evre değişmez döngünün girişindeki isarete gürültüsünde eklen-

miş olduğu düşünölsün. Eğer taşıyıcı/gürültü oranı yeterince büyük ise normal FM dedektörü gibi bir davranış görölür. Çıkışta S/N yükselmesi ve gürültü bastırılması elde edilir. Ancak çıkışta S/N yükselmesinin bozulmaya başladığı taşıyıcı/gürültü oranı normal FM Dedektörlerinden azdır. Evre değişmez döngüler yaklaşık 10 dB lık bir esik azaltması sağlarlar.

#### 1.4. FM İŞARETLERİNİN ÜRETİMİ:

FM dalgabıçımlerinin üretim yöntemleri pek çok olmakla beraber başlıca şu iki grup altında toplanabilirler.

- a) Dolaylı FM üretimi
- b) Doğrudan FM üretimi

Bu yöntemlerin dışında pek çok yöntemle FM dalgabıçımı üretilebilir. Bu yöntemlerin başlıcaları:

- 1) FM türevsel denkleminin örneksel benzetimi
- 2) Bir üçgen dalga FM'in üretimi ve bu dalganın doğrusal olmayan biçimlendirilmesi.
- 3) Bir kare dalga FM'in üretimi ve süzgeçlenmesi.
- 4) Özel aygıtlarla FM üretimi.

Aşağıda bu yöntemler kısaca açıklanacak yalnızca doğrudan FM üretim yöntemlerinden olan "Değişken sığa diyodu" kullanan yöntem ayrıntılı olarak anlatılacaktır.

##### 1.4.1 DOLAYLI FM

Daha önce darband FM dalgabıçımı şöyle verilmisti:

$$V_m(t) = \cos(\omega_0 t + \Delta\omega \int f(\tau) d\tau) \\ = \cos\omega_0 t - (\Delta\omega \int f(\tau) d\tau) \sin\omega_0 t, \quad \left| \Delta\omega \int f(\tau) d\tau \right| \ll \pi/2$$

Eğer önce bildiri işaretinin tmlevi alınır ve daha sonra bununla evresi taşıyıcıya göre  $90^\circ$  kaymış bir işaret çarpılır, bu çarpım taşıyıcıdan çıkartılırsa (4.17) bağıntısı ile verilen darband FM dalgabıçımı üretilebilir.

Burada önemli nokta darband FM üretilirken  $\left| \Delta\omega \int f(\tau) d\tau \right| \ll \pi/2$  koşulunun sağlanmasıdır. Bu yüzden  $\Delta\omega$  çok küçük olmalıdır. Ancak genelde istenen FM dalga biçimi taşıyıcı frekansı  $\omega_0$ ' ve frekans sapması  $\Delta\omega$ ' olan genişbandlı bir FM işaretidir. Yukarıda verilen darband FM dalgabıçımı frekans çarpma yoluyla bir genişband FM dalgabıçımına dönüştürülür.

(4.1) bağıntısı ile verilen darband FM dalgabıçımı frekansı  $n$  ile çarpan doğrusal olmayan bir aygıtın girişine uygulanırsa çıktı şu biçimdedir.

$$V_1(t) = \cos(n\omega_0 t + n\Delta\omega \int f(\tau) d\tau)$$

Görüldüğü gibi doğrusal olmayan aygıtın çıktısı da  $f(t)$  ile modüle edilmiş bir FM dalgabıçımıdır. Ancak taşıyıcı frekansı ve frekans sapması ( $\Delta\omega$ )  $n$  ile çarpılmıştır. Büyük  $n$  değerleri için  $\left| \Delta\omega \cdot n \int f(\tau) d\tau \right| \ll \pi/2$  koşulu geçerli değildir. Yani  $V_1(t)$  darband FM dalgabıçımı değildir. Uygun bir  $n$  değeri seçilerek istenen frekans sapması  $\Delta\omega^*$  elde edilebilir.

0 halde:

$$n = \Delta W' / \Delta W$$

olmalıdır. Ancak  $nW'_0 = W'$  olmayabilir.  $nW'_0 - W'_0$  yeterince büyükse,  $\Omega = nW'_0 - W'_0$  olmak üzere,  $V_1(t)$  işareti  $\cos \Omega t$  ile çarpılır. Elde edilen bu yeni işarete  $V_2(t)$  dersek:

$$V_2(t) = \cos(nW'_0 + n\Delta W' / f(\tau) d\tau) \cdot \cos(nW'_0 - W'_0)t$$

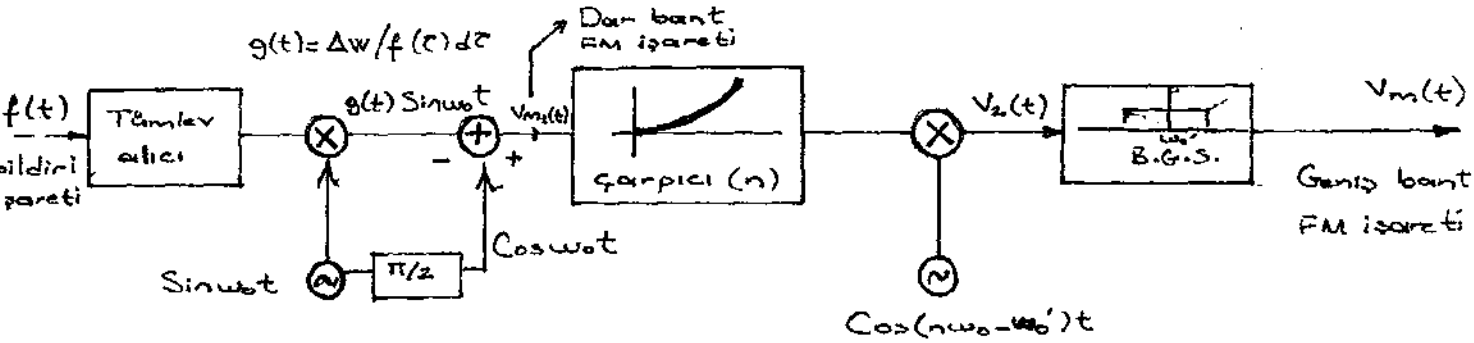
$$= 1/2 \cos(W'_0 + n\Delta W' / f(\tau) d\tau) + 1/2 \cos(2nW'_0 - W'_0 + n\Delta W' / f(\tau) d\tau)$$

$V_2(t)$  işareti band ortası  $W'_0$  ye ayarlı bir B.G.S. (Band geçiren süzgeç) den geçirilirse, süzgeç çıktısı:

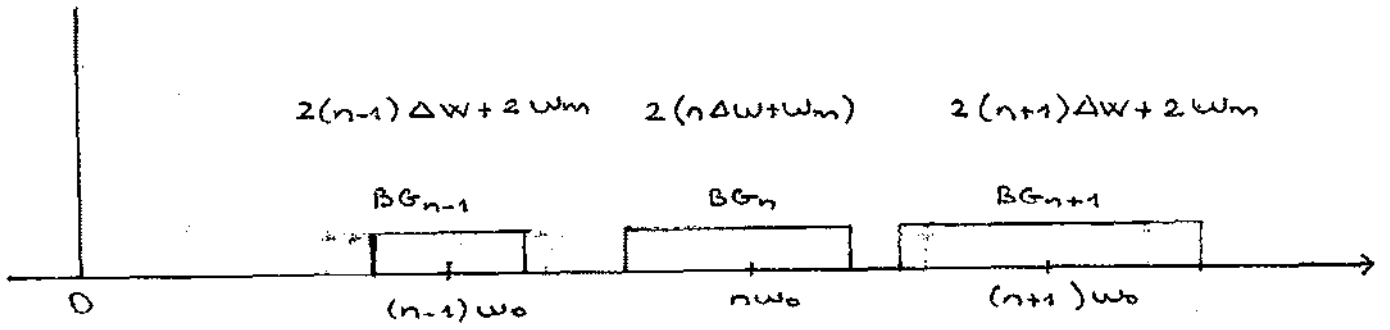
$$V_m(t) = 1/2 \cos(W'_0 + n\Delta W' / f(\tau) d\tau)$$

$$= 1/2 \cos(W'_0 + \Delta W' / f(\tau) d\tau)$$

olarak bulunur ki elde edilen bu işaret genişband FM dalgabıçimidir. Aşağıda darband FM den genişband FM üreten bir modülatörün öbek çizimi verilmiştir.



Frekans çarpıcı olarak, belleği olmayan eğrisel bir eleman kullanılabilir. Eğrisel elemanın çıkışı  $nW'_0$  frekansına ayarlı bir süzgeçten geçirilerek istenen band genişliği elde edilir. Ancak frekans çarpma işlemi tek bir işlemde değil, ard arda birkaç basamakta yapılmasında yarar vardır. Herşeyden önce büyük  $n$  değerleri için  $n_0$  terimi kuvvetli olan doğrusal olmayan bir aygıt bulmak zordur. Ayrıca  $n$  değeri artarken  $n_0$  bileşenin band genişliği de artar. Oysa tüm bileşenlerin frekans görüngeleri aşağıda gösterildiği gibi  $W_0$  aralıklarıyla yerleşmişlerdir. ve bu aralık tüm  $n$  değerleri için sabittir. Frekans çarpma işlemi yapılırken ard arda gelen iki bileşenin komşu harmonikler birbirine karışmamalıdır. Bir başka deyişle,  $n_0$  bileşenin band genişliği  $2(n\Delta W + W_m)$  ve  $(n+1)$  bileşenin band genişliği  $2((n+1)\Delta W + W_m)$  olduğu göz önüne alınır.



$$2(n\Delta W + W_m) / 2 + 2((n+1)\Delta W + W_m) < W_0$$

Kosulu sağlanmalıdır. Buradanda

$$n < (W_0 - 2W_m) / (2W_m) - 1/2$$

bulunurki, bulunan bu  $n$  değeri tek basamakta bozulma olmaksızın frekansın çarpılabileceği  $n$  değerinin üst sınırını göstermektedir.

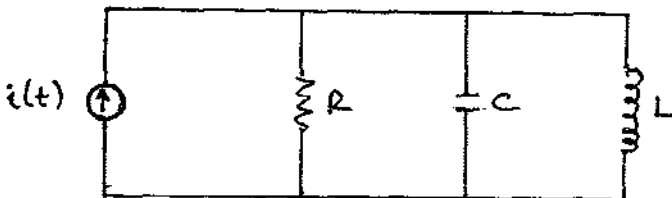
#### 14.2 DOĞRUDAN FM ÜRETİMİ:

Bu yöntemde  $f(t)$  bildiri işareti taşıyıcı frekansını doğrudan denetler. FM dalgabıçımının taşıyıcısına üreten salıngaç, genellikle bir akortlu devre salıngaçtır. Böyle bir salıngaçın ürettiği jünüzoidalın frekansı endüktans-sıfıa birleşiminin rezonans frekansı tarafından saptanır. Salıngaçtaki akortlu devrenin sığası  $C$  ve endüktansı  $L$  ise, salınım frekansı  $W_0$  şöyle saptanır:

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$L$  ya da  $C$  değeri  $f(t)$  ile doğrusal olarak değiştirilirse, ansal salıngaç frekansının,  $f(t)$  nin çok küçük değişimleri için,  $f(t)$  ile doğrusal olarak değiştiği gösterilebilir. Genellikle bildiri işareti  $f(t)$  taşıyıcıya göre çok yavaş değişir. Bu nedenle taşıyıcının bir kaç dönemi süresince  $C$  ya da  $L$  deki değişmeler çok küçük varsayılabilir. Bu nedenle salıngaçın ansal frekansının yukarıdaki bağıntı ile verilebileceği düşünülebilir. Bu şekilde frekansı bildiri işareti gerilimi ile değişen salıngaçlara "gerilimli denetimli salıngaçlar" (GDS) denir.

Aşağıdaki basit devreyi göz önüne alalım:



$C$  sığasının bildiri işaretini  $f(t)$  ile doğrusal olarak değiştirdiğini düşünelim. Yani

$$C = C_0 + \Delta C = C_0 - kf(t)$$

$$= C_0 (1 - kf(t)/C_0)$$

Buradan salıngaçın ansal frekansı şu biçimde bulunabilir.

$$W_0(t) = (LC)^{-1/2} = (LC)^{-1/2} (1 - kf(t)/C_0)^{-1/2}$$

karekök içindeki terim binom açılımını ile şöyle gösterilebilir.

$$\begin{aligned} (1 - kf(t)/C_0)^{-1/2} &= 1 - (-1/2)(kf(t)/C_0) + (-1/2)(-3/2)(1/2)!(kf(t)/C_0)^2 \\ &= 1 + (kf(t)/2C_0) + 3/8(k^2 f^2(t)/C_0^2) + 15/48(k^3 f^3(t)/C_0^3) + \dots \end{aligned}$$

küçük  $(kf(t)/C_0)$  değerleri için  $(1 - kf(t)/C_0)^{-1/2}$  ye serinin ilk iki terimi ile yaklaştırma yapılabilir. Bu yaklaştırma ve  $W_0 = (LC_0)^{-1/2}$  kullanılarak salıngaçın ansal frekansı:

$$W_0(t) = W_0 (1 + (kf(t)/2C_0))$$

$$= W_0 + (kW_0/2C_0)f(t)$$

Eğer sığastaki değişimler bildiri işaretini ile doğrusal ise ansal frekansta bildiri işaretini ile doğrusal olarak değişir. Gereken tek koşul  $(kf(t)/C_0)$  ın çok küçük olmasıdır. Çünkü ancak bu durumda yukarıdaki seri açılımının ilk iki terimi ile yaklaştırma yapılabilir. Ölçüt olarak serinin ihmal edilen ilk terimi, yaklaştırmaya katılan son terimin %1'i kadar olması mantıklıdır. Yani:

$$((3/8)(k^2 f^2(t)/C_0^2)) / ((1/2)kf(t)/C_0) < 0,01$$

Buna göre  $(kf(t)/C_0) < 0,013$  olması gerekir. O halde ansal frekansın bildiri işaretini ile doğrusal değişmesi için sığastaki değişmelerin modülasyon olmadığında  $C_0$  değerinin %1,3'ünden büyük olmaması gerekir. Sığastaki değişmelerin küçük olmasına karşın,  $W_0$  frekansı yeterince büyük alınarak büyük frekans sapmaları elde edilebilir. Burada frekans sapması:

$$\Delta W = W_0 (kf(t)/2C_0)$$

dır. Bu FM işaretini üreten salıngaç devresi verici frekansında salınım yapabileceği gibi, daha küçük frekanslarda da salınım yaptırılabilir.

Bu durumda üreticinin ürettiği işaret frekansının çarpma yoluyla verici frekansına ayarlanır. Ayrıca  $\Delta W$  frekans sapmasını ayarlamak için yine frekans çarpma işlemi gerekebilir. Ancak her iki durum içinde çarpma işlemi sayısı, dolaylı yönteme göre düşüktür.



Buraya kadar yalnızca akordlu devrenin kondansatörünün bildiri işareti ile doğrusal değiştirilmesi ile elde edilen doğrudan FM den söz ettik. Aynı şekilde akordlu devrenin endüktansı  $L$  de bildiri işareti ile doğrusal değiştirilebilir. Bu durumda endüktansın değeri

$$L = L_0 - kf(t)$$

olarak değişir. Yine burada da frekansın bildiri işareti ile doğrusal değişimi için  $(kf(t)/L_0) < 0,013$  olmalıdır. Bu durumda ansal frekans:

$$\omega_q(t) = \omega_0 + (k\omega_0/2L_0)f(t)$$

Bu kuramsal açıklamadan sonra akla taşıyıcı frekansını belirleyen akordlu devrenin endüktans ya da sığasının bildiri işareti  $f(t)$  ile doğrusal değişimlerinin nasıl sağlanacağıdır. Bu işlem için çeşitli yöntemler vardır. Bunların başlıcaları; Reaktanı tüpü kullanan modülatör, Değişken sığa diyodu kullanan modülatör. Ve değişken endüktans kullanan modülatörlerdir.

Reaktans-tüpü kullanan modülatörde, reaktans-tüpü devresi olarak adlandırılan devrenin giriş empedansı bildiri işareti  $f(t)$  ile orantılı bir değişken (kapasitit ve endüktit) reaktansdır. Değişken endüktans kullanan modülatörde ise, verici frekansını belirleyen (taşıyıcı frekansını) endüktansın sarıldığını demir çekirdeğe ikinci bir sargı sarılır. Bu ikinci sargıdan bildiri işareti geçirilirse, demir çekirdeğin geçirgenliği bildiri işaretine bağlı olarak değişir. Bu durumda akordlu devrenin sığasının da endüktansı bildiri işaretine bağlı olarak değiştirilmiş olur, aşağıda değişken sığa diyodu kullanan bir verici ayrıntılı olarak anlatılacaktır. Her zaman, bir vericinin temel ögesi modülatördür.

#### 14.3 ÜÇGEN-DALGA FM

FM işaretlerinin üretiminde yaygın kullanılan bir yöntemde, FM işaretlerinin sinüzoidal olmayan FM işaretlerinin kullanılmasıyla elde edilmesidir. Bu amaçla  $\omega_0$  frekansına sahip üçgen  $(\omega_0 t)$  ile gösterilen üçgen dalga kullanılabilir Dönemi  $(2\pi/\omega_0)$  olan bu dönemli işlevin fourier serisi aşağıdaki gibidir.

$$\text{üçgen}(\omega_0 t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8}{\pi^2 (2n-1)^2} \sin((2n-1)\omega_0 t)$$

Bu üçgen dalganın açısı zamanla doğrusal olarak değişir. Ancak açı  $\theta(t) = \omega_0 t + \Delta\omega \int f(\tau) d\tau$  şeklinde değiştirilirse idi elde edilen dalgabıçımı üçgen  $(\omega_0 t + \Delta\omega \int f(t) dt)$  olurdu. Bu dalga biçimi dönemli olmayıp üçgen dalga FM dalgabıçımı olarak adlandırılır. Burada da açının dürevi "ansal frekans" olarak adlandırılır ve  $f(t)$  bildiri işaretine bağlıdır. Üçgen dalga FM dalgabıçımı artık dönemli olmadığından bunun fourier serisi gösterimi yok-

tur. Ancak yukardaki açılım her nokta için geçerlidir. Eğer,  $t = t + \Delta W / W_0 \int f(\tau) d\tau$  alınırsa (4.10) bağıntısı aşağıdaki gibi olur.

$$U_{\text{çg}}(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} (8/\pi^2 (2n-1)^2 \cos((2n-1)(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau))$$

Bu bağıntı ile dönemli olmayan üçgen dalgası  $U_{\text{çg}}(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau)$  dalga biçimi için bir gösterim şekli elde edilmiş olur. (Fourier-benzeri açılım) Bu açılıma göre üçgen dalgası  $U_{\text{çg}}(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau)$  ile gösterilen üçgen dalga FM  $W_0, 3W_0, 5W_0, \dots$  frekanslarındaki sinüzoidal FM işaretlerinin toplamıdır.

Yani üçgen dalga FM  $W_0$  a merkezlenmiş bir B.G.S. den geçirilirse taşıyıcı frekansı  $W_0$  olan sinüzoidal FM dalga biçimi olan;

$$\cos(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau)$$

elde edilir.

üçgen dalda FM işareti sayısal elektronik aygıtlarla kolaylıkla üretilebilir. Bu yolla üretilen üçgen dalga FM den bir B.G.S. yardımıyla da sinüzoidal FM dalga biçimi üretilebilir. Yalnız burada

$\cos(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau)$  ve  $\cos(3W_0 t + 3\Delta W \int f(\tau) d\tau)$  dalga biçimleri frekans görüngeleri çakışmamalıdır. Aksi durumda süzgeçleme ile işaretlerin birbirinden ayrılması olanaksızlaşır. Bir başka deyişle;

$$BG_1/2 + BG_3/2 < 2W_0$$

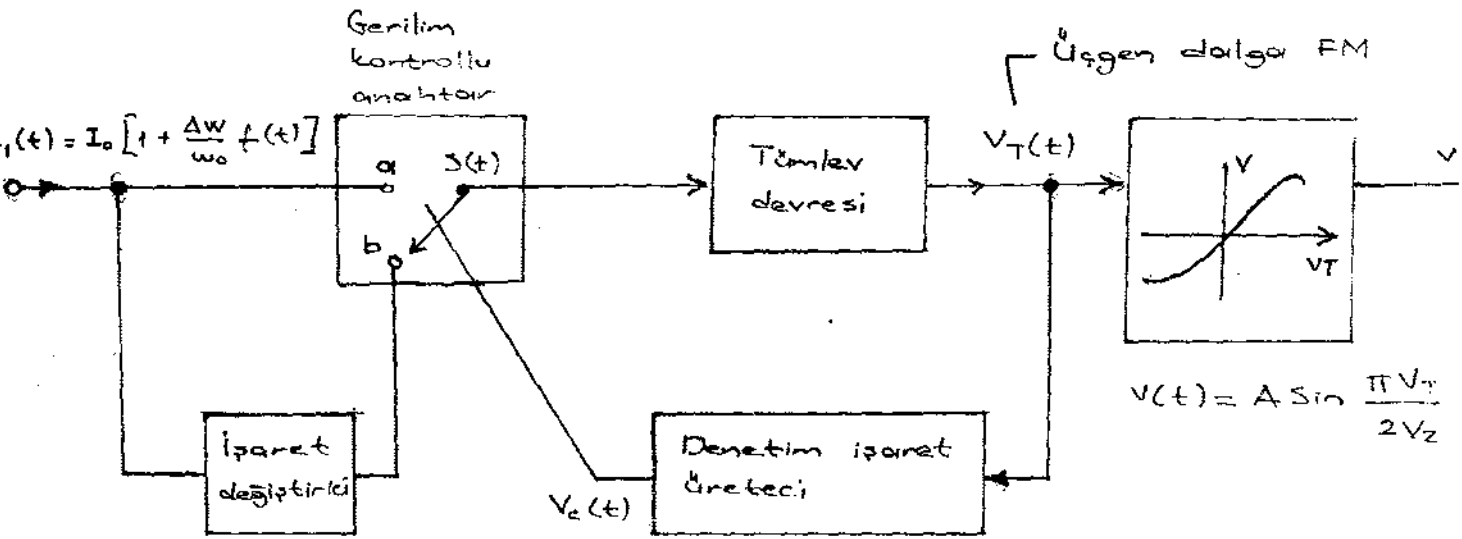
olmalıdır.  $BG_1$   $W_0$  frekansındaki,  $BG_3$   $3W_0$  frekansındaki sinüzoidal FM işaretlerinin band genişliğidir. Bildiri işareti  $f(t)$ 'nin  $W_m$  band sınırlı olduğunu düşünerek "Carson kuralı" nı uygularsak;

$$2(\Delta W + W_m)/2 + 2(3\Delta W + W_m)/2 < 2W_0$$

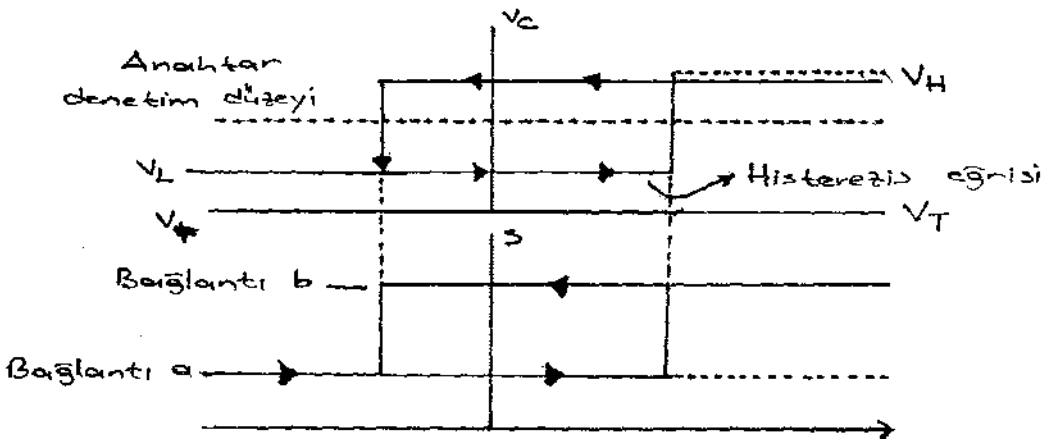
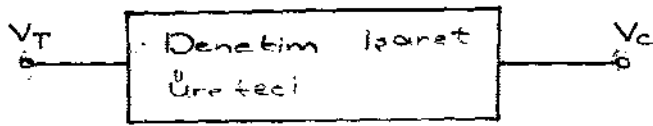
Buradan;

$$2\Delta W + W_m < W_0$$

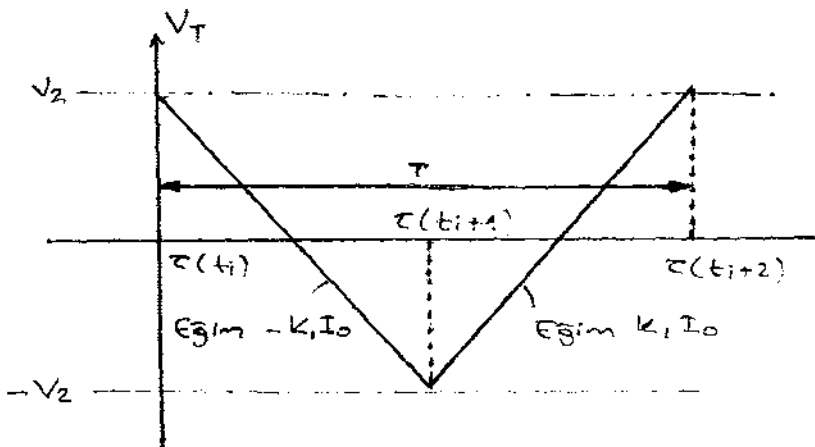
sonucu elde edilir.



1.4.4. a)



b)



c)

$$T = \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{4V_2}{k_1 I_0}$$

Şekil 1.4.4.

Şekil; (1.4.4.a) da tepeden tepeye genliği  $2V_2$  ve dönemi  $\tau(t)$  olan periyodik üçgen dalga üreten sistemin öbek çizimi verilmiştir. Sistem bir Tümlerdevresi aracılığı ile  $\tau(t)$  süresince  $+i_1(t)$  ve  $-i_1(t)$  akımı olarak ard arda Pozitif ve negatif eğimli darbeler üretir. Eğer  $i_1(t)$  akımı bildiri işaretine bağlı olarak değiştirilirse üretilen üçgen dalganın eğimi  $i_1(t)$  ye bağlı olacağından doğal olarak  $f(t)$  ye de bağlı olacaktır.

Devrede kullanılan bir Schmitt trigger devresi devre çıkışı  $+V_2$  ye ulaştığında  $-i_1(t)$  nin, devrenin çıkışı  $-V_2$  ye düştüğünde  $+i_1(t)$  nin tümlerdevresi girişine gitmesini sağlayacak şekilde anahtar devresini denetim işareti  $V_0$  nin  $V_T$  çıkış gerilimine göre değişimi ve anahtar konumları şekil 1.4.4.b de verilmiştir.

$t=t_1$  anında  $V_T(t_1) = V_2$  olsun anahtarlama a dan b ye olur.  $t > t_1$  durumunda tümlerdevresine akan akım.

$$-i_1(t) = -I_0(1 + AW/W_0 f(t))$$

olacağından Tümlerdevresi çıkışı  $V_T(t)$

$$\begin{aligned} V_T(t) &= V_2 - K_1 \int_{t_1}^t i_1(\theta) d\theta \\ &= V_2 - K_1 I_0 (\tau(t) - \tau(t_1)) \end{aligned}$$

burada  $K_1$  tümler devresi sabitidir. Şekilden ve yukarıki bağıntıdan açıkça görüleceği gibi  $v_T(t)$  eğimi  $\tau$  süresince  $-K_1 I_0$  olan bir rampa işlevidir.  $t = t_1 + 1$  olduğunda bu rampanın değeri  $-V_2$  olur. Anahtarlama işlemi b den a ya olur. Tümler devresi yine  $+i_1(t)$  nin tümlerini alır.  $V_T(t)$  çıkış geriliminin ifadesi

$$V_1(t) = -V_2 + K_1 I_0 (\tau(t) - \tau(t_1 + 1))$$

olur. Yani  $v_1(t)$  eğimi  $K_1 I_0$  olan pozitif bir rampa işlevidir.  $t = t_1 + 2$  olduğunda bu rampanın değeri  $+V_2$  olur. Bu durumda salınım tamamlanmış olur. Bu şekilde devre sürekli olarak  $\pm I(t)$  nin tümlerinin olarak pozitif ve negatif eğimli rampalar oluşturur.  $I_1(t)$  bildiri işaretine bağlı olarak alındığından rampaların eğimlerinde bildiri işaretine bağlı olacaktır.

Elde edilen üçgen dalganın dönemi,

$$T = 4V_2 / (K_1 I_0)$$

olacaktır. Bu işaretin genliği ise tepeden tepeye  $2V_2$  dir. Eğer bu üçgen dalga geçiş işlevi  $V = A \sin(\pi V_T / (2V_2))$  olan doğrusal olmayan bir cihaza uygulanırsa; çıktı sinüzoidal FM işareti olarak alınır.

$$V(t) = A \cos(W_0 t(t))$$

$$= A \cos(W_0 t + \Delta W / f(\theta) d\theta + \theta_0)$$

burada  $W_0 = 2\pi/T = \pi K_1 I_0 / (2V_2)$  olarak alınmıştır.

Schmitt Trigger Devresi:

Anahtarlama için gerekli denetim işareti bu devre tarafından üretilir. Yüksek frekanslar için iki anahtarlama konumu arasındaki fark 4V kadar olmalıdır. Bu yüzden geniş histerezis eğrisi olan bir Schmitt Trigger devresi kullanılmıştır. Devre şekli şekil (1.4.5.a) da görülmektedir.

Eğer  $V_i(t) = -V_2$  ise  $Q_1$  tıkalı  $Q_2$  iletimde olacaktır. Emetör gerilimi

$$V_E \approx (V_a - (1 - \alpha_2) R_a I_k) - V_0$$

olarak yazılabilir.  $V_i(t)$  artırıldığında buna bağlı olarak  $V_E$  de artar. Çünkü her iki tranzistörde aktif bölgede çalışır. Belli bir  $V_E$  değerinde  $Q_2$  nin emetör gerilimi artarken baz gerilimi azalır ve  $Q_2$  kesime  $Q_1$  ise ilettime geçer. Bu durumda çıkışın ( $V_o(t)$ ) değeri artık değişmez. bir değer alır. ( $V_o(t) = V_{cc}$ ). Eğer  $V_i(t)$  azaltılırsa  $V_i(t) \approx V_2 - \alpha_1 R_a I_k$  değerinde  $Q_1$  tekrar tıkanırken  $Q_2$  ilettime geçer.

$Q_1$  i tıkanmaya,  $Q_2$  yi ilettime sokan  $V_i(t)$  değerine  $V_1$

$Q_1$  i ilettime,  $Q_2$  yi tıkanmaya sokan  $V_i(t)$  değerine  $V_2$

dersek

$$V_1 = V_a - \alpha_1 R_a I_k$$

$$V_2 = V_a - (1 - \alpha_2) R_a I_k$$

olacaktır. O halde girişin bu iki konumu arasındaki fark ,

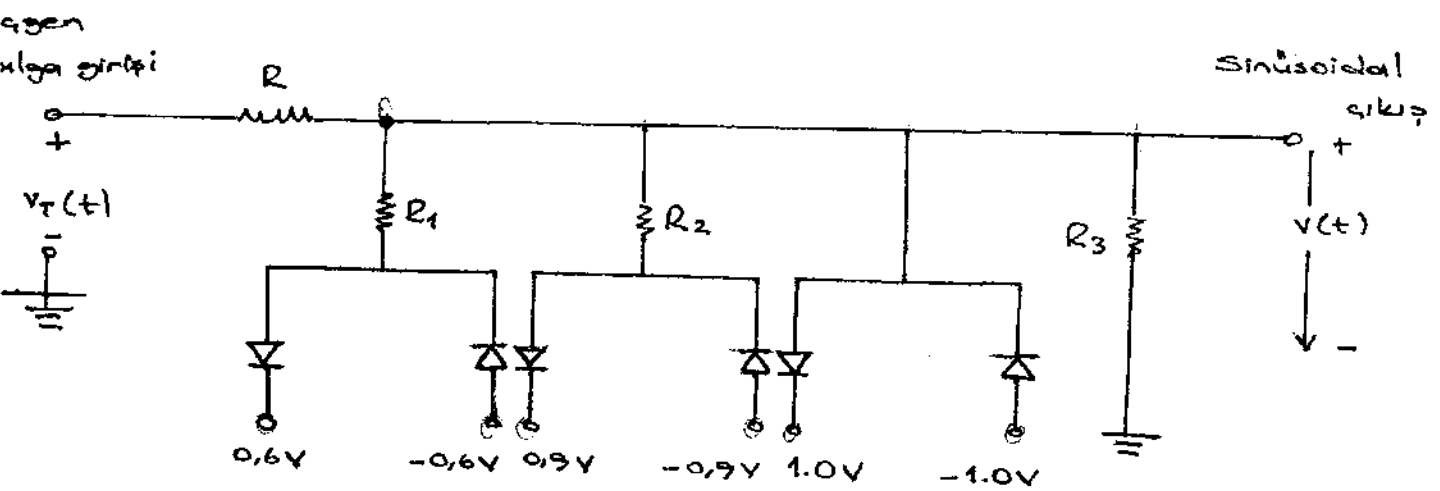
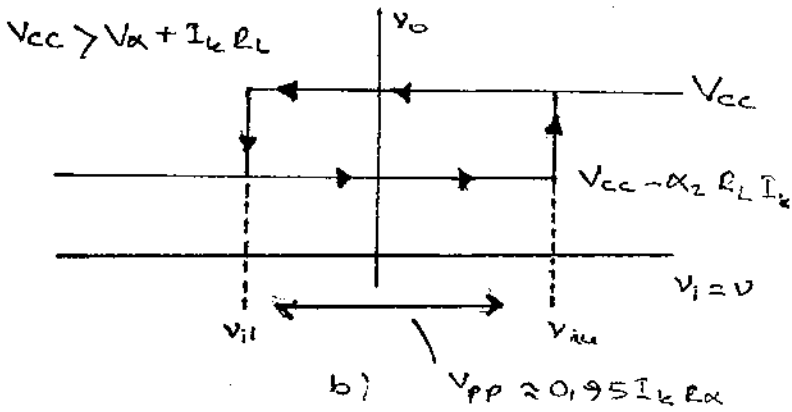
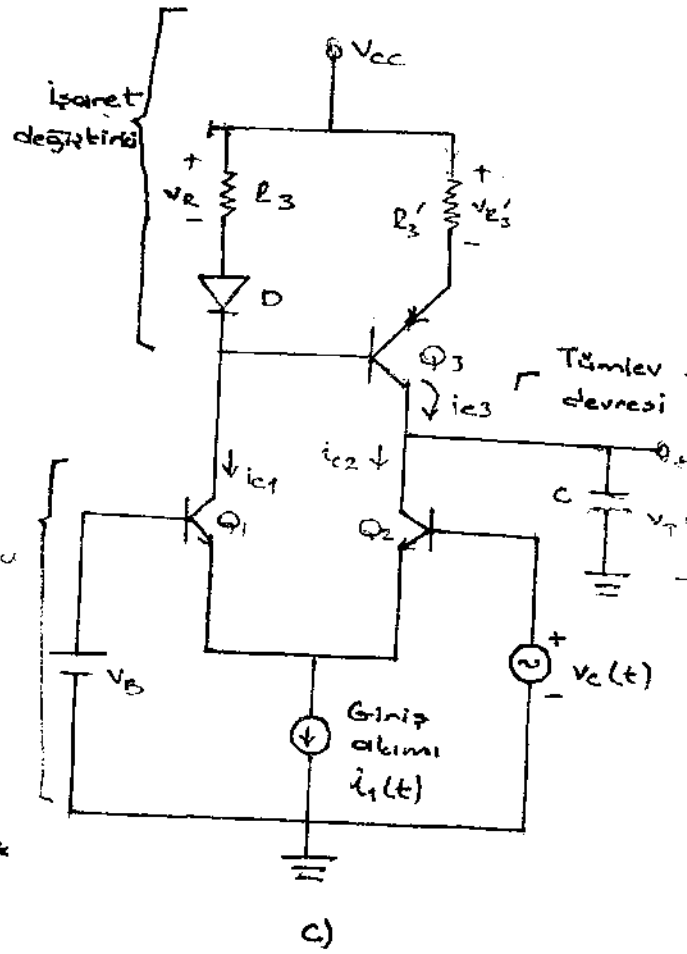
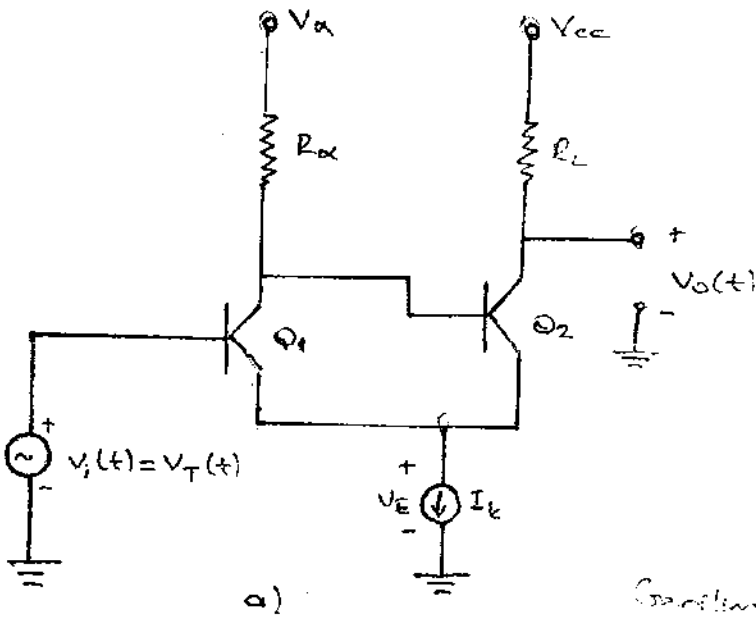
$$V_1 - V_2 = V_{pp} = -I_k R_a (\alpha_1 - (1 - \alpha_2)) \approx 0,95 I_k R_a$$

olmalıdır. Çıkış işareti ise  $Q_2$  tıkalı iken  $V_o(t) = V_{cc}$ ,  $Q_2$  iletimde olduğunda  $V_o(t) = V_{cc} - \alpha_2 R_L I_k$  olacaktır. Çıkış anahtarlama işaretinin genliği  $\alpha_2 R_L I_k$  dir.  $Q_2$  nin aktif bölgede çalışabilmesi için  $V_{cc} -$

$$V_{cc} - \alpha_2 R_L I_k > V_a - (1 - \alpha_2) R_a I_k$$

$$V_{cc} > V_a + R_L I_k$$

koşulu sağlanmalıdır.



Şekil 1.4.5.

## Gerilimi Denetimli Anahtar Ve Inverter Ve Tümlöv Devresi:

Devrenin açık şekli Şekil (I.4.5.c) de verilmiştir. Gerilim denetimli anahtar olarak bir fark kuvvetlendirici, tümlöv alıcı olarak C sırası ve invertör olarak bir tranzistör kullanılmıştır.

$V_c(t)$  nın değeri  $V_B$  den daha az olduğunda  $Q_1$  iletimde  $Q_2$  tıka-mada çalışır.  $Q_1$  in kollektöründen  $i_c(t) = \alpha i_1(t)$  akımı akar.  $I_{c2} = 0$  olduğundan  $I_a$  akımı  $(1 - \alpha) I E_3$  kadar azalarak  $R_3$  üzerinde  $V_{R3}$  gerilim düşümünü oluşturur.

$$V_{R3} = (\alpha_1 I_1 - (1 - \alpha_3) I E_3) R_3$$

Diyot üzerindeki gerilim düşümü  $Q_3$  tranzistörünün emetör-baz eklemesindeki gerilim düşümüne eşittir.  $i_D \approx I E_3$  alınırsa  $V_{R3} \approx \alpha'_3 I E_3$  olur. Buradan,

$$I E_3 = \alpha_1 I_1 / (1 - \alpha_3 + R'_3 / R_3)$$

olarak bulunur. Bu çalışma durumunda  $I_{c3} \approx \alpha I E_3$  akımı tümlöv devresi sırasına akar.

Ote yandan  $V_c(t) V_B$  den daha büyük olduğunda  $i_1(t)$  akımı  $Q_2$  tranzistöründen akar.  $i_{E3} = i_{c3} = i_{c1} = 0$  ve  $i_{c2} = \alpha i_1$  akımı tümlöv devresi sırasından akmaya başlar. Eğer  $R'_3 / R_3 = 2\alpha - 1$  ve  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$  alınırsa  $I E_3 = i_1$  olur. Bu şekilde  $V_c(t)$  gerilimine bağlı olarak Tümlöv devresi sırasından ya  $i_1(t)$  akımı çekilir ya da  $i_1(t)$  akımı sıraya akar.  $i_1(t)$  akımının sıra uçlarında oluşturacağı  $V_U(t)$  çıkış gerilimi ise

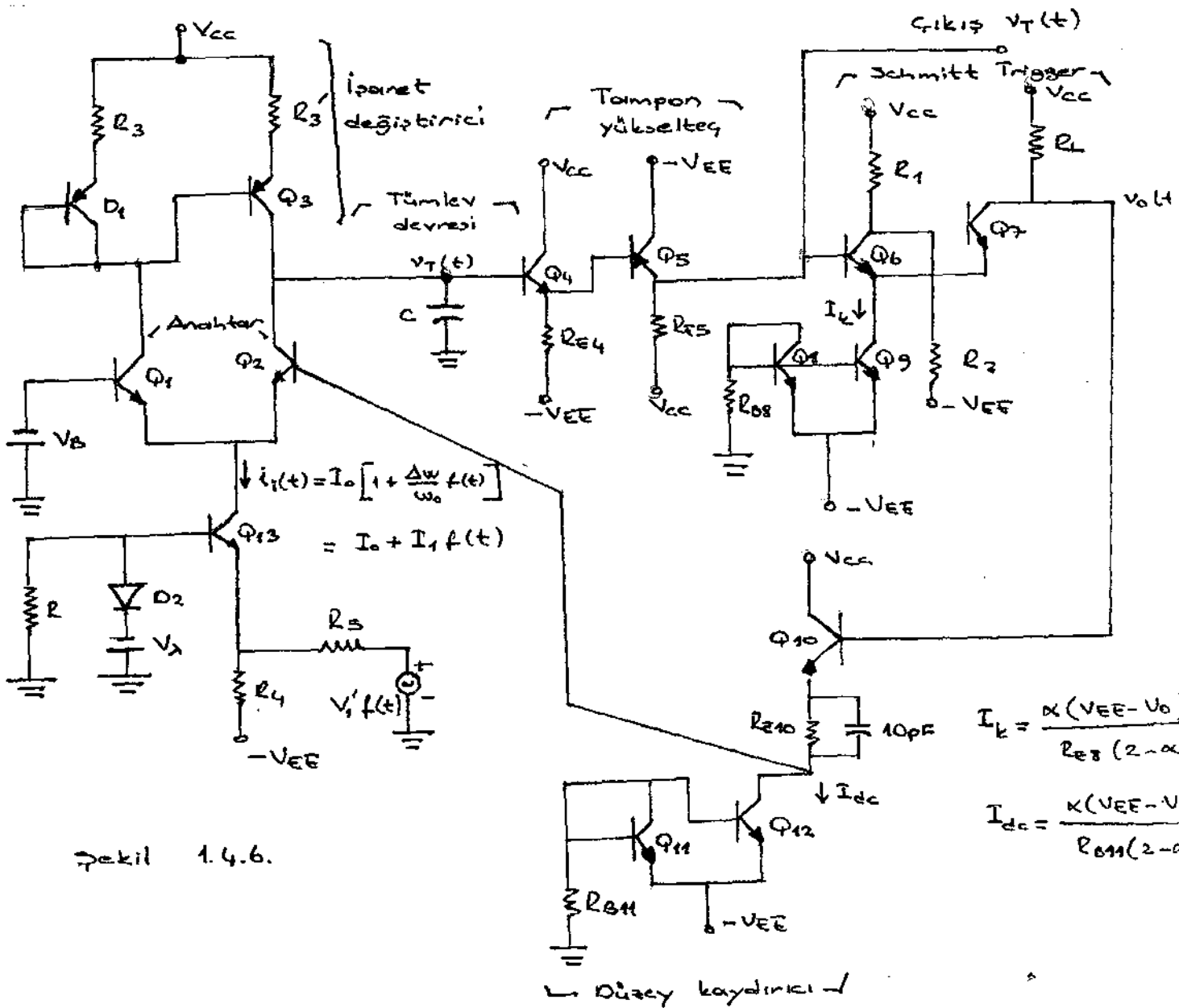
$$V_U(t) = \alpha / c \int i_1(t) dt$$

olacaktır. Buradan tümlöv devresinin  $K_T$  sabitide  $K_1 = \alpha / C$  olarak bulunmuş olur. Tüm sistemin açık şekli Şekil (I.4.6) da verilmiştir. Schmitt Trigger devresinin tümlöv devresine yüklememesi için arada tampon yükselteçler konulmuştur. Buraya kadar olan kısımlarda kullanılan akım kaynakları yerinde Tranzistörler kullanılmıştır.  $i_1(t)$  akım kaynağı olarakta burada bildiri işaretini ile sürülen bir tranzistör kullanılmış. Anahtar denetim işaretlerini oluşturan Schmitt Trigger devresi çıkışının düzeyide tranzis  $Q_{10}$  ve  $Q_{12}$  tranzistörleri kullanılarak pozitif ve negatif olacak şekilde kaydırılır.

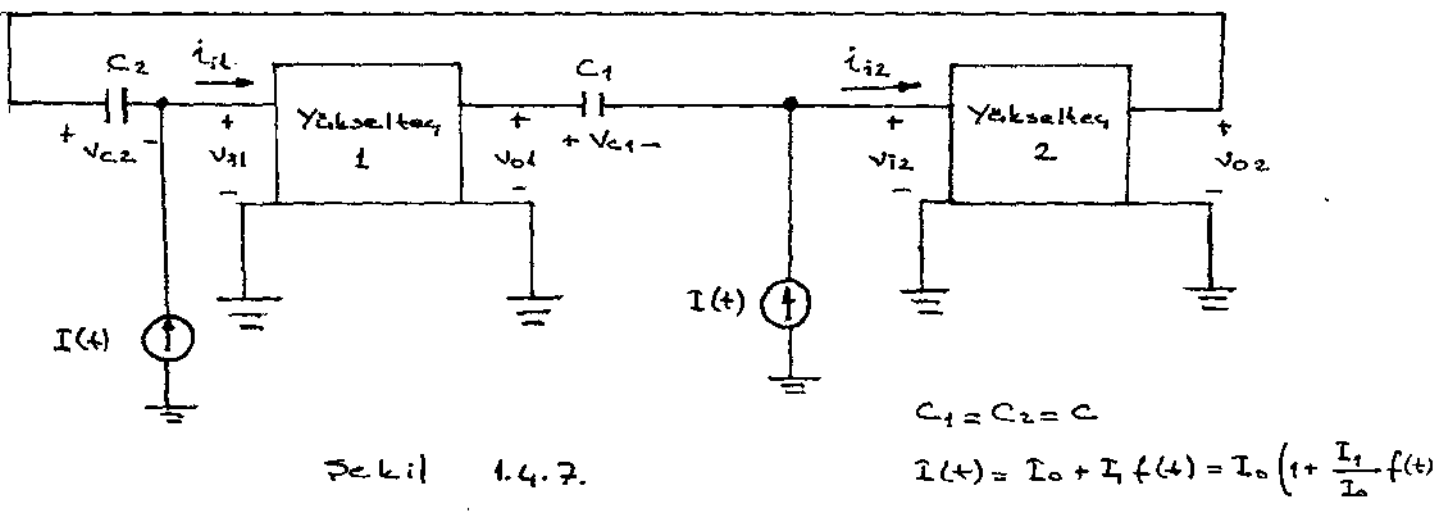
Üretilen üçgen dalga FM işaretinin merkez frekansı daha önce verilen

$$\omega_0 = \pi K_1 I_0 / (2V_2) = \alpha \pi I_0 / (2V_2 C)$$

bağıntısında bulunur.  $i_1(t) = I_0 + i_1 f(t) = I_0 + I_0 \Delta \omega / \omega_0 f(t)$  olduğundan  $i_1 f(t)$  büyüklüğü frekans sapmasını belirler. Devredeki  $I_0$  ve  $I_1$  akımları



Şekil 1.4.6.



Şekil 1.4.7.



$\varphi_{I_3}$  transistörü tarafından belirlenir. Devrenin ürettiği  $I_0$  ve  $I_1$  akımları

$$I_0 = \alpha((V_{EE}-V_B)/R_4 - V_B/R_5) \quad \text{ve}$$

$$I_1 = \alpha V_1/R_5$$

olacaktır.  $R_4$  ve  $R_5$  dirençleri istenen  $I_0$  ve  $I_1$  akımları sağlanacak şekilde belirlenir. Üçgen dalga FM den sinüzoidal FM işareti üretmek için geçiş işlevi

$$V = A \sin(\pi V_1 / 2V_2)$$

olan doğrusal olmayan bir eleman kullanılır. Geçiş işlevi yukardaki gibi olan diyotlardan gerçekleştirilmiş bir devre şekli şekil (1.4.5.d) de verilmiştir.

#### 14.4 FM Türevsel Denkleminin Orneksel Benzetiçimi:

Aşağıdaki ikinci dereceden doğrusal türevsel denklemi göz önüne alalım;

$$V_d(t) = \frac{1}{\gamma} V_m(t) - \frac{V_m^0(t) \cdot W_a^0(t)}{(W_a^3(t))} + \frac{V_m^{00}(t)}{(W_a^2(t))} = 0$$

Bu türevsel denklemin bir çözümü şöyledir:

$$V_m(t) = A \cos\left(\int W_a(\tau) d\tau + \theta_0\right)$$

Eğer  $W_a(t) = W_0 + \Delta W f(t)$  olacak şekilde alınır ( $f(t)$  bildiri işareti) ve  $W_a(t) > 0$  koşulu sağlanırsa türevsel denklemin bu çözümü FM dalga biçimini sağlar.

$$V_m(t) = A \cos\left(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau + \theta_0\right)$$

Başlangıç koşulu  $\theta_0$  önemli olmayıp istenildiği gibi seçilebilir.

Verilen bu FM türevsel denkleminin benzetiçimi ile FM işaretinin üretilmesi bir orneksel bilgisayara çok uygundur. türevsel denklemin şu biçimde de yazılabilir;

$$V_m(t) = \frac{1}{\gamma} \frac{d}{dt} \left( \frac{V_m(t)}{W_a(t)} \right) = 0$$

ya da

$$V_m(t) \cdot W_a(t) + \frac{d}{dt} (V_m^0(t)) = 0$$

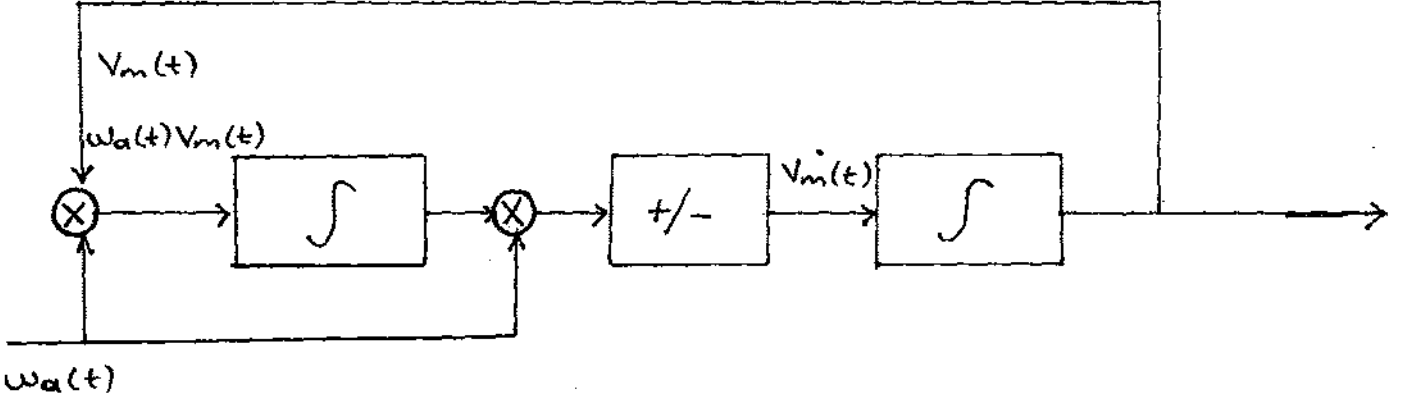
Her iki tarafın tümlevi alınarak (başlangıç koşulu sıfır için)

$$V_m(t) \cdot W_a(t) dt + v_m^0(t) / (W_a(t)) = 0$$

bulunur, buradan da

$$v_m^0(t) = -W_a(t) \int v_m(t) W_a(t) \cdot dt$$

elde edilir. kullanarak FM dalga biçimini üreten bir modülatörün öbek çizimi aşağıdaki gibidir.



İstendiğinde herhangi bir FM üreticinde de bu yolla FM işaretleri tam ve iyi nitelikli olarak üretilebilir. Denklem çözümleri kuramsal olarak çok iyi bir FM işareti olduğundan, FM işaretlerinin bu yolla üretiminde hiçbir yaklaştırma yoktur. Tek sınırlama  $W_a(t)$  nin pozitif olmasıdır. Bu da çok büyük frekans sapmaları elde etme olanağı sağlar.

#### 14.5 Kare Dalga FM:

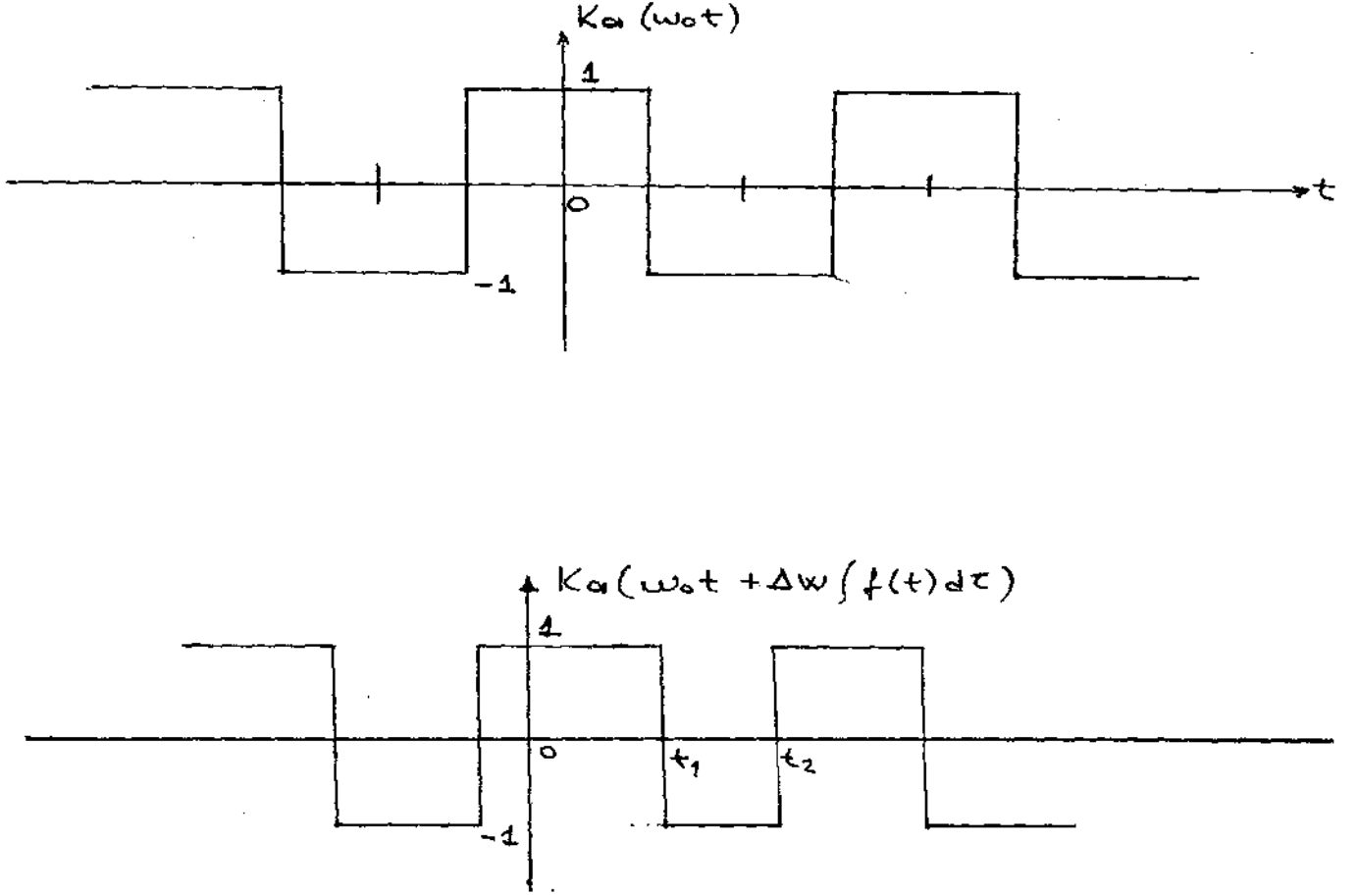
Sinüzoidal FM işareti üretiminde kullanılan, sinüzoidal olmayan diğer bir FM işareti de frekansı bildiri işareti ile modüle edilmiş kare dalgadır. Kare dalga FM olarak adlandırılır. ve  $K_a(W_0 t)$  ile gösterilebilir. Bu kare dalganın açısı  $W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau$  olarak değiştirilirse kare dalga FM işareti üretilmiş olur. ve  $K_a(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau)$  ile gösterilir. kare dalga fourier serisi kullanılarak aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$K_a(W_0 t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} S_a(n\pi/2) \cos(nW_0 t)$$

Bu açıdan yararlanarak üçgen dalga FM de olduğu gibi, kare dalga FM için Fourier benzeri seri açılımı elde edilebilir.

$$K_a(W_0 t + \Delta W \int f(\tau) d\tau) = 2 \sum_{\substack{n=1 \\ n=\text{tek}}}^{\infty} S_a(n\pi/2) \cos(nW_0 t + n\Delta W \int f(\tau) d\tau)$$

Buna göre kare dalga FM  $\omega_0, 3\omega_0, 5\omega_0$  frekanslarındaki sinüzoidal FM işaretlerinin toplamıdır. Burada da  $\omega_0$  ve  $3\omega_0$  daki işaretlerin frekans görüngeleri birbirinden yeteri kadar uzakta ise  $\omega_0$  daki sinüzoidal FM işareti bir süzgeç yardımı ile diğerlerinden ayrılabilir. Bir kare dalga FM işaret üreticinin öbek çikimi şekil 1.4.7 de verilmiştir.



Şekil. 1.4.8. Kare dalga ve Kare dalga FM işaretleri

### III. STEREO FM YAYINI:

Monofonik ses yayınlarında tek bir temel band işareti uygun bir biçimde modüle edilir ve gönderilir. Almaçta devodülasyon işlemi ile geri elde edilen ses işareti sesyara uygulanır ve sesyeniden üretilir. Stereofonik ses yayınlarında amaç iki ayrı temel band işaretini göndermektir. Bunun için iki ayrı ses alır (mikrofon) birbirinden uzağa yerleştirilir. Mikrofonlardan birinden alınan ses işareti  $L(t)$ , diğerinden alınan ses işareti  $R(t)$  ile gösterilsin. Genel olarak  $L(t)$  ve  $R(t)$  birbirlerinden değişik işaretlerdir.

Almaçta geri elde edilen  $L(t)$  ve  $R(t)$  iki ayrı sesyara uygulanırsa dinleyici sanki yayın stüdyosun da imiş gibi ayrı sesler işitir. Bu yöntemle sesin yüksek nitelikli olarak geri elde edilmesi olasıdır.

Stereo yayında monofonik almaç kullanıldığında  $L(t) + R(t)$  yi, Stereofonik almaç kullanıldığında  $L(t)$  ve  $R(t)$  ayrı ayrı elde edilebilir. Yani stereo yayın monofonik almaçlarla bağdaşmalıdır.

$L(t)$  ve  $R(t)$  kullanılarak taşıyıcı frekansını modüle edecek işaret birkaç basamakta oluşturulur. Önce bu işaret toplanıp, çıkarılarak  $L(t)+R(t)$  ve  $L(t)-R(t)$  elde edilir.  $L(t)$  ve  $R(t)$  işaretleri 15KHz e band sınırlı olduklarından, toplam ve farklarında 15KHz e band sınırlıdır. Göndermeğe kılavuz taşıyıcı olarak adlandırılan 19KHz lik bir sinüzoidal işaret üretilir. Daha sonra kılavuz taşıyıcının frekansı iki ile çarpılarak 38KHz lik bir işaret oluşturulur. Elde edilen bu işaret alt taşıyıcı olarak adlandırılır. Alt taşıyıcı ile fark işareti  $L(t)-R(t)$  dengeli bir modülatöre uygulanarak, 38KHz de  $L(t)-R(t)$  ile modüle edilmiş QY.B. işareti elde edilir. Bu elde edilen işaret  $L(t)+R(t)$  toplam işareti ve kılavuz taşıyıcıya eklenerek temel band işareti  $f_b(t)$  elde edilir.

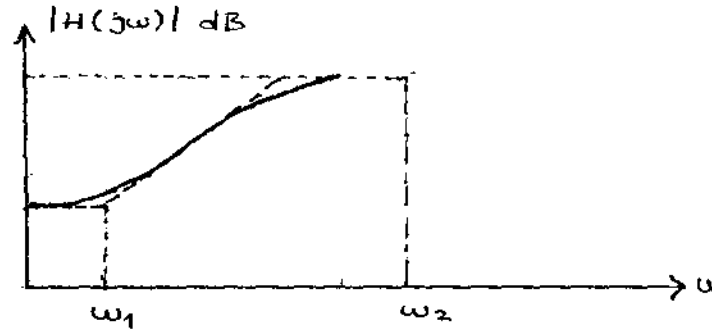
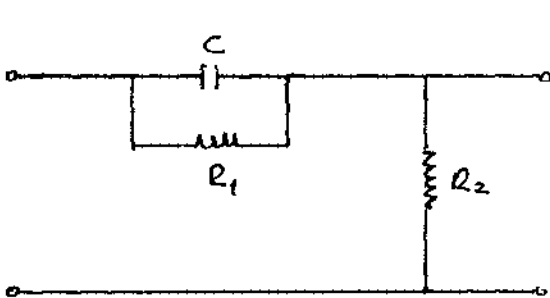
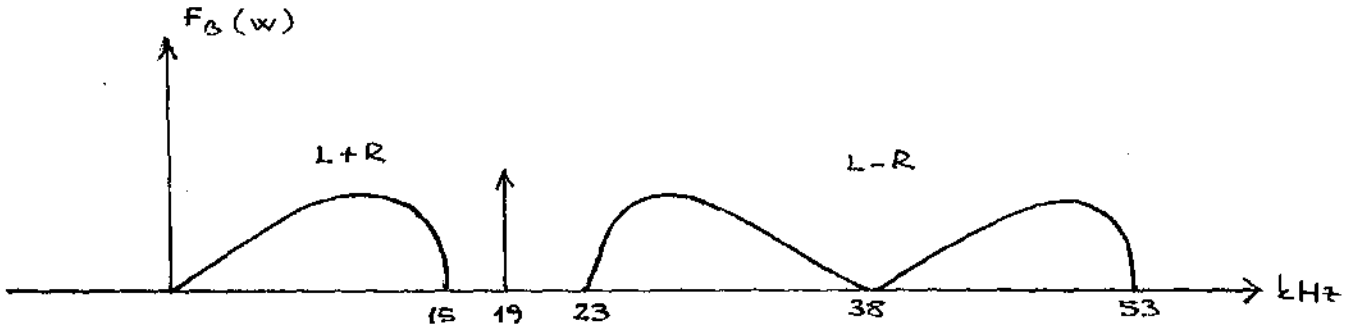
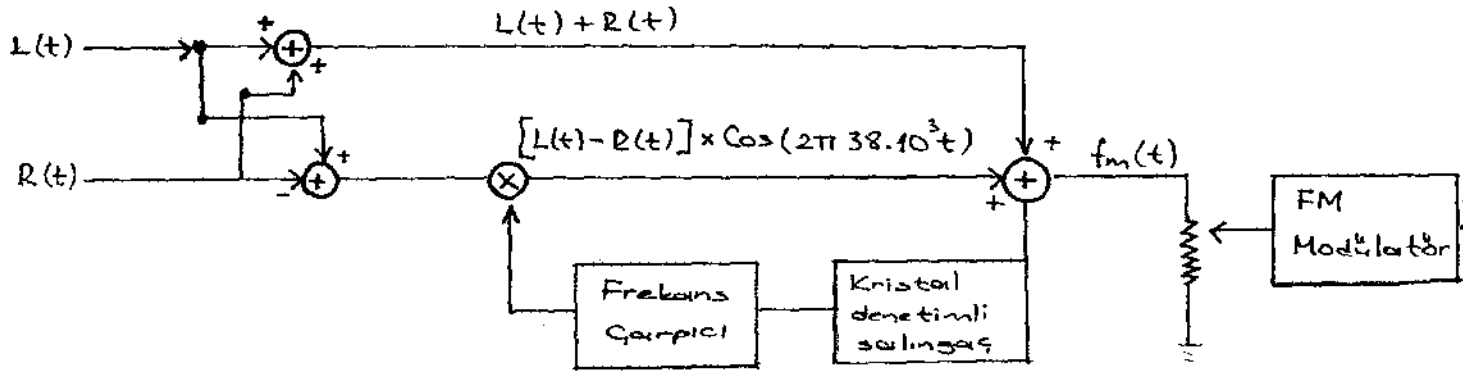
$$f_b(t) = (L(t)+R(t)) + (L(t)-R(t)) \cos(2\pi 38.10^3 t) + K \cos(2\pi 19.10^3 t)$$

Daha sonra birleşik temel band işareti  $f_b(t)$  kullanılarak taşıyıcının frekansı modüle edilir.  $f_b(t)$  işaretini ve modüle edilmiş  $\cos(\omega_0 t + \Delta\omega \int f(\tau) d\tau)$  dalga biçimini üreten bir stereo FM göndermecinin öbek çizimi aşağıda verilmiştir. Birleşik  $f_b(t)$  işaretinin band genişliği 53KHz dir. 19KHz de kılavuz taşıyıcı, 0 ile 15 KHz arasında  $L(t)+R(t)$  toplam işareti, 23-53KHz arasında ise  $L(t)-R(t)$  fark işareti ile modüle edilmiş (QYB) 38 KHz lik sinüzoidal işaret bulunur.

Alıcıda önce FM demodülasyonu yapılır. Daha sonra kılavuz taşıyıcı ve alçak geçiren süzgeçler kullanılarak önce  $(L(t)-R(t))$  ve

$L(t)+R(t)$  işaretleri daha sonrada bu işaretlerin toplam ve farklarından  $L(t)$  ve  $R(t)$  elde edilir.

Yüksek frekanslarda bozulmayı önlemek için  $L(t)$  ve  $R(t)$  önce ön vurgulama devrelerinden geçirilirler. Ön vurgulama devreleri işaretin alçak frekans bileşenlerini bastıran yüksek frekans bileşenlerini ise kuvvetlendiren bir tür yüksek Geçiren Süzgeç devreleridir. Ön vurgulama devresinin karakteristiği ve FM stereo kodlayıcının öbek çizimi aşağıda verilmiştir. Stereo kodlayıcı 19KHz lik bir salıngaç devresi, bir frekans çarpıcı ve üç adet toplama devresinden oluşmuştur. Gerekirse  $M$  modülatörden önce 53 KHz e band sınırlı bir alçak geçiren süzgeç kullanılabilir.



Şekil 2.1 Stereo FM kodlayıcı ve temel band işaret tayfalarıyla ön vurgulama devresi ve bunun geçiş işlevi.

### III- FM VERİCİ:

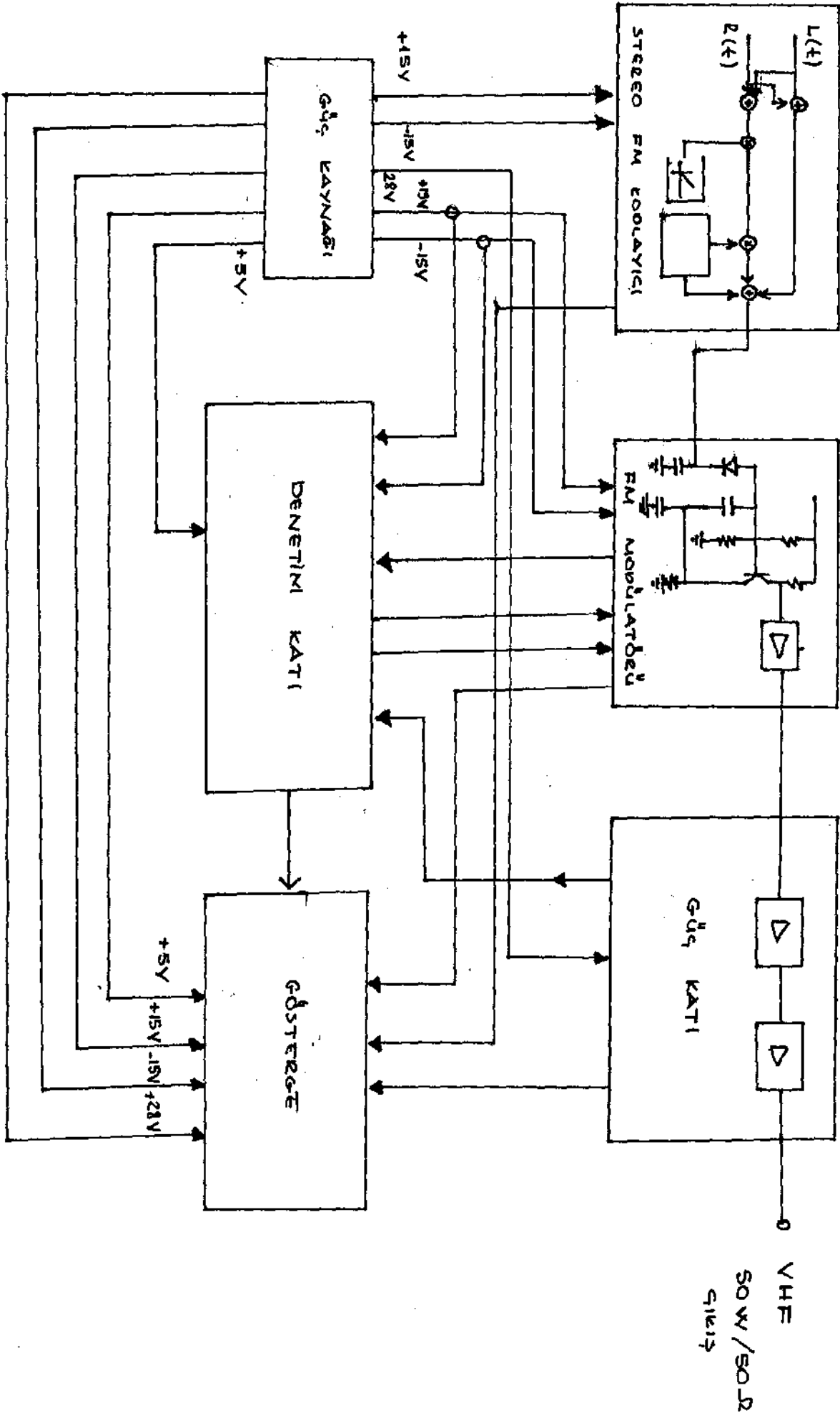
herhangi bir Radyo vericisinin ana işlevi, iletilmesi gereken bildiri işaretini alıcıların alabileceği bir biçimde modüle edip güçlendirerek bir anten aracılığı ile yaymaktadır. Vericinin türünü kullanılan modülasyon türü belirler. Eğer kullanılan modülasyon türü FM modülasyonu ise bu vericilere "FK Vericiler" adı verilir. FM modülasyonu daha önce anlatılan modülasyon türlerinden biri kullanılarak gerçekleştirilir. Eğer verici frekansındaki taşıyıcı doğrudan modülasyona tabi tutulursa, modülasyon esnasında üretilen işaretin band genişliğide belirlenmiş olmaktadır. FM vericiler için en büyük frekans sapması 75 KHz ve band genişliğide (güvenlik payı ile) 200 KHz olarak tespit edilmiştir. Gerçekte 75 KHz. olan bir frekans sapması için iletilen işaretin (ses işareti) en büyük frekansı 15 KHz olduğuna göre modülasyonlu işaretin iletmek için 180 KHz lik bir band genişliği yeterlidir. Stereo yayınlarda bu band genişliği biraz daha artar.

FM vericilerin taşıyıcı frekansları 87,5-180 MHz. frekans bandında yer alırlar. Özellikle bu frekansta salınım yapan taşıyıcı üreticinde kullanılan elemanların niteliklerinin çok iyi, toleranslarının ise çok küçük olması gerekir. Çünkü çok küçük değerlikli olan eleman değerlerinin çok az değişmesi verici frekansının kendine ayrılmış olan 200 KHz lik yayın bandının dışına taşmasına neden olur. Bu amaçla özellikle frekans denetiminin sağlanması gerekir.

Merkez frekansının kararlılığı sağlanmış ve en çok 75 KHz. frekansı sapmasına sahip olan FM işareti yükseltmek üzere yükselteç kentine gönderilir. Yükseltme işlemi tüp ya da Tranzistörler kullanılarak gerçekleştirilmiş C sınıfı güç yükselteçleri tarafından yapılır.

1 K Watt'dan daha yüksek çıkış gücüne sahip vericilerde modülasyonlu işaret önce Tranzistörlü C sınıfı güç yükselteçleri tarafından 50 Watt'a kadar yükseltilir. Daha sonra bu işaret yüksek güçlü bir tüpten oluşturulmuş yükselteç devresi ile istenen çıkış gücü elde edilecek şekilde yükseltilir. Çıkış gücü genel olarak tüp devresinin besleme gerilimi ile belirlenir.

Günümüz teknolojisi ile 1 kwatt'dan daha düşük olan vericilerde yalnız tranzistörler kullanılarak gerçekleştirilebilir. Bunun için modülasyonlu FM işareti herhangi bir güç yükselteci kullanılarak yükseltilir. Yükseltilecek bu işaret kuplörler aracılığı ile üç kısma bölünür. Ve her bir kısım yüksek güçlü tranzistörlerle gerçekleştirilmiş güç yükselteçleri tarafından tekrar yükseltilir. Yükseltilecek olan



bu işaretler yine bir dengeli kuplör kullanılarak toplanır ve antene gönderilir. Ancak burada yükselteçler arasında faz denetimin sağlanması gerekir.

Gerçekte bir işaretin FM modülasyonu yapılarak yükseltilmesi pek kolay değildir. Özellikle frekans denetiminin kararlı olarak sağlanması, yüksek güçlerde, sistemin güvenliğinin sağlanması ve güç kaybının azaltılması en önemli sorunlardır.

**En maddelenen verici ile ilgili yansıyan güç sürekli olarak ölçülmelidir. Bulunmakta yönlü kuplör elemanları kullanılabilir. Ayrıca yükselteçler için gerekli gücün sağlanması gerekir. Genel olarak bir vericinin öbek çizimi şekilde verilmiştir. Verici devresi şu kısımları içerir:**

- 1- FM Modülatör
- 2- Güç katı
- 3- Güç kaynağı
- 4- Denetim ünitesi
- 5- Gösterge kısmı

Ayrıca Stereo FM vericilerinde birde "FM Stereo kodlayıcı" bulunur.

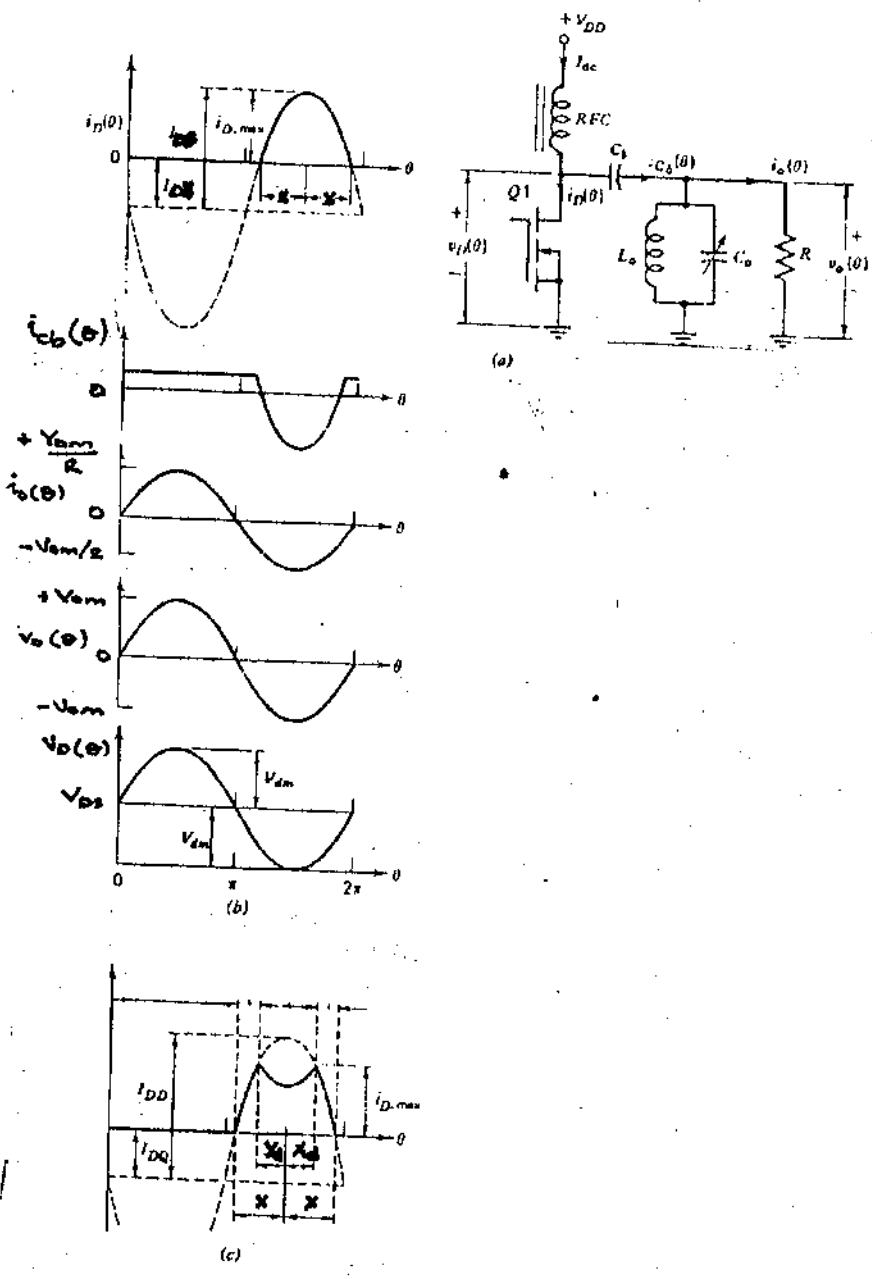
FM işaretlerinin genliği bilgi taşımadığından işaretlerin yükseltilmesinde C sınıfı güç yükselteçler kullanılır. Böylelikle güç kaybı en aza indirilmiş olmaktadır. FM işaretinin yükseltilmesinde önemli bir yeri olan C sınıfı güç yükselteçlerinden aşağıda ayrıntılı olarak bahsedilecektir.

### III.1. Rezonanslı Güç Yükselteçleri:

Doğrusal RF. amplifikasyonunun gerekli olmadığı, sürekli dalga modülasyonlu işaretlerin amplifikasyonunu içeren bazı uygulamalarda yüksek verimli ve daha kolay olan "rezonanslı C sınıfı güç yükselteçleri" kullanılır. Genlik değişimini gerektiren bir Genlik modülasyonlu işaret için güç yükselteci besleme geriliminin değiştirilmesiyle elde edilir.

Devrenin çıkışında kullanılan bir rezonans devresi yada bir süzgeç " C sınıfı güç yükseltecinin" önemli bir bölümünü oluşturur. Çünkü bu bölümden dolayı çıkışta harmonik zayıflatması için uygun bir ortam oluşturulur. Ayrıca kullanılan aktif elemanın vakum tüpü ya da tranzistör olması önemlidir. Gerçek C sınıfı güç yükselteçlerinde kullanılan vakum tüp bir akım kaynağı gibi davranır. Buna karşılık karmaşık Mod C sınıfı ( Class C mixed-mode ) güç yükselteçleri tranzistörlerle gerçekleştirilir. Gerçekleştirilen karmaşık-Mod C sınıfı güç yükselteçlerinde oldukça güç ve karmaşık o-





Klasik C sınıfı güç yükselteci ve çalışma eğrileri.

lan analitik çözüm göz önünde bulundurulmalıdır.

Bir kılask ya da gerçek C sınıfı güç yükseltecinin devre şekli ile akım ve gerilim dalga şekilleri şekil (3.2) de verilmiştir. Sinüzoidal yük akımı oluşturan Drain akımı bir sinüs parçası olarak ifade edilebilir.

$$I_D(\theta) = \begin{cases} I_{D0} - I_{DS} \sin \theta & I_{D0} - I_{DS} \sin \theta \geq 0 \\ 0 & I_{D0} - I_{DS} \sin \theta < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Girişteki RF salınımın çıkışa aktarılan miktarı "iletim açısı" olarak adlandırılır. İletim açısını  $2X$  ile gösterirsek, bu iletim açısı  $I_{D0}$  öngerilim akımı ve  $I_{DS}$  sürücü akımının işlevi olarak ifade edilebilir.

$$X = \begin{cases} 0 & I_{DS} + I_{D0} < 0 & \text{Taktifeleman tıkalı} \\ \pi & I_{D0} - I_{DS} > 0 & \text{A sınıfı uygulaması} \\ \text{arc Cos } (-I_{D0}/I_{DS}), & \text{Diğer durumlarda (B ve C sınıfı uygulanır)} \end{cases} \quad (3.2)$$

Öte yandan öngerilim akımı, sürücü akımı ve iletim açısına bağlı olarak.

$$I_{D0} = -I_{DS} \cos X \quad (3.3)$$

olarak yazılabilir.  $X = \frac{\pi}{2}$  ise yükselteç B sınıfı  $X < \frac{\pi}{2}$  ise yükselteç C sınıfı yükselteç olarak çalışır. Yükselteç için gerekli olan drain akımı Drain akımının d.c. bileşenini oluşturur.

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_D(\theta) d\theta = \frac{I_{DS}}{\pi} (\sin y - y \cos y) \quad (3.4)$$

Devreye verilen D.C. gücü  $P_C = V_{DS} \cdot I_{d.c.}$  dir. Drain akımı a.c. bileşeninin D.C. güç kaynağına gitmesini önlemek için R.F.C. boğucu bobini kullanılır. R.F.C. boğucu bobini endüştük harmonik frekansı için sonsuz empedans gösterecek şekilde seçilir. D.C. akım bileşeninin yüke gitmesini önlemek için bir  $C_s$  sığası kullanılır.  $C_s$  sığasını aşan a.c. bileşenin ana harmonik bileşeni kendi frekansına ayarlanmış paralel rezonans devresini geçerek yüke ulaşır. Diğer harmonik akımları ise bu rezonans devresini geçerek yüke ulaşır. Diğer harmonik akımları ise bu rezonans devresinden toprağa akarlar. Çıkıştan alınan yük geri-

limi, ana harmonik akımının yük direncinde oluşturacağı Sinüzoidal bir gerilimdir. Eğer  $i_D(0)$  akımının ilk harmoniğinin genliği hesaplanır ve R ile çarpılırsa çıkış geriliminin genliği bulunmuş olur.

$$V_c(t) = V_m \sin \theta$$

$$V_m = \frac{R}{\pi} \int_0^\pi i_D(\theta) \sin \theta \, d\theta \quad (3.5)$$

$$= \frac{R}{2\pi} (4I_{D0} \sin X + 2I_{DS} X + I_{DS} \sin 2X)$$

$$V_m = \frac{R I_{DS}}{2\pi} (2X - \sin 2X) \quad (3.6)$$

Devrenin çıkış gücü  $P_c = V_m^2/2R$  ve devrenin verimi  $\eta = P_c/P_g$  dir.

Ancak, genel olarak  $I_{DS}$  sürücü akımı ile  $V_m$  genliği arasındaki bağıntı doğrusal değildir. Verimleri yüksek olan (A ve B sınıfına göre) bu yüksekteçlerde Drain gerilimi  $V_{dm} = V_m = V_{DS}$  olarak alınabilir (işaret genlik değişimlerinin olmadığı durumlarda) Bunun sonucu olarak çıkıştan en büyük genlik ve verim elde edilebilir. Çıkışın en büyük değerinde verim doğrudan iletim açısına bağlı olarak yazılabilir. ( $V_{dm} = V_{DS}$  olarak 2 bağıntısı 4 bağıntısında yerine yazılırsa.)

$$P_c = V_{DS}^2/2R$$

ve en büyük verim.

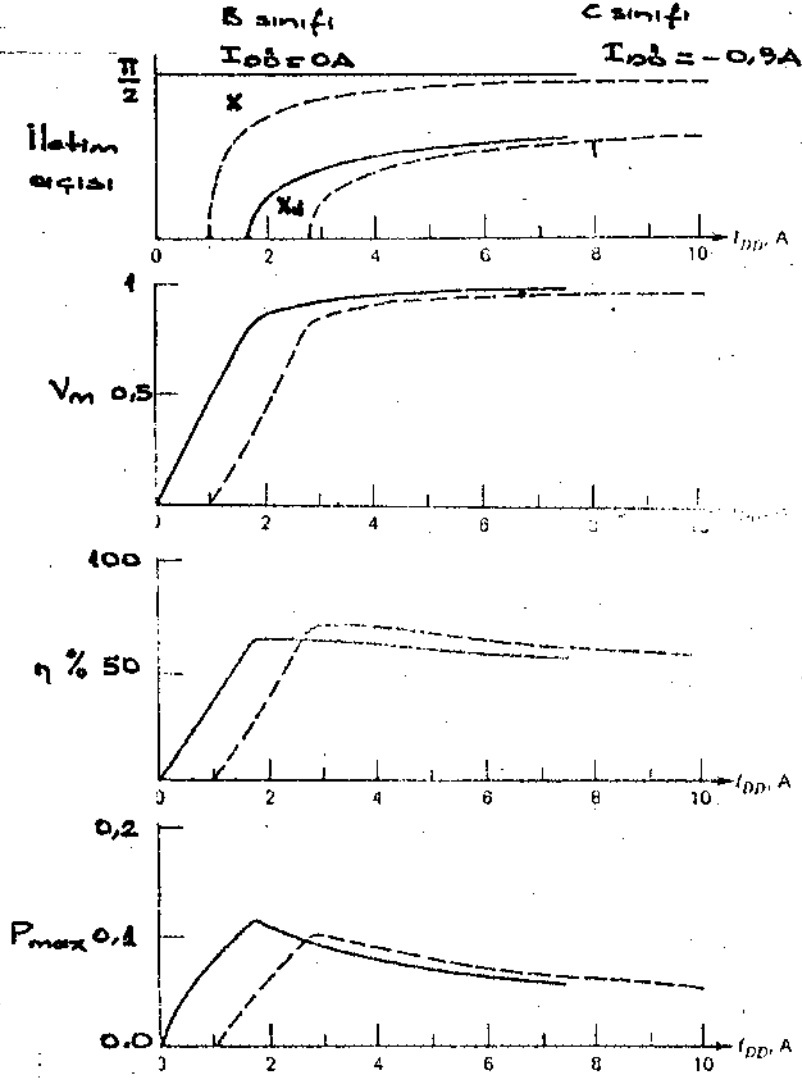
$$\eta_{en\ b.} = \frac{2X - \sin 2X}{4(\sin X - X \cos X)} \quad (3.7)$$

$i_D$  enbü. =  $I_{D0} + I_{DS}$ ,  $V_{D enbü.} = 2 V_{DS}$  olduğundan çıkış gücü başarımı.

$$P_{enbü.} = \frac{P_c \text{ en bü.}}{V_{D \text{ en.b.}}^2 I_{D \text{ en.b.}}} = \frac{2X - \sin X}{8\pi(1 - \cos X)}$$

Çıkış gücü başarımı ile verimin iletim açısına bağlı olarak değişimi şekil 33 de gösterilmiştir. Şekilden görüleceği gibi iletim açısı sıfıra doğru azaltılırsa C sınıfı yükseltecin verimi %100 e yaklaşır. Bu arada çıkış gücü başarımı sıfıra doğru azalır.

Anlatılanlardan anlaşılacağı gibi drain geriliminin sinüzoidal



Doymalı güç yükseltecinin karakteristikleri

olmasına gerek yoktur. Gerçekte bu işaret exponansiyal, kare dalga veya dikdörtgen şekilde olabilir. Elde edilecek sonuçlar genelde aynıdır.

Pratikte yukardaki bağıntılarda belirtilen verim ve çıkış gücünün elde edilmesi çok güçtür. Bunun nedenlerinden bir tanesi doğru geriliminin etkisidir. Bundan dolayı etkin gerilim

$V_{eff} = V_{DS} - V_{doyma}$  olarak azalır.  $R_1$  doyma direncinden dolayı RF salınımının bir kısmı FET'de harcanır.

### III.2. C Sınıfı Yükselteçlerde Doyma:

C Sınıfı yükselteçleri istenene uygun olarak sürmek güç olduğundan RF salınımının bir kısmı doyma süresince Tranzistörde harcanır. Doymada çalışmanın üstünlüğü; drain kaynak geriliminin üzerine yerleşmiş bir RF gerilim kaynağı oluşturması ve sürücü işaret genliğindeki değişimlere karşı duyarlı olmamasıdır. Bu durumda düzenek drain kaynak gerilimi değiştirilerek Genlik Modülasyonlu işaretlerin üretimine olanak sağlar. Ayrıca çıkış gücü ve verimin artmasında sağlanır.

Aktif eleman olarak FET kullanılması daha uygundur. Eğer herhangi bir BJT kullanılırsa doyma direnci  $R_d$  ve doyma gerilimi  $V_{doyma}$  dikkate alınmalıdır. Yani daha önceki bağıntılarda  $V_{DD}$  yerine  $V_{eff} = V_{DD} - V_{doyma}$  alınmalıdır. Doyma durumunda kollektör (drain) akımı için şu bağıntı yazılabilir:

$$i_D(\theta) = \begin{cases} 0 & \text{Kesimde} \\ I_{D0} - I_{DS} \sin \theta & \text{Aktif bölgede} \\ (V_{DD} + V_{dm} \sin \theta) / R_d & \text{Doymada} \end{cases} \quad (3.9)$$

Drain gerilimi, drain akımının doyma direncinden akmasından dolayı oluşan gerilim düşüşüne eşit olduğunda doyma başlayacağından doyma açısı  $X_d$  bulunabilir.

$$(\cos X_d - \cos X) I_{DS} R_{DD} = V_{DD} - V_{dm} \cos X_s \quad (3.10)$$

Çıkışta bulunan rezonans devresi yüke sadece anaharmonik bileşeninin ulaşmasını sağlar. Çıkış geriliminin  $V_m$  genliği  $i_D(0)$  akımının ana harmonik bileşeninden yararlanılarak bulunur. (Fourier tümlevi ile)

$$V_m = V_{dm} = \frac{(I_{DS}(2X - \sin 2X) + 4(I_{DS} \cos X - V_{DS}/R_d) \sin X_d - I_{DS}(2X_d + \sin 2X_d))}{2\pi(1 + (2X_d + \sin 2X_d) R/(2\pi R_d))} \quad (3.11)$$

Bulunan bu bağıntı (3.10) bağıntısında yerine yazılırsa bir bilinmeyenli  $X_d$  ye bağlı bir denklem oluşturulur. Ancak  $X_d$  ve  $\sin X_d$  ye bağlı bu denklemi analitik çözmek güçtür. Buna karşılık nümerik ve grafik yoldan çözüm oldukça kolaydır. Ancak düzenlenen (10) eşitliğinden verilen bir  $X_d$  için  $V_{dm} = V_m$  hesaplanabilir. Çıkış gücü ise

$P_{\phi} = V_m^2 / 2R$  olarak bulunur. Güç kaynağından çekilen d.c. akım, drain akımının bir periyot üzerinden tümlenmesi alınarak bulunur:

$$I_{dc} = \frac{I_{DS}}{\pi} (\sin X - X \cos X) + \frac{X_d}{\pi} \left( \frac{V_{DD}}{R_d} + I_{DS} \cos X \right) - \frac{1}{\pi} \frac{V_{dm}}{R_d} + I_{DS} \sin X_d \quad (3.12)$$

Güç kaynağı tarafından verilen güç:  $P_g = V_{DD} I_{d.c.}$  olarak bulunur.

Devrenin verimi  $\eta = P_{\phi} / P_g$  Drain geriliminin tepe değeri

$$V_{Den b.} = V_{DD} V_{dm}.$$

Drain akımının tepe değeri ise;

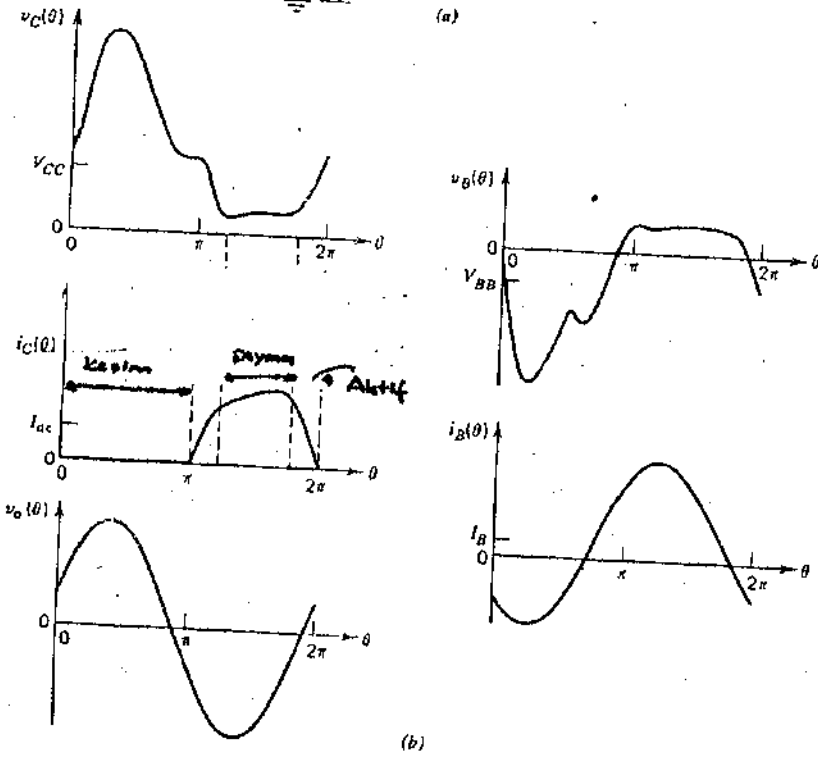
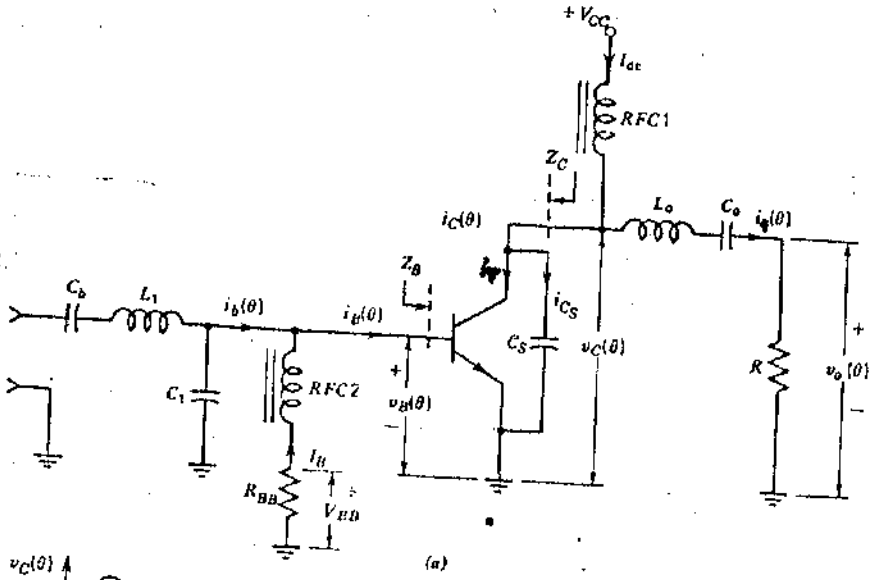
$$i_{Den b.} = I_{D0} I_{DS} \cos X_d = I_{DS} (\cos X_d - \cos X) \quad (3.13)$$

Şekil (3.4) de verilen karakteristiklerden görüleceği gibi doymaya ulaşıldığı ilk andan sonra verim en büyük değerdedir, ve sürücü düzeyindeki artmalar çıkış geriliminde çok küçük değişikliklere neden olmaktadır. Buna karşılık çıkış gücü basarımı doymadan hemen sonra azalmaya başlamaktadır.

### III.3. Karmaşık Tarz C Sınıfı Güç Yükselteçleri:

(Solid-State Class C Mixed Mode amplifiers)

Aktif eleman olarak tranzistörlerin kullanılmasıyla gerçekleştirilmiş C sınıfı yükselteçlerdir. Genel olarak buradaki kavramlar FET ya da vakum tüpü kullanılarak gerçekleştirilen klasik C sınıfı güç yükselteçlerindeki, kavramlara yakındır. Bununla beraber sürücü



Karmaşık C sınıfı güç yükseltici ve çalışma eğrileri

ve öngerilimlemede karşılaşılan güçlükler, çıkış devresi, Tranzistörün değişen sığası ve çok küçük olan doyma direnci karmaşık C sınıfı güç yükselteci tasarımında karşılaşılan güçlüklerdir. Basit bir devre şekli şekil (3.5) de verilmiştir.

Karmaşık C sınıfı çalışma ile Gerçek C sınıfı çalışma arasındaki farklar:

Karmaşık C sınıfı güç yükselteçlerinin kullanım nedenlerinden birisi gerçek C Sınıfı çalışma için gerekli olan sürücü ve ters öngerilimin sağlanmasının güç olmasıdır. Gerçek C sınıfında çalışan bir FET'de negatif öngerilim ile sinüzoidal gerilimin toplamı "gate"e uygulanarak kolaylıkla ön gerilimleme ve sürülme sağlanabilir. İlke olarak bu yöntem bir BJJ ye uygulanabilir. Bununla beraber rezonans devresinde gerçekleştirilmesi çok güç olan küçük endüktansların kullanılması gerekir. Paralel rezonans devresi olmaksızın girişe sürülen az bir miktar akım baz-emetör gerilimini hemen bir öngerilim ya da bir ters gerilim değerine sürer. Bunun sonucu olarak salınımın ve kollektör akımı dalga biçiminin denetlenmesi güçleşir.

Karmaşık C sınıfı güç yükselteçleri kullanımının diğer bir neden düşük doyma dirençleri ve gerilimle değişen sığanın yüksek değerinden dolayı sinüzoidal kollektör gerilimi dalga biçimini korumak güçtür. Bir endüktansla paralel bağlı doğrusal olmayan bir sığa basit bir rezonans devresi gibi davranmadığından dolayı kollektörde harmonikleri içeren bir gerilim dalga biçimi oluşur. Eğer tranzistör doymada değilse sinüzoidal kollektör gerilimi düzgün olarak elde edilemez. Doyma direncinin yük direncine oranı herhangi bir BJJ de bir FET' den çok daha düşüktür.

Ayrıca pratikte FET ya da BJJ ler kullanılan güç yükselteçlerinde gerçek C sınıfı çalışma için gerekli olan paralel rezonans devresini oluşturmak oldukça güçtür. Buna karşılık seri rezonans devresi oluşturmak oldukça kolaydır. Seri rezonans devresi kullanan karmaşık C sınıfı yükselteçlerde kullanılan bir  $C_s$  gönt sığası harmonik akımlarını toparlamak için bir yol oluşturur.

Tranzistör-sığa akımı ( $i_T(\theta) + i_{CS}(\theta)$ ) ile çıkış  $i_C(\theta)$  akımı arasındaki fark güç kaynağı tarafından sağlanan  $I_{DC}$  akımıdır. Tranzistör kesimde ise  $I_T(\theta) = 0$  doymada ise  $V_C(\theta) = V$  doyma olur. Ve akımın çoğu  $C_s$  sığasından akar. Şekil (3.5) den görüleceği gibi,



ana harmonik akımı  $L_0-C_0$  ana frekans reaktansında geçerken bu reaktans değerine bağlı olarak azalır. Burada da kollektör geriliminin d.c. bileşeni  $V_{cc}$  ye eşittir. Çıkış gücü yaklaşık olarak.

$$P_{\phi} = 0,625 \frac{V_{eff}^2}{2R} = 0,625 \cdot \frac{(V_{cc}-V_{doy.})^2}{2R} \quad (3.14)$$

bağıntısı kullanılarak bulunabilir.

### 111.3.1. Büyük İşaret Empedansları:

Karmasık C sınıfı güç yükselteçlerini analitik çözümleri güç olduğundan çoğu kez bu yükselteçler için belirlenmiş büyük işaret empedansları devre tasarımında kullanılır. Kolaş bir uygulama olmasına karşın, yalnızca belirli bir frekans, güç, ve güç kaynağı değerleri için geçerli olmaları kullanıcı açısından bir dezavantaj oluşturur. Bu empedans değerleri belirlenen frekansı çıkış ve güç kaynağı değerleri için kollektörden ölçülen  $Z_c$  ve beraber öyçüye  $Z_B$  empedanslarıdır.

Büyük işaretler için VHF güç tranzistörlerinin  $Z_c$  çıkış empedansı bir kaç ohm değerinde bir dirençle buna seri sıfırla birkaç ohm arasında değişen bir reaktansa sahip kapasiteden oluşur. Güç FET'leri için de aynı şeyi söylemek mümkündür ancak kapasitif reaktans çok küçüktür.  $Z_c$  nın değeri geniş olarak tranzistörün  $C_{ob}$  sığası ile  $R_p = V_{cc}^2 / 2P_o$  direncinin paralelinden oluşmuş bir empedansdır.

Büyük işaret empedansları devredeki bir çok doğrusal olmayan değişimlerin sonucu olduğundan frekans, sürücü, çıkış gücü, ve besleme geriliminin değişmesi ile değişirler. Ancak devre tasarımlarında kullanılan en iyi yaklaşım olarak kabul edilebilir.

### 1113.2. Sürücü Ve Öngerilimleme:

Herhangi bir VMOS FET'in giriş empedansı BJT'ye göre çok yüksek olduğundan, uygun bir öngerilim ve sürücü, bir sinüzoidal gerilime eklenmiş bir ters yöndeki ön geriliminin "gate"e uygulanmasıyla sağlanır. BJT kullanılan C sınıfı güç yükselteçlerinde sürmek için gereken güç iletim açısı ve kullanılan aktif elemanın karmasık bir işlevidir. Gerçek C sınıfı çalışma Tranzistörlü güç yükselteçlerinde kullanılmadığından uzun bağıntıların çıkarılması gereksiz bir işlem oluşturur. Ancak özet olarak:

3. Sınıf güç yükselteçleri için öngerilim gerilimi  $V_{g1}$  ve sürücü gerilimi  $V_{g2}$  olarak alınabilir.

C Sınıfı yükselteçlerde yüksek kollektör verimi oluşturmak için iletim açısı azaltıldığında güç kazanca ezalır. Bundan dolayı giriş akımı pulsları bir dikdörtgen olan  $R_B$  baz direncinde harcanan güç değişmediğinde, iletim açısı azaltılırsa, ancak Pulsların genlikleri artırıldığında aynı çıkış gücü alınabilir. Kabaca  $R_B$  direncinde harcanan güç iletim açısı ile ters orantılıdır.

Karmaşık C Sınıfı güç yükselteçlerinin giriş devresi:

Karmaşık bir yapıya sahip olan giriş devresinin çalışması bir örnekle daha kolay anlaşılabilir. Şekil (3.5.a) göz önüne alınsın. Giriş devresi  $L_1$  ve  $C_1$  (ve tranzistör sığası) giriş empedansını uyurma ve süzgeçleme devresi ile isteğe bağlı  $R_{BB}$  ters öngerilim direncinden oluşur.

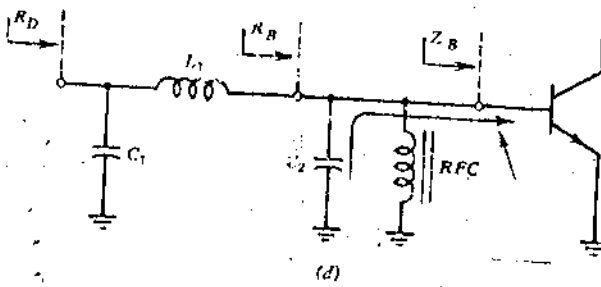
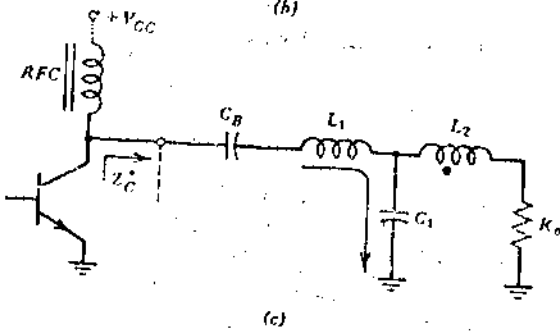
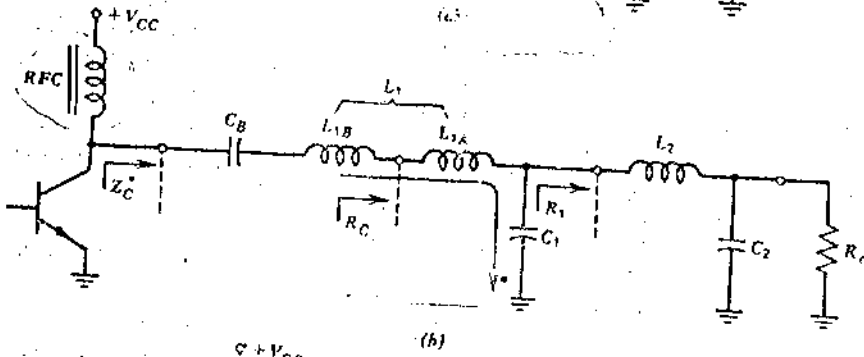
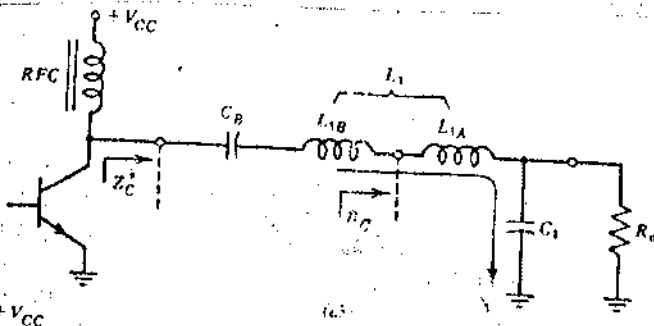
Sürücü girişinin sinüzoidal olduğunu ve baz akımı  $I_B(\theta)$ 'nin bir an için pozitif olduğunu varsayalım. Baz gerilimi  $V_B(\theta) \cong V_X$  olacak şekilde iletim yönünde öngerilimlenir. Tranzistör doymada ya da aktif bölgededir. Bütün a.c. akımı  $L_1$  bobininden geçerek baz girişine gelir  $I_B(\theta)$  akımının yönü değiştiğinde Tranzistörde konum değişir.  $L_1$  ve RFC 2 deki bütün akım  $C_1$  ve tranzistörün baz sığasına akar.  $C_1$  sığasının negatif gerilimi RF gerilime bağlı olarak  $V_X$  değerine uyaşuncaya kadar tranzistör tıkalı kalır.

Baz pozitif  $V_X$  gerilimi ile sürüldüğünde bazdan akım çekilir.

bu akım bir d.c. bileşen içerir. Eğer d.c. akımı bir  $R_{BB}$  direncinden akıtılırsa negatif bir öngerilim olan  $V_{BB}$  oluşturulmuş olur. Bundan dolayı bu öngerilimleme tekniği karmaşık C Sınıfı güç yükselteçlerinde çok kullanılır.

$R_{BB}$  direnci kullanıldığında iletim açısı istendiği gibi denetlenebilir Ancak  $R_{BB}$  kullanıldığında bu dirençte RF sürücü gücün bir miktarı harcanır. Kayıp gücü azaltmak için RFC 2 ye doğrudan toprağa bağlanır ya da  $R_{BB}$  direnci şöntlenir. Tranzistör tıkalı olduğunda a.c yolu oluşturmak için empedans uydurucu devrede bazdan toprağa bir şönt kondansatör kullanılmalıdır.

## Empedans uydurma devreleri



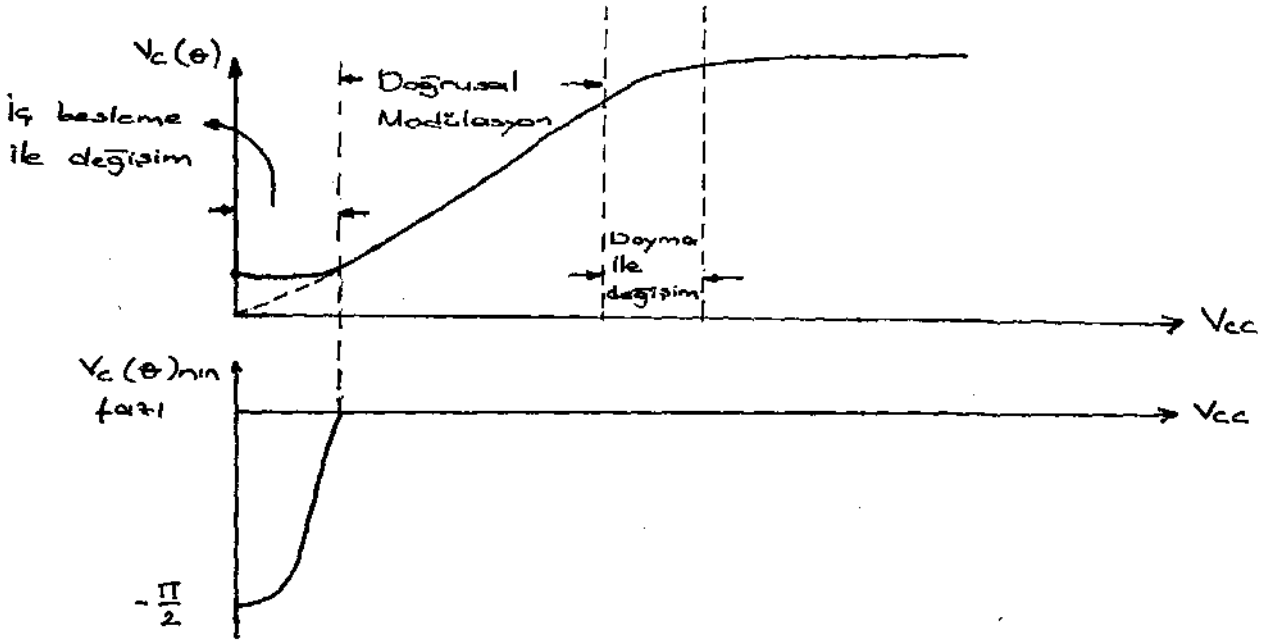
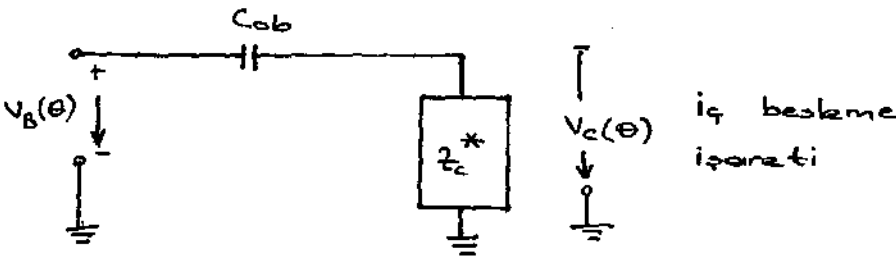
Karmaşık C sınıfı güç yükseltecinin sürücü kısmının analizini yapmak güç olduğundan, büyük işaret empedansı  $Z_B$  ve güç kazancı  $G_p = P_o/P_s$  genel olarak imalatçılar tarafından belirtilmiştir. Bu parametreler Baz empedans uydurucu devrenin çıkış empedansının ve gerekli sürücü güç miktarını belirlerler. BJT ler için  $Z_B$  nin tipik değeri bir kaç ohm omik direnç ile buna seri bağlı bir kaç ohm endüktif ya da kapasitif bir reaktansdır. Tipik güç kazancı ise 5-14 dB. kadardır. FET'ler içinde aynı şey söylenebilir. Ancak FET'lerin giriş direnci ve güç kazancı daha büyüktür.

Genlik modülasyonlu vericilerde güç yükseltici kullanıldığında taşıyıcı genliğindeki değişimler genellikle, güç yükseltici kollektör geriliminin değişiminin ürünüdür. Modülasyonun işlenin doğruluğu ise güç yükseltici doyuma karakteristiği ve sürücü düzeyinin bir işlemidir.

Bir BJT nin baz ve kollektörü arasındaki Bob sığasında dolayı kollektör besleme geriliminin  $V_{cc} = 0$  olması halinde kollektör gerilimi  $V_c(\theta) = 0$  olmaz. Çünkü Cob sığası çıkış empedans uydurucu devrenin giriş empedansı olan  $Z_c$  ge seri geldiğinden dolayı  $V_b(\theta)$  nin bir miktarı kollektörde görülür. (Aynı olgu FET içinde geçerlidir. ancak empedans değerleri farklıdır.) İç besleme işareti (feedthrough) olarak adlandırabileceğimiz bu küçük genlikli işaret, kollektör geriliminin küçük değerleri için önem sazar. ve doğrusal olmayan genlik modülasyonuna neden olur. Şekil (3.6) da esdeğer devre modeli ile beslemenin, kollektör geriliminin saynak gerilimi ile değişimine ve kollektör geriliminin taşıma etkisi gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği gibi Doğrusal modülasyon için genlik modülasyonlu işaretin genliği altdan iç besleme üstten de doyuma ile sınırlandırılmıştır.

İç beslemeyi sağlayan Cob sığasının reaktansı, kollektöre bağlı empedans uydurucu devrenin giriş reaktansından büyük olduğundan dolayı, kollektör geriliminin küçük değerleri için  $\pi/2$  radranlık bir faz farkına neden olur ancak kollektör geriliminin besleme gerilimine bağlı olarak bir miktar artmasından sonra bu faz farkı ortadan kalkar.

İç baslamadan doğan ve doğrusal olmayan bu değişimin etkisini gidermek için baslama geriliminin evn küçük değeri (doğal olarak modülasyon katsayısı) sınırlandırılır. İç baslamadan dolayı oluşan kollektör gerilimi, en küçük  $V_{cc}$  değerinin % 5 inden daha küçük olacak şekilde,  $V_{cc}$  nin alt sonoro saptanırsa, modülasyonlu işaretin açılı genliğindeki sapma % 5 den küçük olacağından iç baslamadan etkisi önemsiz kabul edilebilir.



### III. 3. EMPEDANS UYDURMA:

C sınıfı güç yükselteçlerinde çıkış gücü (eğer sürücü düzeyi yüksek seçti doymaya ksunacak kadar büyükse) kollektör besleme gerilimi ile kollektör yük empedansını bir işlemdir. Bu nedenle gerekli kollektör yük empedansının değeri, özellikle C sınıfı güç yükseltici tasarımında önemlidir.

Empedans uydurucu şebekenin en belirgin amacı yük veya sürme empedansına, kollektör yük empedansına ya da belirli besleme gerilimi ve frekansta istenen çıkış gücünü elde etmek için gerekli baz sürücü empedansına çevirmektir. Çıkış empedans uydurma ağı aynı zamanda sık sık çıkıştaki harmonikleri uygun bir düzeye dönürmek için kullanılır. empedans uydurma işlemini sadece ana harmonik frekansın yapılır. Uydurma ağındaki bir değişiklik harmonik frekanslardaki empedanslarda bir değişikliği yaratabilir.

İstenen empedans dönüşümleri çeşitli yollarla yapılabilir.

Ayrı Uydurma Ağları:

Bir çok tipte uydurma ağları olmasına karşın, güç yükselteçlerinde en yaygın olarak kullanılan gruplaşma seri endüktans ve paralel soğütan oluşmuş bir L ağıdır. Giriş ve çıkış rezistenlerinin oranı sırasıyla ön endüktansı, ve sonra sığacı belirlemek için kullanılan ağı  $\theta$  ' sunu ve

şekil (s.6) da karmaşık C sınıfı güç yükseltecinde kollektör yük empedansı  $Z_c$  yi devrenin çıkış empedansına uydurmak için bir tek L ağı kullanılmıştır. RFC boğucu bobinin sonsuz empedansa ve bağlama sığıcının sıfır empedans gösterdiğini varsayalım  $C_1$  ve  $L_1$  değerleri  $R_0$  yük direncini,  $Z_c$  kollektör yük rezistanının  $R_0$  direnci bileşenince dönüştürmek için seçilir. L.B endüktansı  $Z_c$  nin reaktif bileşenlerini verir. Gerçekte  $L_{1A}$  ve  $L_{1B}$  endüktansları tek bir 4 endüktansı olarak alınabilir.

Bu şekilde empedans uydurucu olarak kullanılan L ağının olumsuz yanı bileşen değerlerinin seçiminde serbestlik olmamasıdır. Sonuç olarak gerekli bileşenler istenmeyebilir. Bu durumda şekil 3.6. b. de gösterildiği gibi empedans uydurucu olarak ardarda bağlanmış iki yada daha fazla L devresi kullanılır.  $L_2$  ve  $C_2$  elemanları  $R_0$  yi  $R_1$  orta rezülansına dönütürür.  $L_1$  ve  $C_1$  elemanlarında  $R_1$  i istenen kollektör yük empedansına ( $Z_c$  ye) dönüştürür. Ağın değişik bölümleri birbirini yüklemese her bölüm direnç yükü için öngörüldüğü gibi karşılık verecektir. Ve toplam ağın  $\theta$  su ayrı ayrı bölümlerin  $\theta$ 'larının karelerinin toplamının karekökü olacaktır. Yani  $(\theta^2 = \theta_1^2 + \theta_2^2 + \theta_3^2 + \dots)$

Tek bir L ağından mümkün olandan daha yüksek bir  $\theta$  istenildiğinde, şekil (3.6.C) de olduğu gibi  $R_0$  dan biraz büyük orta dirençle bir çift L ağının arka arkaya düşünülebildiği bir tekt ağ kullanılabilir. İkinci olarak  $C_5$  sığasının değeri azaltılarak 4 endüktansının değeri artırılabilir. Böylece 4 ve Gr nin merkez frekansındaki netreaktansı empedansı dönüşümü için gerekli olan reaktansı olarak alınabilir. Ancak bu durumda harmonik zayıflatması azalır.

Karmaşık C sınıfı güç yükseltenin giriş empedansını uydurmak için aynı yöntem uygulanır. RFC boğucu bobininin çok büyük bir empedansa sahip olduğu kabul edilir  $C_2$  sığarı  $Z_B$  nin eşi paralel endüktip bileşeni olduğunda bunun etkisini gidermek için kullanılır ozaman 4 ve C den oluşmuş L ağı  $Z_B$  empedansının  $R_B$  direnç bileşenini  $R_0$  sürme rezistanına dönüştürür. Genellikle L in harmonik alamlara karşı yüksek empedans gösterdiği için doğrusal olmayan baz empedansını sürerek elde edilen harmonik akımların yolu  $C_2$  baz-emetör hattı ile sınırlıdır.

#### IV. GERÇEKLEŞTİRİLEN SİSTEMİ:

Bu kısımda, daha önce anlatılan bilgilerin ışığı altında, düşük güçlü ( $P_0=50$  Watt) bir FM vericisi VHF güç tranzistörleri kullanılarak gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. 50 Watt çıkış gücü verebilen bu FM vericisi şu kısımlardan oluşmuştur:

- 1) Stereo FM kodlayıcı
- 2) FM modülatör,
- 3) Çıkış güç katı,
- 4) Otomatik frekans denetim katı,
- 5) Güç kaynağı,

Kullanılabilen bir anahtar yardımıyla stereo ya da mono çalışma konumlarından biri seçilebilir. Stereo FM kodlayıcı devre çıkışından alınan birleşik temel band işaretinin genliği bir Potansiyometre ile değiştirilerek büyük frekans sapması  $\omega$ , dolayısı ile işaret band genişliği (en çok 180 kHz olacak şekilde) ayarlanır. Birleşik temel band işareti (ya da mono işaret) Kapasitans diyotlardan oluşturulmuş, verici frekansında (105 MHz) salınım yapan salıngaç devresinin ürettiği işareti doğrudan modüle eder.

Modülatör devresinden sonra gelen  $T_2$  tranzistörü tampon yükselteç olarak kullanılmıştır.  $T_3$   $T_4$   $T_5$  tranzistörleri modülatör çıkışını 50 W. güç yükselteç katını sürececek bir büyüklüğe (0,3 Watt) yükseltir. Devrede yansıyan gücü ölçecek herhangi bir düzenek oluşturmamıştır. İstendiğinde (gerçek bir vericide olması gerekir) yansıyan güç ölçülerek bu güçle orantılı bir gerilim üretilir. Kollektörü  $T_5$  tranzistörünün bazına bağlı herhangi bir  $T_7$  tranzistörünün bazına uygulanabilecek olan bu gerilim, çok büyük olduğunda (asırı yansıma)  $T_7$  doymaya gider. Bu durumda  $T_5$  tıkanacağından taşıyıcı frekans kesilmiş olur.

İlgili katların açık devre şekilleri ve gerekli hesaplamalar aşağıda verilmiştir.

##### IV.I. FM İşaret Üreteci:

Burada sözü edilen işaret üreteç devresi, "değişken sığa diyodu" kullanan serbest salınımlı bir üreteçtir. Bildiri işareti  $f(t)$  verici frekansında salınım yapan bu üreteci doğrudan doğruya denetler. Modülasyon için bir değişken sığa diyodu kullanılır. FM salıngaç, otomatik frekans denetim katı aracılığı ile bir kristallı salıngaç tarafından kararlı tutulur. Şekil (IV.2) de modülatör verilmiştir.  $T_1$  tranzistörü

ve bazına  $C_3$  ile bağlanmış tank devresi ve  $C_1.C_2$  bölücü sığaçlar FM bandında (87,5-108 MHz) çalışan verici frekansını oluşturan salıngaç devresidir.  $T_2$  ve  $T_6$  tranzistörleri tampon yükselteç olarak kullanılmıştır. Salıngaç devresinden sonra kullanılan  $T_3, T_4, T_5$  tranzistörleri salıngaç çıkışını 0,3 W 'a çıkarır ve kararlı bir çıkış alınmasını sağlarlar.

$D_1$  diyodunun katoduna uygulanan  $f(t)$  bilgi işareti salıngaç devresinin ürettiği Y.f. sinyalini doğrudan modüle eder.  $D_2$  ve  $D_3$  kapasitans diyotlar OFD katında üretilen işaretlerle orantılı olarak eşdeğer sığalarını değiştirerek salınım merkez frekansını kararlı tutarlar.

$R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{17}$  dirençleri kapasitans diyotların öngerilimlerini (ters yönde) düzenlemek için kullanılmışlardır.  $L_1, L_2, L_3$  sok bobinleri kullanılarak salınım için gerekli olmayan bu dirençler ve bağlı ek devreler salınım devresinden izole edilirler. L, Değişken sığa diyotlarının eşdeğer sığası,  $C_3$ , ve  $C_1, C_2$  den oluşan tank devresi yukarıda y söylendiği gibi salınım frekansını belirler.

Devre Elemanlarının Saptanması:

Yukarıda verilen bilgiler ışığında a.c işaretler bakımından devrenin eşdeğeri aşağıdaki gibi olacaktır.

Eş değer devreyi şekil (IV.3.) de görüldüğü gibi bir birine paralel bağlanmış iki devreden oluşmuş olarak düşünebiliriz. Bu devrenin (Y) parametrelerini hesaplırsak gerekli eleman değerlerini saptayabiliriz. Eşdeğer devredeki  $C_{d1}, C_{d2}, C_{d3}$ , sırasıyla  $D_{11}, D_{21}, D_{31}$  kapasitans diyotlarının eşdeğer sığalarıdır. Eşdeğer  $C_k$  sığası ise

$$C_k = \frac{C_{d1}C_{d2} \cdot C_4}{C_{d1}C_{d2} C_{d1}C_4 C_{d2}C_4} + \frac{C_{d3} \cdot C_5}{C_{d3} C_5} \quad (4.1)$$

olarak alınmıştır. Bütün devrenin (Y) admitans parametreleri.

$$I_g = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1^- \\ I_2^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_1^+ \\ I_2^+ \end{bmatrix} - \left[ \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Önce birinci dört uclunun ( $y_a$ ) parametrelerini bulmaya çalışalım.

$$Z = \frac{I}{Y} = \frac{I}{JWC_3} + \frac{jWL}{1 - W^2LC_k} \quad (4.3)$$



$R_1 = 150 \text{ ohm}$   
 $R_2 = 1,5 \text{ k ohm}$   
 $R_3 = 27 \text{ k ohm}$   
 $R_4 = 12 \text{ k ohm}$   
 $R_5 = 150$   
 $R_6 = 390 \text{ ohm}$   
 $R_7 = 13 \text{ k ohm}$   
 $R_8 = 18 \text{ k}$   
 $R_9 = 120 \text{ ohm}$   
 $R_{10} = 10 \text{ k ohm}$   
 $R_{11} = 3,9 \text{ k ohm}$   
 $R_{12} = 3,9 \text{ k ohm}$   
 $R_{13} = 1,5 \text{ k ohm}$   
 $R_{14} = 82 \text{ k ohm}$   
 $R_{15} = 100 \text{ k ohm}$   
 $R_{16} = 680 \text{ k ohm}$   
 $R_{17} = 10 \text{ k ohm}$   
 $R_{18} = 6,8 \text{ k ohm}$   
 $R_{19} = 220 \text{ ohm}$   
 $R_{20} = 680 \text{ ohm}$   
 $R_{21} = 2,7 \text{ k ohm}$   
 $R_{22} = 3,3 \text{ k ohm}$   
 $R_{23} = 220 \text{ ohm}$   
 $R_{24} = 390 \text{ ohm}$   
 $R_{25} = 1,68 \text{ k ohm}$   
 $R_{26} = 560 \text{ ohm}$

$C_1 = 305 \text{ P.}$   
 $C_2 = 30 \text{ PF}$   
 $C_3 = 10 \text{ PF}$   
 $C_4 = 33 \text{ PF}$   
 $C_5 = 47 \text{ PF}$   
 $C_6 = 47 \text{ nF}$   
 $C_7 = 47 \text{ nF}$   
 $C_8 = 10 \text{ PF}$   
 $C_9 = 1 \text{ F}$   
 $C_{10} = 1 \text{ F}$   
 $C_{11} = 10 \text{ F}$   
 $C_{12} = 100 \text{ PF}$   
 $C_{13} = 100 \text{ PF}$   
 $C_{14} = 10 \text{ nF}$   
 $C_{15} = 1 \text{ nF}$   
 $C_{16} = 100 \text{ PF}$   
 $C_{17} = 10 \text{ nF}$   
 $C_{18} = 27 \text{ PF}$   
 $C_{19} = 10 \text{ nF}$   
 $C_{20} = 10 \text{ nF}$   
 $C_{21} = 1 \text{ nF}$   
 $C_{22} = 1 \text{ nF}$   
 $L_1 = L_2 = L_3 = 60 \text{ MH}$   
 $L_4 = 1 \text{ mH}$

alınır; birinci dört uclunun ( $y_g$ ) parametreleri aşağıdaki gibi bulunur.

çıkış kısa devre) olduğunda  $V_2=0$

$$y_{11} = \frac{i_1}{V_1} \quad y_{21} = \frac{i_2}{V_1}$$

olacağından

$$y_{11} = Y + g_e \quad y_{21} = -(I+B)g_e \quad (4.4)$$

giriş kısa devre) olduğunda  $V_1=0$

$$y_{12} = \frac{i_1}{-V_2} \quad y_{22} = \frac{i_2}{V_2}$$

olacağından

$$y_{12} = -g_e \quad y_{22} = g_e + (I+B)g_e$$

olarak bulunur. Şimdi aynı şekilde ikinci dört uclunun (X) parametrelerini hesaplırsak.

$$X_{11} = JWC_2 \quad X_{21} = JWC_2 \quad (4,5)$$

$$X_{12} = -JWC_2 \quad X_{22} = JW(C_1 + C_2)$$

olarak bulunur. Paralel bağlı dört uclunun devre parametreleri ise yukarıda verilen Matrisel eşitlikten, aşağıdaki gibi bulunur.

$$\begin{bmatrix} i_g \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y + g_e + JWC_2 & -g_e - JWC_2 \\ -(I+B)g_e - JWC_2 & g_e + (I+B)g_e + JW(C_1 + C_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$i_g=0$  ve  $i_q=0$  olduğunda  $V_1 \neq 0$ ,  $V_2 \neq 0$  olması için determinanın sıfır olması gerektiğinden salınım frekansı ve salınım için gerekli koşul bulunur.

$$(4.7)$$

$$\Delta = (Y + g_e + JWC_2)(g_e + (I+B)g_e + JW(C_1 + C_2)) - (g_e + JWC_2)((I+B)g_e + JW(C_1 + C_2)) = 0$$

olmalıdır. Elde edilen bu karakteristik denklemde  $Y = JWC_3 \cdot \frac{I - \omega^2 LC_k}{I - \omega^2 L(C_k + C_3)}$

olarak alınır; gerçel kısımların sifira eşitliğinden salınım frekansı  $\omega_0$ , sanal kısımların sifira eşitliğinden de salınım olması için gerekli koşul bulunur.

Karakteristik Denklemin Gerçek Kısmı:

$$g_{ie} g_{6cc} - W^2 C_1 C_2 - \frac{W^2 C_3 (C_I + C_2) (I - W^2 L C_k)}{I - W^2 L (C_k + C_3)} = 0 \quad (4.8)$$

g<sub>ie</sub> g<sub>6cc</sub> kabulü yapılarak bu bağıntıyı sağlayan  $W = W_0$  değeri aşağıdaki gibidir. (4.9)

$$W_0^2 = \frac{C_I C_2 + C_3 (C_I + C_2)}{L (C_I C_2 (C_k + C_3) + C_3 C_k (C_I + C_2))} \frac{(C_k + C_3) g_{ie} g_6}{C_I C_2 (C_k + C_3) + C_3 C_k (C_I + C_2)}$$

$$W_0^2 = \frac{I}{L \left( \frac{C_I C_2 C_3}{C_I C_2 + C_I C_3 + C_2 C_3} + C_k \right)} \frac{(C_k + C_3) g_{ie} g_6}{C_I C_2 (C_k + C_3) + C_3 C_k (C_I + C_2)}$$

olarak belirlenir. Eğer  $g_{ie} g_6$  ya bağlı olan terim ilk terim yanında çok küçük ise salıngacın salınım frekansı  $W_0$  aşağıdaki gibi olur.

$$W_0^2 = \frac{I}{L \left( \frac{C_I C_2 C_3}{C_I C_2 + C_I C_3 + C_2 C_3} + C_k \right)} \quad (4.10)$$

Karakteristik denklemin sanal kısmı ise aşağıdaki gibidir.

$$\frac{C_3 (I - W^2 L C_k)}{I - W^2 L (C_k + C_3)} (g_6 + (I + \beta) g_{ie}) + C_1 g_{ie} + C_2 g_6 = 0 \quad (4.11)$$

Bu bağıntıda (5.10) bağıntısında verilen  $W_0$  de yerine yazılırsa salınım koşulu aşağıdaki gibi bulunur.

$$I B = \frac{C_I + C_2}{C_2} + \frac{C_2}{C_1} \frac{g_6}{g_{ie}} \quad (4.12)$$

bu başıntılarda  $g_6 = \frac{I}{R_6}$

$$g_{ie} = \frac{I \approx \frac{U_T}{I_E(1+\beta)}}{h_{ie}}$$

olarak alınmıştır.

Devre Eleman Değerlerinin Saptanması:

Salingaı devresinde BB109 Kapasitans diyotları ile 2N 3553 Transistörünü kullanılmıştır. Bu elemanlar için gerekli olan parametreler kataloglardan bulunur. Bulunan bu parametreler şunlardır.

$$C_d = \frac{I}{7} (85 - 5U)$$

$$\beta \approx 40$$

$$V_{CEd} = IV$$

$$V_{BE} = 0,7V.$$

$E = 15V$   $I_c = 10$  MA için Transistörün Dinamik Yük Doğrusu:

$$E = (R_5 + R_6) I_c + V_{CE} \quad (4.13)$$

$I_c = 0$  için  $V_{CE}(\text{en büyük}) = E = 15V.$

$$I_c \text{ en büyük} = \frac{E - V_{CEd}}{R_5 + R_6} = \frac{15 - I}{R_5 + R_6} = 2 I_{cQ} = 20 \text{ MA.}$$

$$R_5 + R_6 = \frac{I4}{20} = 700 \Omega$$

$$R_5 = 150 \Omega \quad R_6 = 390 \Omega$$

olarak alınabilir. Çalışma noktasındaki eklem gerilimi ise

$$V_{CEO} = \frac{E + V_{CEd}}{2} = \frac{16}{2} = 8 \text{ V.}$$

olarak alınmalıdır. Bu  $V_{CEO}$  eklem gerilimi için  $I_{cQ}$  çalışma akımı,

BB IO9 diyotlarının kapasiteleri, ters yönde uygulanmış gerilimin 3-15 V. değerleri için gerilimle doğrusal olarak değişir.

Bu değişim:

$$C_d = (18 - \frac{8}{5}U)PF. \quad (4.I4)$$

bağıntısı gereğince olmaktadır.

Diyotların ters yöndeki öngerilimleri:

$$U_{o1} \approx 6V_1 \quad U_{o2} = 9V \quad U_{o3} = 7,7V \quad \text{olacak şekilde } R_{I4}, R_{I5}, R_{I3},$$

$R_{I7}, R_{I0}, R_{I2}$  öngerilimleme dirençleri seçilir. Bu durumda Diyotların eşdeğer sığaçları (4,I4) bağıntısı kullanılarak.

$$C_{o1} = 8,4 PF. \quad C_{o2} = 2PF. \quad C_{o3} = 5,2 PF.$$

olarak bulunur. Bu diyotlardan sadece  $D_1$  in sığası bildiri işaretine bağlı olarak değişir, diğer diyotların sığaçları bildiri işareti ile değişmezler.

Rezonans devresinin eleman değerlerinin saptanması için önce devrenin sağlaması gereken koşulları sıralayalım:

a) Devrenin salınım frekansı  $\omega_0 = \frac{1}{L \left( \frac{\epsilon_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3} + \epsilon_k \right)}$

$$f_0 \approx 100 \text{ MHz.}$$

b) Salınım için gerekli koşul:

$$1 + \beta = \frac{\epsilon_1 C_2 C_3}{C_2} \frac{C_2}{C_1} \frac{\epsilon_6}{\epsilon_{ie}}$$

c) Doğrusal modülasyon için:

$$\frac{k f_b(t)}{C_0} < 0,013$$

d) Frekans sapması  $\omega$  en çok  $2 \cdot 75 \cdot 10^3 \text{ rad/sn.}$  olması gerektiğinden,

$$\Delta W = W_0 \cdot \frac{k f_b(t)}{2C_0} = 2\pi \cdot 75 \cdot 10^3 \text{ rad/sn}$$

$|f_b(t)|$  en büyük = 0,25 V. olarak alalım.

$|k f_b(t)|$  en büyük  $\ll U_{01}$  olmalıdır.)

Devrenin eşdeğer C sığası ( $C_k$  yi açık biçimde yazarak) şöyledir.

$$C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3} + C_k$$

$$C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3} \cdot \frac{C_{03} \cdot C_5}{C_{03} + C_5} \cdot \frac{C_{01} \cdot C_{02} \cdot C_4}{C_{01} \cdot C_{02} + C_{01} C_4 + C_{02} C_4} \cdot \frac{\frac{8}{5} f_b(t) \cdot C_{02} C_4}{C_{01} C_{02} + C_{01} C_4 + C_{02} C_4}$$

$$= C_0 \left( 1 - \frac{k f(t)}{C_0} \right) \quad (4.15)$$

$$\text{Burada } k |f_b(t)| = \frac{\frac{5}{7} |f_b(t)| C_{02} C_4}{C_{01} C_{02} + C_{01} C_4 + C_{02} C_4} \quad (4.16)$$

olarak tanımlanmıştır. Önce bildiri işareti yokken eşdeğer  $C_0$  sığasını  $C_0 = 20$  PF. olarak seçelim d) koşulunu kullanarak  $k f_b(t)$  değeri bulunur

$$\frac{\Delta W}{W_0} = \frac{|k f_b(t)|}{2C_0} \quad (4.17)$$

$$|k f_b(t)| = \frac{\Delta W}{W_0} \cdot 2C_0 = \frac{75 \cdot 10^3}{10^8} \cdot 2 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \\ \approx 0,03 \cdot 10^{-12}$$

olarak bulunur. Öte yandan (4.16) bağıntısında  $C_{02}$ ,  $C_{01}$  ve  $f_b(t)$  nin daha önce verilen değerleri yerlerine yazılırsa gerekli  $C_4$  sığası  $C_4 = 1,75$  PF. olarak bulunur. ( $C_4$  sığası Modülasyonun bildiri işareti ile doğrusal olmasını sağlamak için kullanılmaktadır.) Ancak uygun

lama da  $C_4$  ün bu değeri çok daha büyük olup 20-30 PF. düzeylerine kadar çıkmaktadır.

Bildiri işaretinin olmadığını düşünerek eşdeğer  $C_k$  sığasını hesaplırsak ( $C_5 = 33$  PF.)

$$C_k = \frac{C_{01} \cdot C_{02} \cdot C_4}{C_{01} \cdot C_{02} + C_{01} C_4 + C_{02} C_4} + \frac{C_{03} \cdot C_5}{C_{03} + C_5} \quad (4.18)$$

$C_{01}, C_{02}, C_{03}, C_4$  ve  $C_5$  için daha önce bulunan sayısal değerler kullanılırsa  $C_k = 8,34$  PF. olarak bulunur.  $C_0$  ve  $C_k$  birbirine göre  $C_1, C_2, C_3$  sığalarının seri eşdeğeri kolaylıkla bulunur. (4.15) bağıntısını kullanarak:

$$C_{eş} = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3} = C_0 - C_k = 20 - 8,34 = 11,6 \text{ PF} \quad (4.19)$$

$C_3$  başlama sığası 20 PF olarak alınabilir. Bu durumda  $C_1$  ve  $C_2$  Sığalarının seri eşdeğeri

$$\frac{1}{C_{I2}} = \frac{1}{C_{eş}} - \frac{1}{C_3} \quad (4.20)$$

$$C_{I2} = \frac{C_3 C_{eş}}{C_3 - C_{eş}} = \frac{20 \cdot 11,6}{20 - 11,6} = 27,79 \text{ PF.}$$

$$C_{I2} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (4.21)$$

Daha önce salınımların oluşması için gerekli koşul; (4.12) bağıntısı ile verilmisti. (4.12) bağıntısı ile (4.21) bağıntısının ortak çözümünden  $C_1$  ve  $C_2$  yi bulabiliriz.

$$1 + \beta = \frac{C_1 + C_2}{C_2} + \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{S_6}{S_{1e}} \quad (4.22)$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 27,79 \text{ PF} \quad (4.23)$$

$\frac{E_6}{E_{ie}}$   $\ll$  olduğunu düşünerek (4.22) bağıntısını yaklaşık olarak:

$$I + \beta \approx \frac{C_1 + C_2}{C_2} \quad (4.23)$$

şeklinde yazabiliriz. Bu son bağıntıdan:

$\frac{C_I}{C_2} = B$  sonucu elde edilir.  $C_I = \beta C_2$  değerini (4.23) bağıntısından görürsek da yerine yazarsak  $C_2 = 30,56$  PF. olarak bulunur.  $C_I = \beta C_2$  olduğundan:

$$C_I = \beta C_2 \approx 10 \cdot C_2 = 305 \text{ PF.}$$

olacaktır.

Salingaç devresinde kullanılması gereken endüktansın değeri işi:

$$W_0^2 = \frac{I}{L C_0}$$

$$L = \frac{I}{W_0^2 C_0} = \frac{I}{4 \pi^2 \cdot 10^{16} \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \quad (4.24)$$

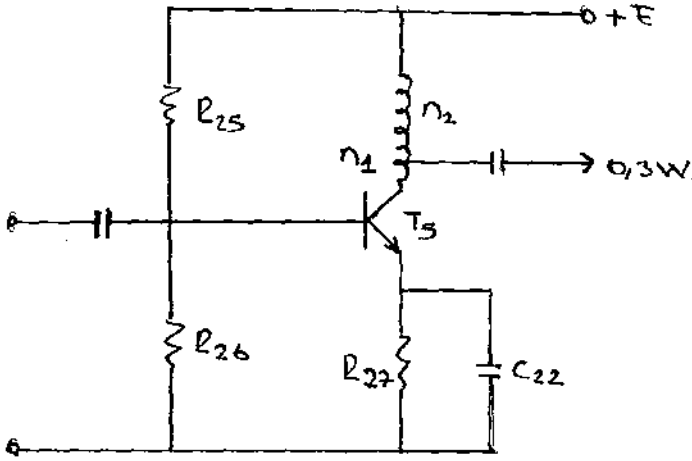
$$= 0,126 \text{ MH.}$$

olması gerekir. Endüktans olarak 1,8mm. çapında bakır emaye kablı tel- den 2-3 sarımlık bir sarğı kullanılabilir.

Bu şekliyle hesaplanan eleman değerleri, gerçek eleman değerleri için bir yaklaşımdır. Gerçek eleman değerleri bulunan bu değerlerden biraz farklıdır. Özellikle bu sonuçlara bağlantı tellerinin dirençleri, Tranzistörün bu frekansdaki parametrelerinin değerlerinin değişmesi etki etmektedir.

Salingaç devresinden sonra gelen tranzistörler gerilim ve akım kazancı sağlayarak çıkış gücünün 0,3 W. olmasını sağlarlar. T<sub>5</sub> tranzistörünün öngerilimi bir başka tranzistör tarafından yapılarak istenildiğinde çıkış gücü değiştirilebilir.





$T_5$  tranzistöründen kollektöründeki sargı ile 50 W. VHF güç katını sürececek 0,3 W. çıkış gücü  $R = 50$  Ohm yüke verilecektir.

$$\frac{n_1}{n_2} \approx 2 \quad \text{ve } R_{27} = 13,5 \text{ Ohm. } E = 15 \text{ V alara sargı iç direncine } r$$

dersek, A sınıfı güç yükseltici için en büyük verim  $\eta = 0,5$  olduğundan aşağıdaki bağıntıları oluşturabiliriz.

Tranzistörün Disipasyon Gücü:

$$P_d = V_{CE} I_C \quad (4.25)$$

Kollektör sargısına aktarılan en büyük güç:

$$P_C = P_d \cdot \frac{1}{2} = \frac{P_d}{2} = \frac{V_{CE} \cdot I_C}{2} \quad (4.26)$$

ve tranzistörün statik yük doğrusu:

$$E = V_{CE} + (r + R_1) I_C \quad (4.27)$$

olarak yazılabilir. Kollektör sargılarına aktarılan  $P_C$  gücünün bir kısmı sargı iç direnci  $r$  de harcanır. Geri kalan  $P_O$  gücü yüke verilir. Sargıların dönüştürme oranını  $n_1/n_2$  olarak  $P_O$  ile kollektör gücü arasındaki bağıntı kurulabilir.

$$P_O = \frac{P_C \cdot R'}{R' + r} \quad (4.28)$$

$$= \frac{P_d}{2} \frac{R^1}{R^1+r}$$

$$= \frac{V_{CE} I_c}{2} \frac{R^1}{R^1+r}$$

öte yandan Tranzistörün dinamik  $(R^1+r)$  yükü,

$$R^1+r = \frac{V_{CE}}{I_c} \quad (4.29)$$

olarak yazılabilir. Bu bağıntılarda  $R^1 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R = 2^2 \cdot 50 = 200$  Ohm o-

larak alınmıştır. (4.29) ve (4.28) bağıntılarının ortak çözümünden:

$$I_c^2 = \frac{2 \cdot P_o}{R^1} \quad (4.30)$$

$$= \frac{2 \cdot 0,3}{200}$$

$$I_c = 54,7 \text{ mA}$$

olarak gerekli kollektör akımı bulunur. (4,28) bağıntısından  $r$  çeki-

$$r = \frac{V_{CE} R \cdot I_c}{2 P_o} = R^1 \quad (4.31)$$

(4.27) bağıntısında  $r$  için bulunan bu bağıntı yerine yazılıp

$V_{CE}$  çekildiğinde,

$$V_{CE} = \frac{E (R^1 - R^1) I_c}{1 + \frac{R^1 I_c^2}{2 P_o}} \quad (4.32)$$

olarak  $V_{CE}$  bulunur.  $E, R^1, P_o$  için verilen değerler ile  $I_c$  için

(4.30) bağıntısı ile bulunan değer bu bağıntıda yerlerine yazılırsa çalışma noktasındaki  $V_{CE}$  gerilimi.

$$V_{CE} = 12,6 \text{ V.}$$

olarak bulunur.  $V_{CE}, I_c$  ve  $R^1$  için bulunan bu değerler (4.29) Ba-

$$r = \frac{V_{CE}}{I_c} = R^1$$

$$= \frac{12,6}{0,0547} - 200 \approx 30 \text{ ohm} \quad (4.33)$$

olarak bulunur. Bu durumda kullanılacak sargıların iç direnci 30 ohm dan küçük olmalıdır. Tranzistörün çalışma noktası:

$$M_1 \begin{cases} I_C = 54,7 \text{ mA} \\ V_{CE} = 12,6 \text{ V} \end{cases}$$

olacak şekilde  $R_{25}$  ve  $R_{26}$  dirençleri belirlenmelidir. Tranzistörün emetör gerilimi:

$$V_E \approx I_C \cdot R_{27} = 54,7 \cdot 13,5 \cdot 10^{-3} = 738,6 \text{ V} \approx 0,738 \text{ V}. \quad (4.34)$$

Baz Gerilimi:

$$V_B = V_E + V_{BE} = 0,7 + 0,738 = 1,438 \text{ V}$$

$R_{26} = 560 \text{ ohm}$  olarak seçilirse bu dirençten akan  $I_1$  akımı:

$$I_1 = \frac{V_B}{R_{26}} = \frac{1,438}{560} = 2,56 \text{ mA. olarak bulunur.}$$

2N 3866 Tranzistörü için  $\beta = 10$  alarak.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{54,7}{10} \text{ mA} = 5,47 \text{ mA}$$

O halde  $R_{25}$  direncinden akacak olan akım  $I_2 = I_1 + I_B = 8,03 \text{ mA}$

O halde gerekli  $R_{25}$  direnci;

$$R_{25} = \frac{E - V_B}{I_2} = \frac{15 - 1,428}{8,03} \text{ k.ohm} = 1,68 \text{ kohm.}$$

olmalıdır. Devrede kullanılan  $T_4$  Tranzistörü akım kazancı,  $T_3$  tranzistörü ise gerilim kazancı sağlar.  $T_4$  tranzistörü akımı

$I_{C4} = 12 \text{ mA}$ ,  $T_3$  ise gerilim kazancı yaklaşık olarak 6 ( $T_2$  nin çıkışı tepeden tepeye 0,4 V.) ve çalışma akımı  $I_C = 7 \text{ mA}$  olacak şekilde ta-

sağlanabilir. Her iki tranzistöründe yük dokrusunun tam ortasında çalıştığını kabul edersek;

$T_4$  tranzistörü için:

$$R_{24+R23} \approx \frac{E/2}{I_{c4}} \approx \frac{7,5}{12} \text{ k ohm} = 625 \text{ ohm}$$

$$R_{23} = 220 \text{ ohm}, \quad R_{24} = 390 \text{ ohm}$$

olarak alınabilir.

Tranzistörün baz ve emetör gerilimi ile baz akımı;

$$V_{E4} = R_{24} \cdot I_{c4} = 390 \cdot 12 = 4,68 \text{ V.}$$

$$V_{B4} = V_{E4} + V_{BE} = 4,68 + 0,7 = 5,3 \text{ V.}$$

$$I_{B4} = \frac{I_{c4}}{\beta} = \frac{12}{10} = 1,2 \text{ mA.}$$

olacaktır. Eğer  $R_{22}$  direncinden akan akımı 1,6 mA olarak alırsak.

$$R_{22} = \frac{V_{B4}}{I_{B4}} = \frac{5,3}{1,6} = 3,3 \text{ kohm. olur. } R_{21} \text{ direncinden akan akım ise}$$

$$I_1 = 1,6 + I_{B4} = 1,6 + 1,2 = 2,8 \text{ mA. olacaktır. Bu durumda } R_{21} \text{ direnci}$$

$$R_{21} = \frac{E - V_{B4}}{I_1} = \frac{15 - 5,3}{2,8} = 3,46 \text{ kohm} \approx 3,3 \text{ kohm.}$$

olarak alınabilir.  $T_3$  tranzistörünün akımı  $I_{c3} = 7 \text{ mA. olduğuna göre:}$

$$R_{19+R20} = \frac{E/2}{I_{c3}} = \frac{7,5}{7} = 1,07 \text{ kohm.}$$

$$R_{19} = 220 \text{ ohm}, \quad R_{20} = 680 \text{ ohm.}$$

olarak alınabilir. Bu durumda uygun gerilim kazancı yaklaşık olarak sağlanır.

Emetör ve baz gerilim ile baz akımını bulursak:

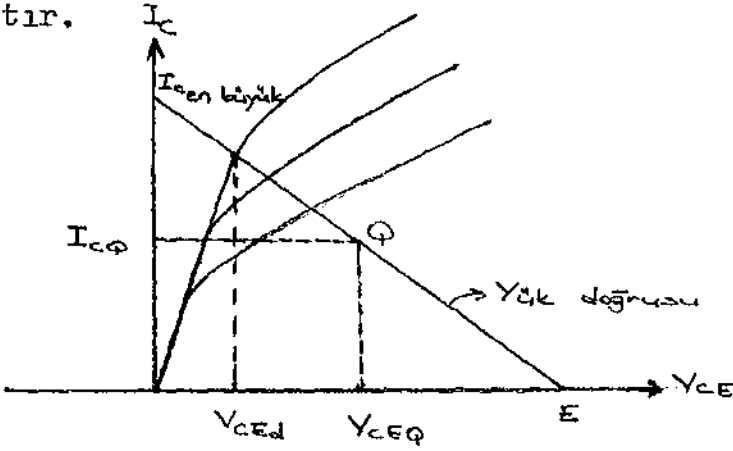
$$V_{E3} = R_{20} \cdot I_{c3} = 680 \cdot 7 = 4,76 \text{ V.}$$

$$V_{B3} = V_{E3} + V_{BE} = 4,76 + 0,7 = 5,46 \text{ V.}$$

$$I_{B3} = \frac{I_{c3}}{\beta} = \frac{7}{10} = 0,7 \text{ mA.}$$

$$I_{CQ} = \frac{E - V_{CEQ}}{R_5 + R_6} = \frac{15 - 8}{150 + 390} = 12,9 \text{ mA}$$

olacaktır.



Tranzistörün baz akımı baz gerilimi ve emetör gerilimi ise; şu değerlerdedir.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{12,9}{40} \text{ mA} = 0,322 \text{ mA.}$$

$$V_E = (1 + \beta) I_B \cdot R_6 = 41 \cdot 0,322 \cdot 390 \cdot 10^{-3} = 5,14 \text{ V.}$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 5,14 + 0,7 = 5,84 \text{ V.}$$

$R_8$  direncinden akan akımı  $I_1 = 0,34 \text{ mA}$ . olarak alırsak  $R_8$  direnci:

$$R_8 = \frac{V_B}{I_1} = \frac{5,84}{0,34} \text{ k} = 17,17 \text{ k}$$

$R_7$  direncinden  $I_2 = I_1 - I_B = 0,662 \text{ mA}$ . akım akar ohalde  $R_7$  direnci:

$$R_7 = \frac{E - V_B}{I_2} = \frac{15 - 5,84}{0,662} \text{ k}\Omega = 13,83 \text{ k}\Omega$$

olarak bulunur.

Kapasitans diyotların öngerilimlemesi yapılırken, kapasitenin gerilim ile doğrusal olarak değiştiği aralıkta kalınmalıdır.

$R_{18}$  direncinden akan akımı  $I_a = 0,8$  mA. alırsak,  $R_{17}$  direncinden akacak olan akım  $I_b = I_a + I_{B3} = 0,7 + 0,8 = 1,5$  mA. olacaktır. Ohalde bu direncin değeri;

$$R_{18} = \frac{E/2}{I_b} = \frac{7,5}{1,5} = 5 \text{ kohm} \quad \text{olmalıdır.}$$

$R_{18} = 4,7$  kohm olarak alınabilir.

Tampon yükselteç olarak kullanılan  $T_2$  tranzistörü yükselteç katının Salıngaç devresini yüklememesini sağlar. Bu amaçla emetörüne  $R_2$  direnci bağlanmıştır.  $I_{C2} = 4$  mA. çalışma akımında  $B = 10$  için direnç değerlerini bulabiliriz:  $T_2$  tranzistörü olarak  $V_{CEd} = 1$  V. olan 2N 3553 kullanılmış.

$$R_1 R_2 = \frac{(E - V_{CEd})/2}{I_{C2}} = \frac{(15-1)/2}{4} = 1,75 \text{ ohm.}$$

$R_2 = 1,5$  kohm,  $R_1 = 220$  ohm. olarak alınabilir.

Tranzistörün baz emetör gerilimi ve baz akımı;

$$V_{E2} = R_2 \cdot I_{C2} = 1,5 \cdot 4 = 6 \text{ V.}$$

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{BE} = 6 + 0,7 = 6,7 \text{ V.}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{B} = \frac{4}{10} = 0,4 \text{ mA.}$$

olarak bulunur.  $R_4$  direncinden akan akımı 0,5 mA. alırsak,

$$R_4 = \frac{6,7}{0,5} = 13,4 \text{ kohm.} \quad R_4 = 12 \text{ kohm.} \quad \text{olarak alınır.}$$

$$R_3 = \frac{E - V_{B3}}{(0,5 + 0,4) \text{ mA}} = \frac{15 - 6,7}{0,9 \text{ mA}} = 9,22 \text{ k ohm.} \quad = 10 \text{ kohm.}$$

olarak bulunur. Devrede kullanılan  $T_6$  Tranzistörü,  $T_2$  nin emetöründen alınan FM işaretin O.F.D. katına göndermek için kullanılmıştır.  $T_6$  tranzistörünü olarak bir BSX 20 tranzistörü kullanılmıştır.

## IV-2- OTOMATİK FREKANS DENETİMİ:

Otomatik frekans denetimini sağlamak için B8 (MC 4044) tümleşik devresi kullanılmıştır. B8 in girişlerinden B8.1 de Kristal denetimli üreticinin ürettiği işaret, B8.3 de ise FM modülatörden alınan işaret bulunur. B8 Diskriminatör devresinde bu sinyallerin fazı ve frekansı karşılaştırılır. Diskriminatörde frekans karşılaştırması otomatik olarak faz karşılaştırılması haline dönüşür.

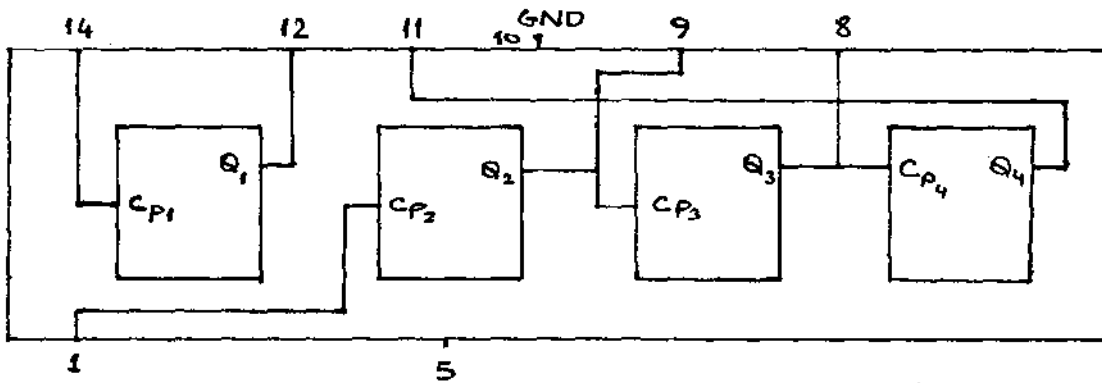
FM Modülatörden alınan verici frekansındaki sinyal,  $T_4, T_5, T_6$  tranzistörleri tarafından yükseltilir.  $T_4, T_5, T_6$  tranzistörleri BSX 20 tranzistörleri olup genellikle doymada çalışırlar. Yükseltile bu FM işareti önce  $B_1$  in 9 nolu ucuna gelir.  $B_1$  in 15 nolu ucundan ise giriş işareti (FM işareti) frekansı dörde bölünmüş olarak alınır. Elde edilen bu işaret  $T_7$  ve  $T_8$  BSX 20 tranzistörler tarafından tekrar yükseltilir. ve  $B_2, B_3, B_4$  ve  $B_5/2$  tümleşik devrelerinden oluşmuş frekans bölücü devrenin girişine (B2.1 e) uygulanır. Frekans bölücü devrenin çıkışından (B5.12) alınan işaret verici frekansının 8192 ye bölünmüş halidir. (frekansı  $B_2$  tümleşik devresi 4'e,  $B_3$  ve  $B_4$  tümleşik devrelerinin herbiri 16 ya ve  $B_5/2$  ise 2ye böler) Böylece 8192 ye bölünmüş olan verici frekansı B8 sayısal diskriminatörünün 3 nolu bacağına karedalga olarak gelir.

Devrede kullanılan  $T_1$  ve buna bağlı kristal salıngaç devresi olarak çalışır. Kristalin frekansı verici frekansının 1/16 sına eşittir. Kristale bağlı değeri değiştirilebilen bir sıgaç ile salıngaçın ürettiği işaret frekansının hassas olarak ayarlanması sağlanır.  $T_2$  ve  $T_3$  tranzistörleri salıngaç çıkışını yükseltmek için kullanılır. B6 ve B7 salıngaç çıkış frekansını ayrı ayrı 16 ya böler. Elde edilen bu yeni frekans  $B_5/2$  tarafından tekrar 2 ye bölünür. Böylece kristal denetimli üreticinin tarafından verici frekansının 1/16 frekansında üretilen işaretin frekansı toplam 512'ye bölünmüş olur. Daha sonra faz ve frekans diskriminatörünün B8.1 girişine kare dalga olarak uygulanır. B8 girişlerine gelen iki sinyalin frekansları farklı olması halinde frekans diskriminatörü olarak, frekansları eşitlendikten sonra faz diskriminatörü olarak çalışır. B8 in çıkışından elde edilen denetim gerilimi B9 ve B10 Süzgeçleme devrelerinden geçirilerek serbest

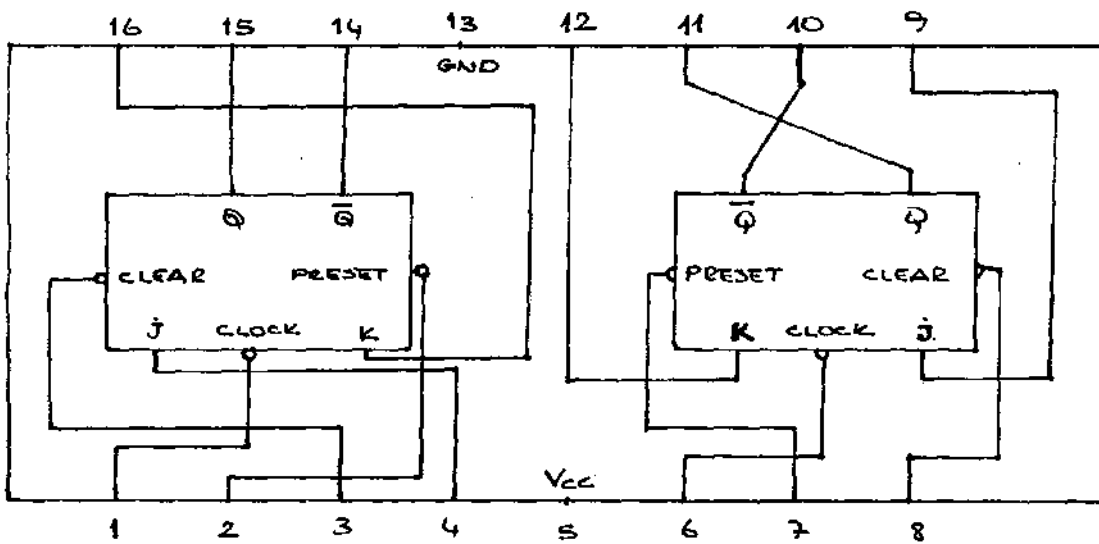
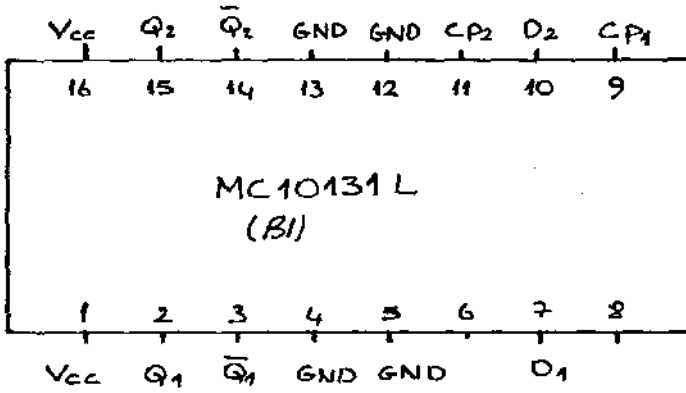
- L<sub>1</sub> = 15 μH
- L<sub>2</sub> = 3,3 μH
- L<sub>3</sub> = 15 μH
- C<sub>1</sub> = 47 μF
- C<sub>2</sub> = 100 nF
- C<sub>3</sub> = 27 pF
- C<sub>4</sub> = 25 pF
- C<sub>5</sub> = 100 pF
- C<sub>6</sub> = 330 pF
- C<sub>7</sub> = 680 pF
- C<sub>8</sub> = 47 μF
- C<sub>9</sub> = 10 nF
- C<sub>10</sub> = 27 pF
- C<sub>11</sub> = 27 pF
- C<sub>12</sub> = 27 pF
- C<sub>13</sub> = 330 pF
- C<sub>14</sub> = 15 pF
- C<sub>15</sub> = 10 nF
- C<sub>16</sub> = 330 pF
- C<sub>17</sub> = 100 pF
- C<sub>18</sub> = 10 nF
- C<sub>19</sub> = 330 pF
- C<sub>20</sub> = 1 nF
- C<sub>22</sub> = 1 μF
- C<sub>23</sub> = 4,7 nF
- C<sub>24</sub> = 8 nF
- C<sub>25</sub> = 8 nF
- C<sub>26</sub> = 6,9 nF
- R<sub>1</sub> = 1 K
- R<sub>2</sub> = 6,8 K
- R<sub>3</sub> = 270 Ω
- R<sub>4</sub> = 330 Ω

- R<sub>5</sub> = 12 K
- R<sub>6</sub> = 390 Ω
- R<sub>7</sub> = 470 Ω
- R<sub>8</sub> = 4,9 K
- R<sub>9</sub> = 12 K
- R<sub>10</sub> = 270 Ω
- R<sub>11</sub> = 470 Ω
- R<sub>12</sub> = 100 Ω
- R<sub>13</sub> = 8,2 K
- R<sub>14</sub> = 1,2 K
- R<sub>15</sub> = 8,2 K
- R<sub>16</sub> = 1,2 K
- R<sub>17</sub> = 12 K
- R<sub>18</sub> = 1,2 K
- R<sub>19</sub> = 220 Ω
- R<sub>20</sub> = 3,9 K
- R<sub>21</sub> = 1,5 Ω
- R<sub>22</sub> = 1,2 K
- R<sub>23</sub> = 680 Ω
- R<sub>24</sub> = 3,9 K
- R<sub>25</sub> = 820 Ω
- R<sub>26</sub> = 1,5 K
- R<sub>27</sub> = 680 Ω
- R<sub>28</sub> = 180 Ω
- R<sub>29</sub> = 180 Ω
- R<sub>30</sub> = 680 Ω
- R<sub>31</sub> = 1,2 K
- R<sub>32</sub> = 3,9 K
- R<sub>33</sub> = 390 Ω
- R<sub>34</sub> = 12 Ω
- R<sub>35</sub> = 390 Ω
- R<sub>36</sub> = 10 Ω





7493 (B3, B4, B6, B7)

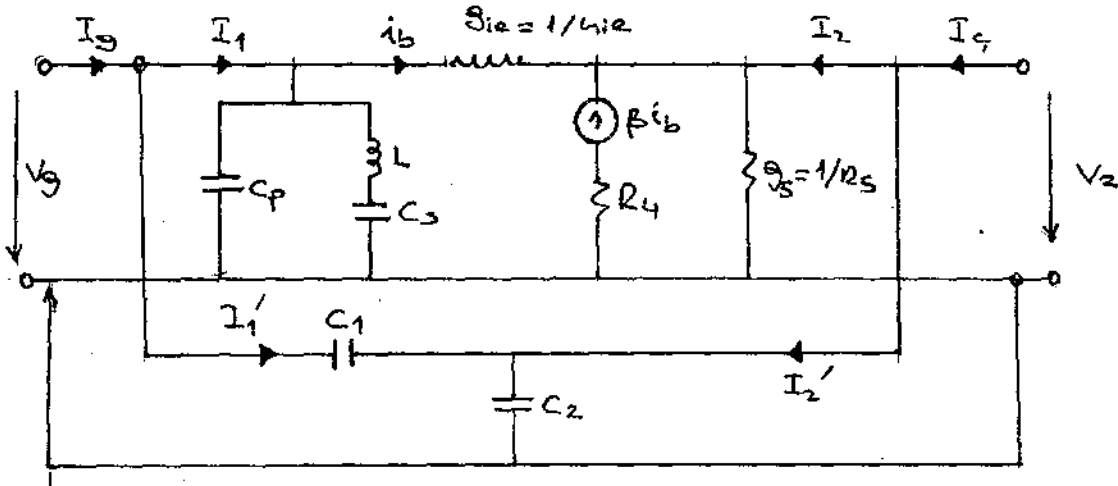


7476 (B2)

salınımlı FM üreticindeki  $D_2$  ve  $D_3$  kapasitans diyotlarının katoduna uygulanır.

Kristal Denetimli Salingaç Devresi:

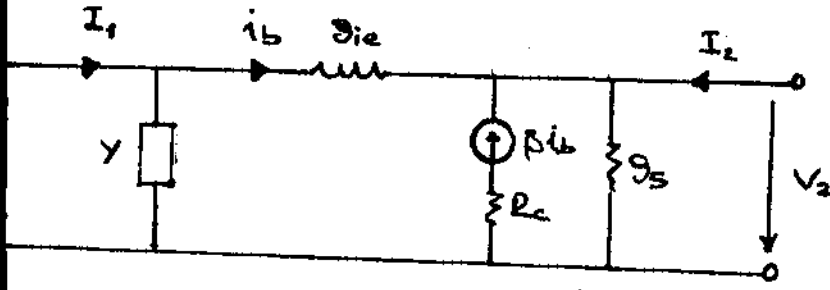
$T_I$  ve bazına bağlı kristalden oluşan salingacın salının frekansı verici frekansının  $1/16$  sı olan  $6,553$  MHz dir. Devrede salınımların oluşması için kristalin endüktif davranması gerekir. Yani  $W_s < W < W_p$  olmalıdır. Kristal toprak arasına bağlanan ayarlama sığalarını ve  $R_2$ ,  $R_3$  öngerilimleme dirençlerini göz önüne almazsak küçük genlikli a.c. işaretler için eşdeğer devre, aşağıda gösterildiği gibi paralel iki dört uçludan oluşmuş olarak düşünülebilir.



Paralel bağlanmış iki dört uçludan oluşmuş sistemin (Y) admitans parametrelerinin

$$\begin{bmatrix} I_g \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_1^1 \\ I_2^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Olarak yazabiliriz. Önce birinci dört uçlunun ( $y_{ij}$ ) parametrelerini bulalım. Geri besleme devresi kaldırıldığında eşdeğer devre şekli ve y parametrelerinin bulunması aşağıdaki gibi olacaktır:



$$= JWC_e + \frac{JWC_s}{1 - \omega^2 LC_s}$$

devrenin düğüm denklemlerini oluşturursak:

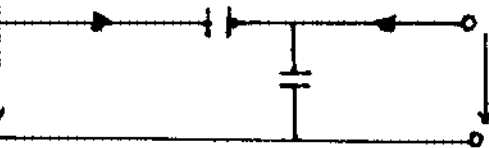
$$I_1 = g_{1e}(V_1 - V_2) + YV_1 \quad (2)$$

$$I_2 = g_5 V_2 - (1 + \beta) g_{1e} (V_1 - V_2)$$

denklemleri matrisel biçimde yazdığımızda  $(y_{ij})$  parametrelerini bul-

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{1e} + Y & -g_{1e} \\ -(1 + \beta)g_{1e} & (1 + \beta)g_{1e} + g_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

devrenin besleme devresinin oluşturduğu ikinci dörtüclünün devre şekli admittans parametreleri ise:



devrenin düğüm denklemlerini

$$I_1 = JWC_1(V_1 - V_2) \quad (4)$$

$$I_2 = JWC_2 V_2 - JWC_1 (V_1 - V_2)$$

yazabiliriz. Bu denklemleri matrisel biçimde yazdığımızda  $(X_{ij})$  parametreleride bulunmuş olur.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} JWC_1 & -JWC_1 \\ -JWC_1 & JW(C_1+C_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

(5) matris eşitlikleri (1) matris eşitliğinde yerine yazılırsa

$$\begin{bmatrix} I_g \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{ie} + Y + JWC_1 & -(g_{ie} + JWC_1) \\ -(1+\beta)g_{ie} + JWC_1 & (1+\beta)g_{ie} + g_5 + JW(C_1+C_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

salınmış devresinin  $(Y_{ij})$  admitans parametreleri bulunmuş olur.

$\neq 0$  için  $V_1 \neq 0$ ,  $V_2 \neq 0$  olması için  $(Y_{ij})$  admitans katsayılar

determinantının sıfır olması gerekir. Ohalde:

$$\Delta = Y((1+\beta)g_{ie} + g_5 + JW(C_1+C_2)) + JWC_2 g_{ie} + JWC_1 g_5 + g_{ie} g_5 - \omega^2 C_1 C_2 = 0 \quad (7)$$

devrenin karakteristik denklemi elde edilir. Özdeşliğin sağlanması

gerçek ve sanal kısımların ayrı ayrı sıfıra özdeş olması gere-

ker karakteristik denklemi,  $Y$  nin açık ifadesini yerine yazarak

örneğin şöyle olacaktır:

$$g_5 - \omega^2 C_1 C_2 + \omega^2 (C_1 + C_2) \left( C_p + \frac{C_s}{1 - \omega^2 LC_s} \right) + JW \left( C_p \frac{C_s}{1 - \omega^2 LC_s} \right) = 0$$

mmic olan bu karakteristik denklemin gerçil kısmının sifira özdes-  
n salinim frekansı  $\omega_0$  bulunur.

$$g_5 - \omega_0^2 C_1 C_2 - \omega_0^2 (C_1 + C_2) \left( C_p + \frac{C_s}{1 - \omega_0^2 LC_s} \right) = 0 \quad (9)$$

$\ll C_p$  olduğunu varsayarsak, (9) bağıntısından

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 C_2} - C_p + \frac{C_s}{1 - \omega_0^2 LC_s} \quad (10)$$

bu bağıntıdan salinim frekansı

$$\omega_0 = \frac{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_p + C_s}{LC_s \left( C_p + \frac{C_1 C_2}{C_1 C_2} \right)}$$

kristal parametreleri  $L, C_s, C_p$  ve gerilim bölücü  $C_1, C_2$  sığaçlarına  
arak bulunur.  $C_1 C_2 / (C_1 + C_2) \ll C_p$  olacak şekilde  $C_1$  ve  $C_2$

erse salinim frekansı tamamen kristal tarafından belirlenir ve  
rekansı:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}} \quad (11)$$

alunur. (8) bağıntısı ile verilen karakteristik denklemin sanal  
sifira eşitlenir ve  $\omega^2 = \omega_0^2$  alınırsa salinim için gerekli  $\beta$   
ancı belirlenir.

$$C_p + \frac{C_s}{1 - \omega_0^2 LC_s} \left( (1 + \beta) g_1 + g_5 \right) + C_2 g_1 + C_1 g_5 = 0 \quad (12)$$

ntısı kullanılarak (12) bağıntısı düzenlenirse:

$$(1+\beta) g_{ie} = \frac{C_1 C_2 g_{ie} + C_1^2 g_5 + C_2^2 g_{ie}}{C_1 C_2} \quad (13)$$

bağıntıdan  $\beta_1$

$$\beta = \frac{C_1^2 g_5 + C_2^2 g_{ie}}{C_1 C_2 g_{ie}} \quad (14)$$

bulunur. Eğer  $g_{ie} = g_5$  olacak şekilde  $g_5$  seçilirse

$$\beta = \frac{C_1^2 + C_2^2}{C_1 C_2} = \frac{C_1}{C_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

bulunur.

Eleman Değerlerinin Sağlanması:

Devrede 2N 4073 tranzistörü kullanılmıştır. Bu tranzistöre ilişkin kazanç B ve  $h_{ie}$  katalogdan bulunur:

$\beta = 10$  çalışma akımı:  $I_c = 5$  mA olarak seçilir.

$$h_{ie} = \frac{KT}{q I_c} \beta = \frac{26}{5} \cdot 10 = 52 \text{ ohm} \text{ olarak alınabilir.}$$

$$R_4 R_5 = \frac{(E - V_{Doy})/2}{I_c} = \frac{(15-1)/2}{5 \text{ mA}} = 1,4 \text{ k ohm.}$$

$R_4 = 330$  ohm  $R_5 = 1$  kohm. olarak seçelim.

Tranzistörün emetör, baz gerilimleri ile baz akımı:

$$V_E = I_c \cdot R_5 = 5 \cdot 1 = 5 \text{ V.}$$

$$V_B = V_E \quad V_{BE} = 5,7 \text{ V.}$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = \frac{5}{10} = 0,5 \text{ mA.}$$

$R_6$  baz öngerilim direncinden akan akım  $I_B$  dir. Bu durumda 0,5 mA akım atan  $R_6$  direncinin değeri:

$$R_6 = \frac{E - V_B}{I_B} = \frac{15 - 5,7}{0,5} = 18,6 \text{ k ohm.}$$

olmalıdır.

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 C_2} C_p \text{ alındığında}$$

salınım frekansı kristal tarafından belirlenir.

$$C_p = 3 \text{ PF}$$

$$L = 32 \text{ mH}$$

$$C_s = 15 \cdot 10^{-3} \text{ PF}$$

olan 6,553 MHz. frekansta salınım yapan kristal kullanılmış olduğundan:

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 C_2} = 40 \text{ PF. olarak seçebiliriz.}$$

Bu bağıntıdan  $C_1$  çekilirse  $C_1 = \frac{40 C_2}{C_2 - 40}$  olur. Salınımların oluşması için

gerekli olan koşulda  $C_1$  in bu ifadesi yerine yazılırsa:

$$B = \frac{C_1}{C_2} \frac{C_2}{C_1} = \frac{40}{C_2 - 40} \frac{C_2 - 40}{40}$$

$B=10$  alarak bu bağıntı çözülürse:

$$C_2 = 435 \text{ PF olarak bulunur.}$$

$C_1 = \frac{40 C_2}{C_2 - 40}$  bağıntısında  $C_2$  için bulunan bu bağıntı yerine yazılır-

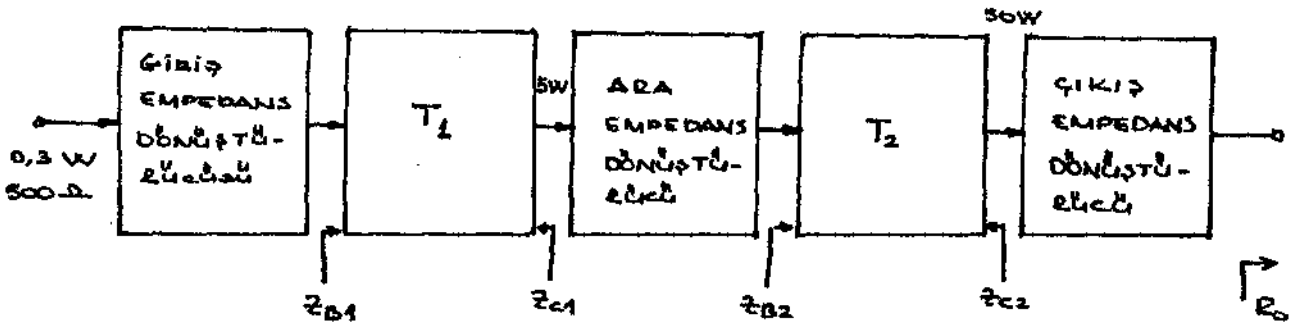
sa  $C_1 = 44 \text{ PF}$  olarak bulunur.

Denetim katında kullanılan tüm tranzistörler BSX 20 tipi olup Tranzistörler denetim için alınan FM işaretini ve kristalın çıkışını yükselterek sayıcı devrelerin sürülmesini sağlarlar. Genel olarak eleman değerleri bu tranzistörler doymada olacak şekilde alınmıştır.

Çıkış güç katı VHF FM salıngacın 0,3 Watt olan çıkışını 50 Watta yükseltir. Geniş bantlı yükselteç katı C sınıfında çalışan iki tranzistörde gerçekleştirilmiştir. Devrede kullanılan tranzistörler BLY 92 ve BLY 94 VHF güç tranzistörleri olur. Büyük işaret parametreleri çalışma frekansında (105 MHz) ve 28 V. besleme geriliminde aşağıda verildiği gibidir.

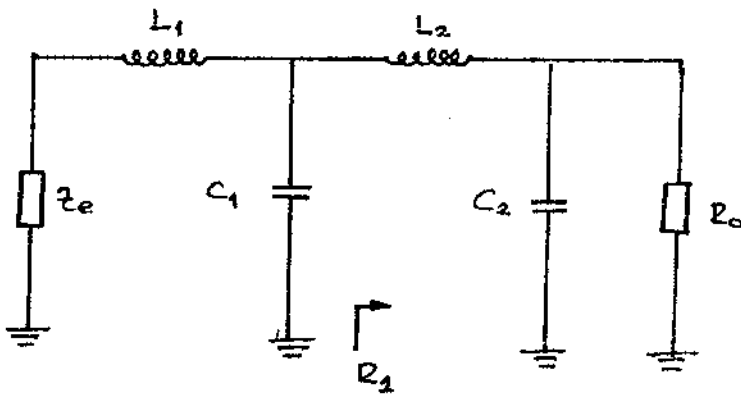
|       | $F_c$  | $P_o$ | $P_p$ | $R_i$ | $C_i$ | $C_o$ |
|-------|--------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $T_1$ | BLY 92 | 5     | 10    | 8,85  | -410  | 25    |
| $T_2$ | BLY 94 | 50    | 10    | 8,8   | -500  | 60    |
|       |        | W     | $d_B$ | ohm   | PF    | PF    |

$R_i$  Paralel giriş direnci,  $C_i$   $C_o$  paralel giriş ve çıkış sığalarıdır.



Yansımanın önlenmesi ve istenen çıkış gücünü elde etmek için  $T_1$  nin  $Z_{B1}$  baz giriş empedansı 50 ohm. giriş empedansına,  $T_1$  in  $Z_{C1}$  çıkış empedansı  $T_2$  nin  $Z_{B2}$  baz giriş empedansına ve  $T_2$  nin  $Z_{C2}$  kolektör empedansının 50 ohm. çıkış empedansına uydurulması gerekir. Empedans uydurucu olarak, 2 tane L eşdeğer devresini ard arda bağlayabiliriz. Aşağıda böyle bir model için bağıntılar çıkartılacak ve bu bağıntılardan yararlanılarak tüm empedans uydurucu devrelerin eleman değerleri saptanacaktır.





$$Z_e = R_e + jX$$

$$- \frac{j}{\omega C_2} = jX_{C2}$$

$$j\omega L_2 = jX_{L2}$$

$$- \frac{j}{\omega C_1} = -jX_{C1}$$

$$j\omega L_1 = jX_{L1}$$

$$R_1 = j\omega L_2 - \frac{jX_{C2} \cdot R_o}{R_o - jX_{C2}} = jL$$

$$= j(X_{L2} - \frac{X_{C2} \cdot R_o^2}{R_o^2 + X_{C2}^2}) + \frac{X_{C2}^2 R_o}{R_o^2 + X_{C2}^2}$$

$$Q_2 = \frac{R_o}{X_{C2}} \text{ alınarak bu bağıntı düzenlenirse}$$

$$\bar{R}_1 = \frac{R_o}{1 + Q_2^2} \text{ esve } X_{L2} = \frac{X_{C2}}{1 + \frac{1}{Q_2^2}}$$

olarak  $R_1$  ve  $X_{L2}$  bulunur.  $L_1$  ve  $C_1$  in oluşturduğu kısım için yukarıki bağıntıda  $R_o = R_1$ ,  $X_{C2} = X_{C1}$ ,  $R_1 = R$  ve  $jX_{L2} = j(X_{L1} + X)$  olarak şu sonuçlar elde edilir.

$$R = \frac{R_1}{1 + Q_1^2}, \quad X_{L1} + X = \frac{X_{C1}}{1 + \frac{1}{Q_1^2}}$$

olarak bulunur.  $Q_1 = \frac{R_1}{X_{C1}}$  olarak alınmıştır.

Bu örneği göz önüne alarak çıkış empedans dönüştürücü devrenin eleman değerlerini saptayabiliriz: Önce  $Q_2 = 2$  olarak alalım.

Transistörün kollektör yükü  $R_p = (V_{cc}^2 / 2 P_c)$  ile  $X_p = -j / (\omega C_{o2})$  nin paraleli olduğundan  $R_p = \frac{(28)^2}{2 \cdot 50} = 7,84$  ohm ve  $X_p = -j \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6 \cdot 60 \cdot 10^{-12}} = -25,2$

olarak bulunur.

ohm olarak bulunur.

$$Z_c = - \frac{JX_p \cdot R_p}{R_p - JX_p} = R_p \cdot \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} - JX_p \cdot \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$

$R_p$  ve  $X_p$  min yukarda bulunan değerleri yerine yazılırsa:

$Z_{C2} = 7,14 - j2,24$  ohm olarak bulunur. O halde yukarda verilen model devrede:  $R = 7,14$  ohm  $X_C = j2,24$  ohm  $R_o = 50$  ohm olarak alınacaktır.  $Q_2 = 2$  olarak alındığına göre:

$$X_{C2} = \frac{R_o}{Q_2} = \frac{50}{2} = 25 \text{ ohm}$$

$$X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2} \text{ bağintısında } \omega = 2\pi \cdot 105 \cdot 10^6 \text{ ve } X_{C2} = 25 \text{ ohm alınır}$$

$C_2 = 60,6$  PF olarak bulunur.

$X_{L2} = X_{C2} / (1 + 1/Q_2^2)$  bağintısında  $X_{C2}$  ve  $Q_2$  değerlerini yerine yazarsak:

$$X_{L2} = 20 \text{ ohm ve } X_{L2} = \omega L_2 \text{ olduğunda}$$

$$L_2 = \frac{X_{L2}}{\omega} = \frac{20}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6} = 0,03 \text{ } \mu\text{H. olur.}$$

$$R_1 = \frac{R_o}{1 + Q_2^2} = \frac{50}{1 + 4} = 10 \text{ ohm olacaktır.}$$

$L_1$  ve  $LC_1$  in oluşturduğu L devresinin çıkış direnci  $R_1$  giriş direnci ise  $Z_B$  nin gerçel kısmı olan  $R$  dir. Benzer bağıntılar buradada kullanılabilir.

$$R = \frac{R_1}{1 + Q_1^2} \text{ bağintısından } Q_1 = 0,63 \text{ değeri bulunur. Bu durumda}$$

$$X_{C1} = \frac{R_1}{Q_1} = \frac{10}{0,63} = 15,8 \text{ ohm} \quad C_1 = \frac{1}{\omega X_{C1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6 \cdot 15,8} = 95,9 \text{ PF}$$

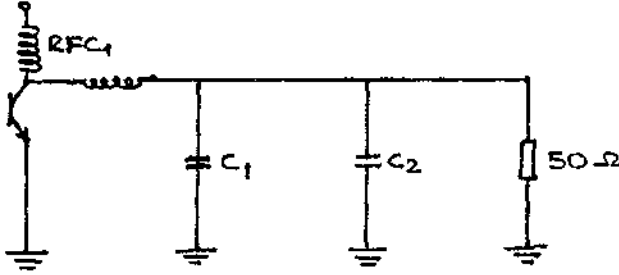
$$X_{L1} + X_C = \frac{X_{C1}}{1 + \frac{1}{Q_1^2}}$$

$$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{1 + \frac{1}{Q_1^2}}$$

$$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{1 + 1/\rho_1^2} = X = \frac{15,8}{1 + \frac{1}{(0,63)^2}} = 2,24 = 6,73 \text{ ohm}$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{\omega} = \frac{6,73}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6} = 0,0102 \mu\text{H} = 10,2 \text{ nH}$$

o halde çıkış empedans uydurucu devrenin şekli



$$C_2 = 60,6$$

$$C_1 = 96 \text{ PF}$$

$$L_2 = 30 \text{ nH}$$

$$L_1 = 10,2 \text{ nH}$$

RFC boğucu bobinin reaktansını  $25X |Z_C|$  olarak alırsak.

$|Z_C| = |7,14 - j 2,24| = 7,48 \text{ ohm}$  olduğundan; RFC-bobininin reaktansı  $= \frac{187}{187} \text{ ohm}$  olmalıdır. O halde bu bobinin değeri  $RFC = \frac{187}{\omega} = 0,283 \mu\text{H}$  olmalıdır.

Ara empedans dönüştürücü devre:

Bu kısım T 2 tranzistörünün  $Z_{B2}$  giriş empedansını, T<sub>1</sub> tranzistörünün  $Z_{C1}$  kollektör empedansına uydurur.

Önce  $Z_{C1}$  kollektör empedansını bulalım:

$$R_p = \frac{V_{cc}^2}{2 P_{o1}} = \frac{(28)^2}{2 \cdot 5} = 78,4 \text{ ohm}$$

Paralel  $C_{o1}$  sığasının eşdeğer reaktansı ise:

$$-j X_p = -j \frac{1}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = -j 60,6 \text{ ohm.}$$

o halde seri kollektör empedansı  $Z_{C1} = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} - j X_p \frac{R_p^2}{X_p^2 + R_p^2}$

$R_p$  ve  $C_p$  nin yukarıda verilen değerleri yerine yazılırsa,

$Z_{C1} = 29,3 - j 37,93 \text{ ohm}$  olarak bulunur.

T 2 nin baz empedansı ise  $R_1 = 8,8 \text{ ohm}$  dirençle  $-500 \text{ PF}$  değerlikli bir sığanın paralel bağlanmış.

Bu empedansın reaktif bileşeninin değeri  $Y = j\omega C_{i2}$

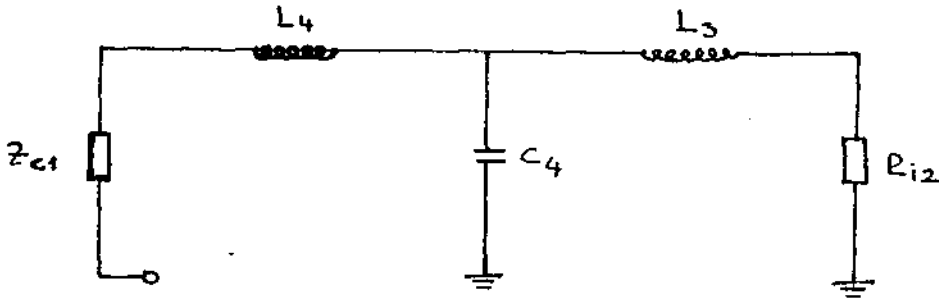
$Y = j 2\pi \cdot 105 \cdot 10^6 \cdot (-500) \cdot 10^{-12} = -j 0,33$  mho olan bir endüktif elemandır.

Bunun etkisini gidermek için Baz girişi ile toprak arasına

$Y = j\omega C_3 = j 0,33$  mho. olacak şekilde bir sığa bağlanır. Bu sığanın değeri.

$$C_3 = \frac{0,33}{2 \cdot 105 \cdot 10^6} = 500 \text{ PF olmalıdır.}$$

$C_3$  ve  $T_2$  nin baz girişindeki reaktif bileşenin olmadığını düşürsek, sonuç; 8,8 ohm baz giriş direncinin  $Z_{C1} = 29,3 - j 37,93$  ohm değerindeki empedansa uydurulması sonucudur. Eş değer devreyi göz önüne aldığımızda.



$L_{C1}$  endüktansı ile  $Z_{C1}$  in kapasitif bileşeninin etkisi ortadan kaldırılır.  $L_4$  sargısının reaktansı ana harmonik reaktansında  $j\omega L_4 = j 37,93$  ise bu düşünce gerçekleşir. Buradan,

$$L_4 = \frac{37,93}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6} = 0,0574 \text{ H.} = 57,4 \text{ nH.}$$

olmalıdır. Bu durumda  $C_4$  sığasının sağından görünen empedans  $Z_{C1}$  in reel kısmı olan  $R = 29,3$  ohm olacaktır.  $C_4$  ve  $L_3$  ile bu empedans 8,8ohm'a dönüştürülecektir. Tek bir L devresi için olan modelden yararlanarak:

$$Q_3 = \frac{R}{X_{C4}} \quad R_{i2} = \frac{R}{1 + Q_3^2} \quad \text{ve} \quad X_{L3} = \frac{X_{C4}}{1 + \frac{2}{Q_3^2}}$$

bağantılarını rahatlıkla kullanabiliriz.

$$R_{i2} = 8,8 \text{ ohm}$$

$$R = 29,3 \text{ ohm}$$

olmalıdır.

alındığında  $R_{i2} = \frac{R}{1 + \varphi_3^2}$  bağıntısından:

$$1 + \varphi_3^2 = \frac{R}{R_{i2}} \quad \text{ve} \quad \varphi_3 = \left( \frac{R}{R_{i2}} - 1 \right)^{1/2}$$

$$\varphi_3 = \left( \frac{29,3}{8,8} - 1 \right)^{1/2} = 1,52 \text{ olması gerekir. } X_{C4} = \frac{R}{\varphi_3} \text{ olacağından}$$

$$X_{C4} = \frac{29,3}{1,52} = 19,27 \text{ ohm}$$

$$X_{C4} = \frac{1}{\omega C_4}$$

$$C_4 = \frac{1}{\omega X_{C4}} = \frac{1}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6 \cdot 19,27} = 1,271 \cdot 10^{-10} = 127 \text{ Pf}$$

$$X_{L3} = \frac{X_{C4}}{1 + \frac{1}{\varphi_3^2}} = 13,44 \text{ ohm olarak bulunur. Buradan}$$

$$L_3 = \frac{X_{L3}}{\omega} = 20 \text{ nH.} \quad \text{olmalıdır.}$$

$T_2$  nin bazında kullanılacak RFC 2 boğucu bobininin ana harmonik frekansındaki empedansı  $25 | Z_{B2} |$  olarak alınabilir.

$Z_{B2}$  empedansı  $R_{i2} = 8,8$  ohm direnci ile  $-500$  PF değerlikli  $C_{i2}$  sırasının paralel es değeri olduğundan;

$$Z_{B2} = 0,932 + j 2,7 \text{ ohm} \quad |Z_P| = 2,86 \text{ ohm}$$

ohalde RFC 2 nin reaktansı  $= 25 \cdot 2,86 = 71,6$  ohm. olmalıdır. Buradan;

$$\text{RFC 2} = \frac{71,6}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6} = 0,1 \text{ H olmalıdır.}$$

$T_1$  in kollektöründe kullanılan RFC 3 döğucu bobininin reaktansı  $25 \times Z_{C1} = 25 | 29,3 - j 37,93 | = 1198,22$  ohm. olarak alınırsa

$$\text{RFC 3} = \frac{1198,22}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6} = 1,81 \text{ } \mu\text{H olmalıdır.}$$

Giriş empedans Uydurucu devre:

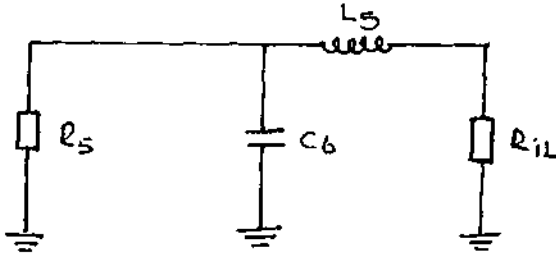
$T_1$  in giriş empedansı  $R_{i1} = 8,85$  ohm. direnç ile-410 PF değer-  
lilikli paralel bir sığaçtan oluşmuştur. Paralel sığacın admitansını  
hesaplarsak endüktif olduğu rahatlıkla görülür.

$$Y = j\omega C_{i1} = j \cdot 2\pi \cdot 105 \cdot 10^6 \cdot 410 \cdot 10^{-12} = j2,7 \cdot 10^{-1} = j 0,27 \text{ mho.}$$

Eğer baz toprak arasına admitansı  $Y = j 0,27$  mho olan bir sı-  
ğaç bağlanırsa bu endüktif yük ontadan kalkar. Ohalde bu amaçla kul-  
lanılması gereken  $S_5$  Sığası:

$$C_5 = \frac{Y^*}{\omega} = \frac{0,27}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6} = 409 \text{ PF}$$

olmalıdır. O halde empedans uygunluğu  $R_{i1} = 8,85$  ohm. baz giriş diren-  
cinin 50 ohm sürücü yükü arasında yapılmalıdır. Eş değer devre



$$X_{C6} = \frac{1}{\omega C_6}, \quad X_{L5} = \omega L_5 \quad \text{ve} \quad \rho_4 = \frac{R_{C5}}{X_{C6}} \quad \text{tanımlanırsa; } L \text{ eşdeğer}$$

devresinin bağıntılarından yararlanabiliriz.

$$R_{i1} = \frac{R_5}{1 + \rho_4^2}, \quad \text{bağıntısını kullanarak}$$

$$\rho_4 = \left( \frac{R_5}{R_{i1}} - 1 \right)^{1/2} = \left( \frac{50}{8,85} - 1 \right)^{1/2} = 2,15 \text{ olması gerekir. O halde}$$

$$\frac{1}{\omega C_6} = X_{C6} = \frac{R_5}{\rho_4} = \frac{50}{2,15} = 23,187 \text{ ohm}$$

$$C_6 = \frac{1}{\omega X_{C6}} = \frac{1}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6 \cdot 23,187} = 1,529 \cdot 10^{-10} \text{ F} = 152 \text{ Pf.}$$

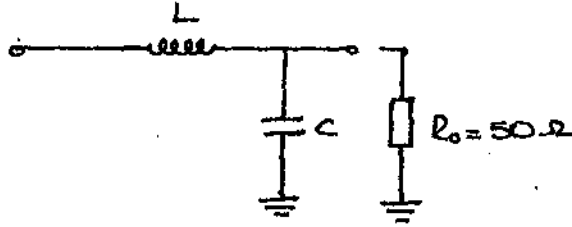
$$X_{L5} = \frac{X_{C6}}{1 + \frac{1}{Q^2}} \text{ olduğundan}$$

$$X_{L5} = W L_5 = 19 \text{ ohm olacağından}$$

$$L_5 = \frac{X_{L5}}{W} = \frac{19}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6} = 28 \text{ nH olacaktır.}$$

$T_1$  in Baz giriş devresinde kullanılması gereken RFC<sub>1</sub> şok bobininin ana harmonik frekansındaki reaktansı  $25 \times Z_{B1} = 25 \cdot 1,31 \cdot 2,14 = 85$  ohm olarak alınırsa. RFC =  $\frac{85}{2\pi \cdot 105 \cdot 10^6} = 0,129$  H olmalıdır.

Güç yükselteç katı geniş bantlı olduğundan çıkışta harmonikleri zayıflatacak bir süzgeç devresi kullanılmalıdır. Bu amaçla harmonik frekansları da toprağa kısa devre olacak bir L 6 alçak geçiren süzgeci kullanılabilir.



$Q=5$  olarak eleman değerlerini Saptayabiliriz.

$$Q = \frac{R_o}{X_C} \quad X_C = \frac{R_o}{Q} = \frac{50}{5} = 10 \text{ ohm.}$$

süzülmesi gereken ilk harmonik frekansı  $2 \cdot f_0 = 2 \cdot 105 = 210 \text{ MHz}$  olduğuna göre

$$K_C = \frac{1}{W C} \quad C = \frac{1}{X_C \cdot W} = \frac{1}{10 \cdot 2\pi \cdot 210 \cdot 10^6} = 75,7 \text{ PF}$$

Kullanılması gereken sargının değeri ise:

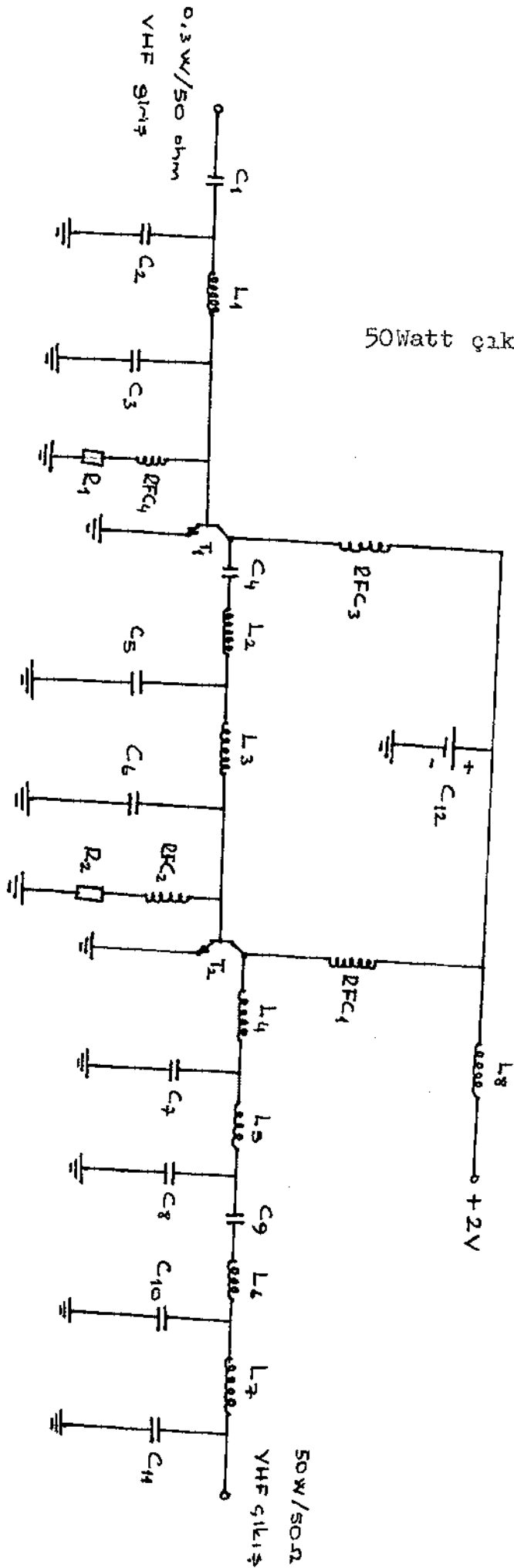
$$2 W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad L = \frac{1}{4 W_0^2 C} \text{ olacağından}$$

$L = 0,03 \mu H$ . olmalıdır.

Daha iyi bir harmonik zayıflatması için iki yada daha çok katlı süzgeç kullanılabilir. Bu hesaplanan güç yükselteç katının genel devre şekli verilebilir.



50Watt çıkış güç katı



### Sonuç:

Tez çalışmasının amacı 50 W. çıkış gücüne sahip 105 MHz de çalışan bir FM vericinin tasarımının gerçekleştirilmesi idi. Çalışma frekansının çok yüksek olması, kullanılan elemanların niteliklerinin iyi olmaması bu sonuca ulaşılmasına engel olmaktadır. Bununla birlikte söz konusu FM verici ve frekans modülasyonu olduğundan dolayı, FM kullanım nedenlerinde enönemlisi olan FM işaretlerinde gürültü ve pratikte kullanılan gürültüyü azaltma yöntemlerinden kısaca bahsedilmiştir.

Çeşitli FM işareti üretme yöntemlerinden söz edilmiş özellikle çok geniş bantlı FM işaretlerinin üretimine olanak sağlayan üçgen dalga FM üreten bir devre şekli verilmiştir.

Verici sürücü güç katlarında; yüksek verimli ve tasarımı kolay olduğundan yaygın olarak kullanılan C sınıfı güç yükselteçleri anlatılmış. Yükselteç devresinde aktif eleman olarak vakum tüp ya da Tranzistör kullanılması durumunda karşılaşılan sorunlar tartışılmıştır.

## Kaynaklar:

- 1) COMMUNICATION CIRCUITS:  
ANALYSIS AND DESIGN  
(Clarke-Hess)
- 2) SOLID STATE RADIO ENGINEERING
- 3) İLETİŞİM KURAMI:  
(Hâluk Derin-Murat Aşkar)
- 4) KOMÜNİKASYON SİSTEMLERİ VE TEKNİKLERİ  
(Mischa Schwartz, Çeviren: Doç. Dr. Mümtaz Yılmaz)