

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Tv 1 2 Ses Modem Temel Band Sist.
Tasarımı ve Gerçeklenmesi

Yüksek Lisans Tezi

Serda Sabancılar

1988

Ref
EHM
233
1988

Tv 1 2 Ses Modem Temel Band Sist.
Tasarımı ve Gerçeklenmesi

1275

152
75

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

T V + 2 SES MODEM TEMEL BAND SİSTEMİNİN
TAŞARIMI VE GERÇEKLENMESİ

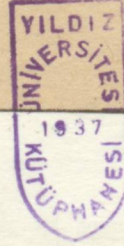
Yüksek Lisans Tezi

SERDA SABANCILAR

İstanbul — 1988

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

Kot : R 152
Alındığı Yer : Fen Bil. Enst. 75
Tarih : 8.5.1991
Fatura :
Fiatı : 8500 TL
Ayniyat No : 1/3
Kayıt No : 47613
UDC : 621.3 378-242
Ek :



BÖLÜM 1 - GİRİŞ	1
BÖLÜM 2 - FREKANS MODÜLASYONU	4
2.1. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL ANALİZİ	4
2.2. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ	8
2.3. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GÜCÜ	11
2.4. T V + 2 SES MODEM TEMEL BAND SİSTEMİNİN TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ	13
3.1. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ	14
BÖLÜM 3 - FREKANS MODÜLASYONU	20
3.1. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (PHASE LOCKED LOOP)	21
3.2. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	21
3.3. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	23
3.4. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	26
3.5. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	30
3.6. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	30
3.7. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	33
3.8. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	34
3.9. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	41
3.10. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	42
3.11. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	44
3.12. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	45
3.13. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETLERİN SİNYAL GENİŞLİĞİ (SERDA SABANCILAR)	46

Yüksek Lisans Tezi

SERDA SABANCILAR

Tez Yöneticisi : Prof. Dr. Atilla ATAMAN



3.5.3. FREKANS SENTEZİ -----	47
3.5.3.1. HARMONİK KİLİTLEME -----	50
BÖLÜM 4 - TV + 2SES MODEM ALICI VE VERİCİSİNİN GENEL TANITIMI -----	52
BÖLÜM 5 - TEMEL BAND VERİCİ -----	60
5.1. VIDEO GİRİŞ KATI -----	62
5.1.1. FİLTRENİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ -----	63
5.2. "2SES" MODÜLATÖRÜ -----	64
5.2.1. GİRİŞ DEVRESİ-DENGELE VE SES YÜKSELTEÇLE- Rİ -----	65
5.2.2. MODÜLATÖR KATI -----	66
5.3. TOPLAYICI VE SES YÜKSELTECİ -----	69
5.3.1. TOPLAYICI VE SES YÜKSELTECİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ -----	70
5.4. BİRLEŞTİRME VE DAĞITIM BİRİMİ -----	70
5.4.1. BİRLEŞTİRME VE DAĞITIM BİRİMİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ -----	71
5.5. PİLOT ÜRETECİ -----	73
5.5.1. BAND GEÇİREN FİLTRE -----	75
5.5.2. PİLOT ÜRETECİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ -----	82
5.6. ÖN-VURGULAMA VE YÜKSELTEÇ -----	83
BÖLÜM 6 - TEMEL BAND ALICI -----	89
6.1. ART-VURGU VE YÜKSELTEÇ -----	91
6.2. VIDEO YÜKSELTECİ -----	93
6.2.1. VIDEO YÜKSELTECİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ --	93
6.3. PİLOT ALICISI -----	94

6.3.1. PİLOT ALICISI TEKNİK ÖZELLİKLERİ -----	96
6.5. ÜST GEÇİREN FİLTRE -----	99
6.6. TEMEL BAND ANAHTARI -----	100
6.6.1. TEMELBAND ANAHTARININ TEKNİK ÖZELLİKLERİ	100
6.7. VİDEO ALÇAK GEÇİREN FİLTRESİ -----	101
6.8. SERVİS SES AYIRICI -----	101
6.8.1. SERVİS SES AYIRICININ TEKNİK ÖZELLİKLERİ	102
6.9. 2 SES DEMODÜLATÖRÜ -----	103
6.9.1. FAZ DEDEKTÖR KAZANCI -----	104
6.9.2. VCO DÖNÜŞÜM KAZANCI -----	105
6.10. SES DAĞITIM YÜKSELTECİ -----	108
6.10.1. SES DAĞITIM YÜKSELTECİNİN TEKNİK ÖZELLİK- LERİ -----	109
BÖLÜM 7 - SONUÇ	110

Ö Z E T

Video ve 4SES işaretinin iletimi için TELETAŞ'ta üretilmekte olan televizyon linki PTT ve TRT tarafından kullanılmaktadır. Söz konusu bu linkin radyo frekansı 6GHz olup, bu frekans bandında çalışan çok sayıda link bulunmaktadır. Bu durumda, kanallar arasındaki girişim sonucunda iletilen işaretlerde bozulmaların meydana gelmesi sebebiyle, farklı bir radyo frekans bandında çalışan TV+2SES MODEM tasarımının yapılması gerektiği müşteri mühendisliğinin yaptığı incelemelerden anlaşılmıştır.

Bu nedenle, TV + 2SES ve bir servis kanalının iletimi için, radyo frekansı 11GHz olan yeni televizyon linkinin tasarımına TELETAŞ yetkililerince karar verilmiştir. Yeni sistemin radyo frekansının 11GHz olması yanında iletişim sırasındaki arızalar ya da aşırı distorsiyon sonucu oluşan kayıpların en aza indirilmesi çalışmaları yapılmıştır.

Çalışmalarında bana büyük desteği bulunan Sayın Hocam Prof.Dr. ATILLA ATAMAN'a, Sayın Doç.Dr.FAHRİ BURŞUK ve Sayın Müh.FEYZULLAH YAYIL'a teşekkürü bir borç bilirim.

BÖLÜM I

GİRİŞ

A B S T R A C T

For broadcasting video and 4SOUNDS signal, Television line which is being produced by TELETAS is being used by PTT and TRT. The searching of customer engineering proves that it is necessary to have design of TV+2SOUNDS line operating in a different radio frequency band, because of existing many radio line on 6GHz band. The reason of this need is the interferences of many radio line among each other on 6GHz.

Therefore, for broadcasting TV+2SOUNDS and any service channel, TELETAS management decided design of new television line which has 11GHz radio frequency. Besides, new system of 11GHz radio frequency, some works have been done in order to decrease of the losses to minimum occurring in result of excess distortion and trouble during broadcasting.

BÖLÜM: 1

GİRİŞ

Günümüzde kullanılan değişik çoklama(multiplex) metodlarıyla, gerek koaksiyel kablo, gerek mikrodalga linkler üzerinden aynı anda birçok kanalın iletilmesi mümkündür.

Koaksiyel kablo ve mikrodalga link birbirini tamamlayan iki metottür. Bunlar arasındaki seçim, kullanılabilir frekans spektrumu, trafik yoğunluğu ve bu yoğunluğun büyümesinin olasılığına göre yapılır.

Bir mikrodalga link, temel olarak bir uçta verici ve diğer uçta da alıcıdan oluşur. Çoğunlukla bir verici ve alıcı arası normal çalışma mesafesi yaklaşık 50Km'dir. Bu uzaklığın üstündeki noktalar arasında iletişim için, tekrarlayıcı istasyonlar(repeater) kullanılır. Tek adım olarak tanımlanan linkler, tekrarlayıcı kullanılmayan linkleri belirtir. Çok adımlı linkler ise, içerisinde bir ve birden fazla tekrarlayıcı kullanılan linklerdir.

Bir tekrarlayıcı istasyon, radyofrekans(RF) işaretini alıp, bunu arafrekansa indirir. Bu frekansta kuvvetlendirilip, dengelenir ve yeniden iletim için radyofrekansına yükseltilir.

Temel olarak bir tekrarlayıcı istasyon modülasyon/demodülasyon yapmayan yani, temelbandta çalışmayan bir alıcı/verici terminal istasyonudur.

Mikrodalga linkler, çoğunlukla tek bir RF kanalıyla çalışmaz, her iki yönde birkaç kanal iletir. Her sistem

en çok sekiz RF kanalından oluşur. Tipik bir sekiz kanallı sistem, $6 + 2$ ya da $7 + 1$ şeklinde çalışır. Her sistem 6(7) normal kanal ve 2(1) yedek kanal RF kanalıyla çalışır. Yedek kanal arızalanan kanalın yerini alır. Bu tür her istasyonda, anten ve antene kadar olan dalga klavuzu kısmı ortaktır. Alıcı/verici donanım kolonları ise ayrıktır.

Alıcı/verici yolundaki sirkülatör ve filtreler, ilişkin kanala uygun frekanslı bileşenleri aktarır, diğerlerini bastırırlar. İşaret anten ya da alıcısına ulaşana kadar sirkülatörler arasında yansıtılır.

Mikrodalga linkler aynı zamanda data ve TV işaretleri - nin iletişimi için de kullanılırlar. Aradaki farklar, çoklayıcı kullanılmaması ve değişik ön-vurgulama(pre-emphasis) ve farklı kanal band güç seviyelerinin kullanılmasıdır.

Bu kadar çok donanımla bu tür önemli bilginin taşınması için ışıma frekanslarının, band genişliklerinin ve diğer çalışma değişkenlerinin en uygun seçiminde belli bir disipline uyulması gereklidir. Bu görevi uluslararası bir kuruluş C.C.I.R.(Comite Consultatif International des Radiocommunications) yüklenmektedir. Yukardaki değişkenlerle birlikte distorsiyon, gürültü gibi çeşitli etkenlerin toleransları bu kuruluş tarafından tavsiye edilir.

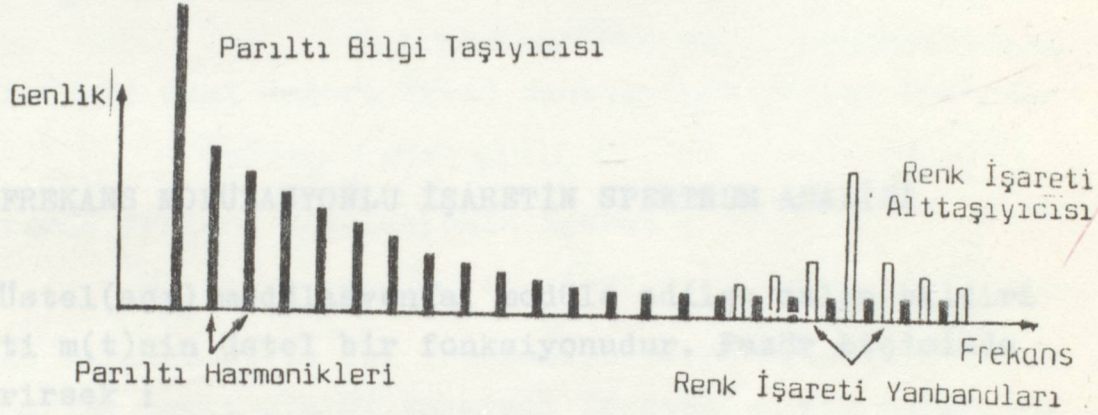
İletişim sırasında arızalar ya da aşırı distorsiyon sonucu oluşan kayıplar pahalıya mal olur. Dolayısıyla, bir link çok dikkatli bir şekilde muhafaza edilebilir bir performansa ayarlanmalıdır. Ayrıca arıza durumunda yedek kanalın devreye girmesini sağlayan ek donanım kullanılır.

Eğer link TV işaretinin iletiminde kullanılıyorsa, temel band(BB) frekans spektrumu farklıdır ve çizgisel spektrum olarak adlandırılır.

TV resmi, ince satırlara bölünüp, bunların taramasıyla elde edildiği için iletilen enerji, tarama frekansının (625 satırlı Alman normu için 15625Hz) ve harmoniklerinin etrafındaki dar banlarda bulunur. Yani, parıltı işaret bilgisi, tarama işareti içindedir. Renk işaret bilgisi bu çizgisel spektrum arasına başka bir çizgisel spektrum şeklinde yerleştirilmiştir.

Bu şekil yerleştirme yoluyla bandgenişliği, siyah-beyaz TV bandgenişliğiyle eşit tutulmuş olur. Şekil-1-1-de TV temelband işaretinin frekans spektrumu görülmektedir. Ancak burada, net bir görünüm için sadece 10.harmonikler alınmıştır.

FREKANS MODÜLASYONU



Sadece 10. harmonikler görülmektedir.

Şekil-1-1 TV temelband işaretinin frekans spektrumu

BÖLÜM : 2

FREKANS MODÜLASYONU

2.1. FREKANS MODÜLASYONLU İŞARETİN SPEKTRUM ANALİZİ

Üstel(açılı) modülasyonda, modüle edilen dalga bildiri işareti $m(t)$ 'nin üstel bir fonksiyonudur. Fazör biçiminde gösterirsek :

$$S(t) = \text{Re} \left\{ A_c e^{j\theta(t)} \right\} = A_c \cos \theta(t) \quad (2-1)$$

(2-1)deki $\theta(t)$, $m(t)$ 'nin lineer bir fonksiyonudur. θ , fazörün açısal konumunu belirler. Üstel modülasyonun birçok olurlu biçimi vardır. Ancak sadece frekans ve faz modülasyonları uygulama alanı bulmuştur. "Frekans" tekrarlanan olaylara ilişkin bir büyüklüktür. Yani "frekans" periyodikliği belirtir. Burada bir sünisoidal frekansından söz etmek için bu frekansın sabit olması gerekir. Zamanla değişen bir periyodikliğin anlamı bulunmamaktadır.

$$\theta(t) \triangleq 2\pi f_c t + \phi(t) \quad (2-2)$$

Burada f_c taşıyıcı frekansı, $\phi(t)$ bağıl faz açısıdır. $\phi(t)$, $e^{j\theta}$ ve $e^{j\omega_c t}$ fazörleri arasındaki açısal konum farkını göstermektedir. $\omega_a(t)$ ani frekansı :

$$\omega_a(t) \triangleq \frac{d\theta}{dt} = \omega_c + \frac{d\phi}{dt} \quad (2-3)$$

$\frac{d\phi}{dt}$ terimi ω_c taşıyıcı frekansına göre ani frekans sapması olarak tanımlanabilir. Buradan $\omega_a(t)$ ile $\theta(t)$ arasındaki ilgi :

$$\theta(t) = \int_{t_a}^t \omega_a(\tau) d\tau + \theta(t_a) \quad (2-4)$$

$\theta(t_0)$ bir integrasyon sabitidir ve sabit bir faz terimine karşı düşmektedir ve genelliği bozmadan atılabilir.

Ani frekans $\omega_a(t)$ bildiri işareti $m(t)$ ile lineer olarak değişirse frekans modülasyonu elde edilir.

$$\omega_a(t) = \omega_c + \omega_d m(t) \quad (2-5)$$

Burada ω_d frekans değişim sabitidir. $|m(t)| \leq 1$ koşuluyla,

$\omega_c - \omega_d \leq \omega_a(t) \leq \omega_c + \omega_d$ olacaktır. $\omega_a(t)$ 'nin (2-5) deki değeri (2-4) denkleminde yerine konursa:

$$\theta(t) = \omega_d \int_{t_0}^t m(\tau) d\tau + \omega_c t \quad (2-6)$$

Bu durumda frekans modülasyonlu işaret :

$$S_{FM}(t) = A_c \cos \left[\omega_c t + \omega_d \int_{t_0}^t m(\tau) d\tau \right] \quad (2-7) \text{ olur.}$$

(2-5)de verilen $\omega_a(t)$ ani frekansı, bildiri işareti $m(t)$ 'nin değerlerine bağlı olarak, taşıyıcı frekansı ω_c den sapar. Ani frekansın ω_c ye göre en büyük sapması "frekans sapması" diye adlandırılır ve $\Delta\omega$ ile gösterilir.

$$\Delta\omega = \omega_d / |m(t)|_{\max} \quad (2-8)$$

$\omega_a(t)$ ani frekansı $\omega_c - \Delta\omega$ ile $\omega_c + \Delta\omega$ arasında değişir. Genel olarak modüle edilmiş dalga $S_{FM}(t)$ nin $[\omega_c - \Delta\omega$ ve $\omega_c + \Delta\omega]$ bandı dışında da frekans bileşenleri vardır.

FM işaretinin çözümlenmesi AM işaretine göre daha karışıktır. AM'de $f_1(t)$ ile modüle edilmiş dalga ve $f_2(t)$ ile modüle edilmiş dalganın toplamı $f_1(t) + f_2(t)$ ile modüle edilmiş dalgaya eşittir. Lineer bir işlemdir. FM'de ise lineer değildir. $f_1(t) + f_2(t)$ ile modüle edilmiş dalga ile, ayrı ayrı modüle edilmiş $f_1(t)$ ve $f_2(t)$ nin modüleli dalgalarının toplamına eşit değildir.

Herhangi bir $m(t)$ işareti ile modüle edilmiş FM dalgasının frekans spektrumu için ancak şu iki özel duruma ait çalışmalar yapılabilir :

a) $\omega_d m(t)$ çok küçük

b) $\omega_d m(t)$ çok büyük

$\omega_d m(t)$ nin çok küçük olması "darband FM" e karşılık gelir ki, darband FM'de FM spektrumu taşıyıcı ve iki yanbanddan oluşur. Yanbandlar taşıyıcının her iki tarafında yer alır ve biçimi AM'e benzer. AM'de taşıyıcı ile yanbandlar aynı fazdadır. Darband FM'de ise 90° faz farkı vardır. Darband FM de de AM de olduğu gibi FM dalgasının bandgenişliği $m(t)$ nin en yüksek frekansının 2 katıdır. TV+2SES MODEM tasarımında "darband FM" kullanılmadığından ayrıntılı olarak bu konu üzerinde durulmayacaktır.

Şimdi sünisoidal olarak değişen bildiri işareti için FM işaretini inceleyelim :

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (2-9)$$

$$\Delta \omega = A_m \omega_d \quad \text{dir.} \quad (2-10)$$

$$\omega_a(t) = \omega_c t + A_m \omega_d \cos \omega_m t = \omega_c t + \Delta \omega \cos \omega_m t \quad (2-11)$$

$$\theta(t) = \int \omega_a(\tau) d\tau = \omega_c t + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \sin \omega_m t + \theta_0 \quad (2-12)$$

Uygun bir zaman başlangıcı seçersek $\theta_0 = 0$ alınabilir.

$$S_{FM}(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \sin \omega_m t\right) \quad (2-13)$$

$$S_{FM}(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t\right) \quad (2-14)$$

$$\beta = \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \quad (\text{Modülasyon derinliği}) \quad (2-15)$$

β sünisoidal bildiri işaretleri için tanımlanmıştır. $\Delta \omega$ ise herhangi bir bildiri işareti için tanımlanabilen bir değişkendir. Bu nedenle genel anlatımlar $\Delta \omega$ ile ifade edilecektir.

(2-10) dan da görüldüğü gibi $m(t)$ nin büyüklüğündeki bir artma frekans sapmasında da artmalara neden olacaktır. Bu da β nın artması demektir. Daha sonra incelendiğinde görüleceği gibi $S_{FM}(t)$ nin bandgenişliği bu nedenden dolayı artacaktır. β nın bandgenişliği üzerindeki etkisini görebilmek için (2-14) denklemini açalım ve terimlerini tek tek inceleyelim. Herhangi bir β için :

$$S_{FM}(t) = A_c \left[\cos \omega_c t \cdot \cos(\beta \sin \omega_m t) - \sin \omega_c t \cdot \sin(\beta \sin \omega_m t) \right] \quad (2-16)$$

$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = 1 - \frac{(\beta \sin \omega_m t)^2}{2!} + \frac{(\beta \sin \omega_m t)^4}{4!} - \frac{(\beta \sin \omega_m t)^6}{6!} + \dots$$

$$\sin(\beta \sin \omega_m t) = \beta \sin \omega_m t - \frac{(\beta \sin \omega_m t)^3}{3!} + \frac{(\beta \sin \omega_m t)^5}{5!} - \dots$$

$\cos(\beta \sin \omega_m t)$ ve $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ ifadelerinin açılımlarından görüldüğü gibi β teriminin değeri artırıldıkça bu fonksiyonlarda daha fazla terimin gözönüne alınması gerekmektedir. Böylece yeni yanbandlar görülür. Modüle edilmiş işaretin bandgenişliği artar. β artarken yanbandların sayısı ve bandgenişliği artar. Bu nedenle bandgenişliği üzerine konacak bir kısıtlama, β yada bir kısıtlama koyar. FM'de bilgi işaretinin büyüklüğünün artması bandgenişliğinin artmasına neden olur.

$\cos(\beta \sin \omega_m t)$ ve $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ fonksiyonları $T \frac{2\pi}{\omega_m}$ ile periyodik olduklarından Fourier serisi açılımlarından yararlanarak birinci tür Bessel fonksiyonlarıyla ifade edilebilirler :

$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n \omega_m t \quad (2-17)$$

$$\sin(\beta \sin \omega_m t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin[(2n+1) \omega_m t] \quad (2-18)$$

(2-17) ve (2-18) terimlerini (2-16) da yerine koyarsak, $A_c = 1$

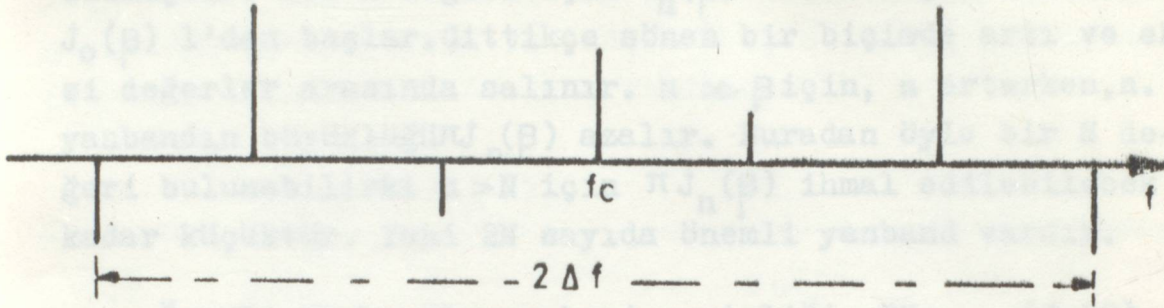
$$S_{FM}(t) = [J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n \omega_m t] \cos \omega_c t - [2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin(2n+1) \omega_m t] \sin \omega_c t$$

$$S_{FM}(t) = J_0(\beta) \cos \omega_c t + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos(\omega_c - 2n \omega_m t) + \cos(\omega_c + 2n \omega_m t)] - \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \{ \cos[\omega_c - (2n+1) \omega_m t] - \cos[\omega_c + (2n+1) \omega_m t] \}$$

$$S_{FM}(t) = J_0(\beta) \cos \omega_c t + J_1(\beta) [\cos(\omega_c + \omega_m t) - \cos(\omega_c - \omega_m t)] + J_2(\beta) [\cos(\omega_c + 2 \omega_m t) + \cos(\omega_c - 2 \omega_m t)] + J_3(\beta) [\cos(\omega_c + 3 \omega_m t) - \cos(\omega_c - 3 \omega_m t)] + \dots$$

$$J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta) \text{ olduğundan :}$$

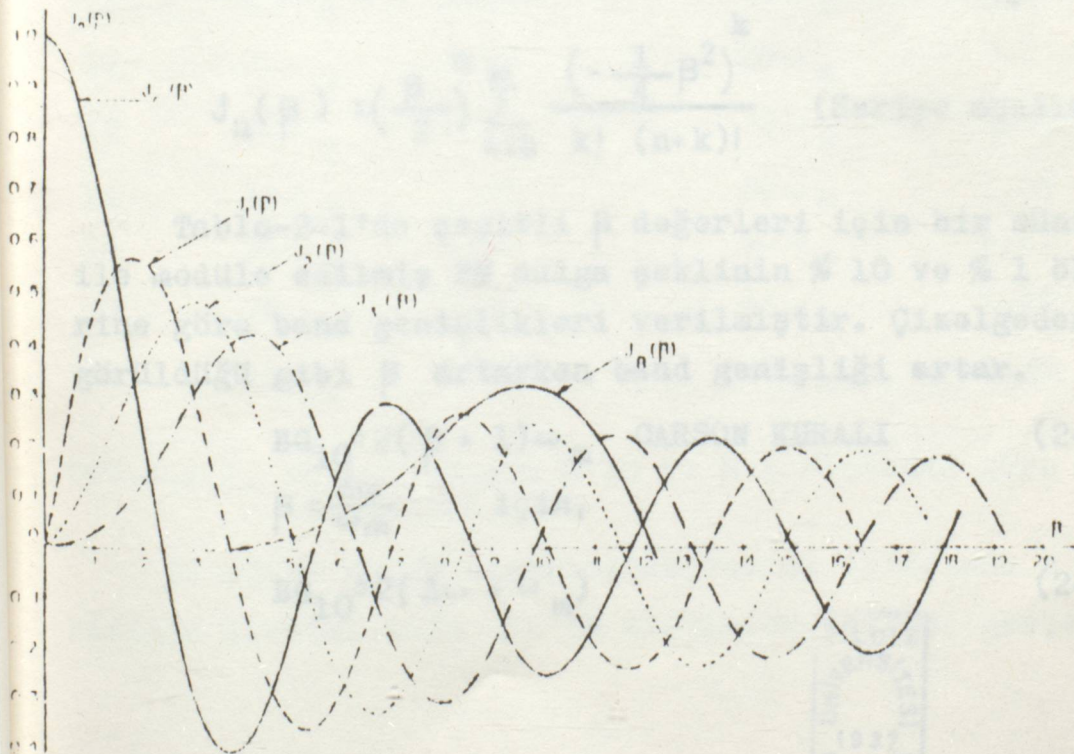
$$S_{FM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n \omega_m t) \quad (2-19)$$



Şekil-2.1 Bir sünisoidalle modüle edilmiş FM işaretinin frekans spektrumu

2.2. FM İŞARETİN BAND GENİŞLİĞİ

FM dalga biçimi sonsuz sayıda yan banddan oluşur ve band genişliği sonsuzdur. Birinci tür Bessel fonksiyonları $J_n(\beta)$ incelendiğinde yüksek frekanslardaki spektrum bileşenlerinin ihmal edilebilir oldukları görülür. Bu nedenle FM dalgasının hemen hemen tüm gücü sonlu bir band içinde bulunan spektrum bileşenlerinde toplanmıştır.



Şekil-2-2 Birinci tür Bessel fonksiyonları

Şekil-2-2'de birinci tür Bessel fonksiyonları $J_n(\beta)$ çeşitli n değerleri için β nın bir fonksiyonu olarak çizilmiştir. Her n değeri için $J_n(\beta)$ 0'dan başlar. Yalnız $J_0(\beta)$ 1'den başlar. Gittikçe sönen bir biçimde artı ve eksi değerler arasında salınır. $n \gg \beta$ için, n artarken, n . yanbandın büyüklüğü $J_n(\beta)$ azalır. Buradan öyle bir N değeri bulunabilirki $n > N$ için $J_n(\beta)$ ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Yani $2N$ sayıda önemli yanband vardır.

$$\text{Önemli yanbandların band genişliği} = 2N \omega_m \quad (2-20)$$

N değeri, β nın değerine ve önemli olarak düşündüğümüz büyüklüğe bağlıdır.

Önemli yanbandların tesbiti konusunda iki ölçüt vardır. Birinci ölçüt: Genlikleri modüle edilmemiş taşıyıcının genliğinin $[J_0(\beta)] = \pi$ en az % 1 i olan yanbandlardır. Yani $|J_n(\beta)| > 0,01$ ise yanband önemli olarak kabul edilir. Diğer ölçüte göre genlikleri modüle edilmemiş taşıyıcı genliğinin en az % 10 u, yani $|J_n(\beta)| > 0,1$ olan yanbandlar önemlidir.

% 1 ölçütü gereksizdir. % 10 ölçütü daha yaygın kullanılır. Bu ölçüt sonucu FM band genişliği sonlu kabul edilir. % 10 ölçütüne göre önemli yanband genişliği: $2N_{10} \omega_m$ dir.

$$J_n(\beta) = \left(\frac{\beta}{2}\right)^n \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(-\frac{1}{4}\beta^2\right)^k}{k! (n+k)!} \quad (\text{Seriye açılım})$$

Tablo-2-1'de çeşitli β değerleri için bir sünisoidal ile modüle edilmiş FM dalga şeklinin % 10 ve % 1 ölçütlerine göre band genişlikleri verilmiştir. Çizelgeden de görüldüğü gibi β artarken band genişliği artar.

$$BG_{10} = 2(\beta + 1) \omega_m \quad \text{CARSON KURALI} \quad (2-21)$$

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \quad \text{için,}$$

$$BG_{10} = 2(\Delta\omega + \omega_m) \quad (2-22)$$



Bandgenişliğinin frekans sapması $\Delta\omega$ ya ve modüle eden işaret frekansı ω_m ye bağımlılığı görülmektedir. Sabit ω_m için BG_{10} , $\Delta\omega$ yla lineer olarak değişir (artar). (2-21) eşitliğinden görüldüğü gibi darband FM (küçük β için) de ω_m , genişband FM- (büyük β için) de ise $\Delta\omega$ daha etkilidir.

β	BG_{10}	$BG_{10} / 2\Delta\omega$	BG_1	$BG_1 / 2\Delta\omega$
0,2	$2\omega_m$	5	$2\omega_m$	5
0,5	$2\omega_m$	2	$4\omega_m$	4
1	$4\omega_m$	2	$6\omega_m$	3
2	$6\omega_m$	1,5	$8\omega_m$	2
3	$8\omega_m$	1,33	$12\omega_m$	2
4	$10\omega_m$	1,25	$14\omega_m$	1,75
5	$12\omega_m$	1,2	$16\omega_m$	1,6
6	$14\omega_m$	1,17	$18\omega_m$	1,5
7	$16\omega_m$	1,14	$20\omega_m$	1,43
8	$18\omega_m$	1,125	$22\omega_m$	1,38
9	$20\omega_m$	1,11	$26\omega_m$	1,44
10	$22\omega_m$	1,10	$28\omega_m$	1,4
12	$26\omega_m$	1,08	$32\omega_m$	1,33
14	$30\omega_m$	1,07	$36\omega_m$	1,29
16	$34\omega_m$	1,06	$40\omega_m$	1,25
18	$38\omega_m$	1,06	$44\omega_m$	1,22
20	$42\omega_m$	1,05	$48\omega_m$	1,20

Tablo-2.1. FM işaretinin % 10 ve % 1 ölçütüne göre bandgenişlikleri

TV + 2SES MODEM tasarımımda, verici tarafında 2 ses işaretinin iletimi için iki FM modülatör devresi gerçekleştiril-

miştir. FM modülasyonu ile iletimi yapılan ses işaretlerimiz 10Hz'den 15kHz'e kadar olan bandı kapsamaktadır. Ses işaretinin en yüksek frekansı olan 15kHz f_m frekansıdır. Şimdi ses işareti gibi herhangi bir işareti (frekansı OHz ile f_m arasında değişen) ile modüle edilmiş FM işaretinin band genişliğini inceleyelim :

Herhangi bir bilgi işareti için modülasyon derinliği tanımlanmamıştır. $BG_{10} = 2(\Delta\omega + \omega_m)$ incelendiğinde, sabit $\Delta\omega$ için modüle eden işaretin frekansı (ω_m) azaldığında daha küçük band genişliği gerekir. f_m frekansıyla sınırlı bir mesaj işareti için, işaretin f_m frekansına yakın bileşenleri FM işaretinin band genişliğinin artmasına neden olur. $f_m = 10$ Hz'e yakın bileşenler için band genişliği çok az olacaktır. Bu nedenle $\cos \omega_m t$ ile modüle edilmiş FM dalgasının band genişliği, herhangi bir bildiri işaretinin modüle ettiği FM dalgasının band genişliğinden fazladır. Dolayısıyla bu durum herhangi bir bildiri işareti ile modüle edilmiş bir FM dalgasının band genişliğine sınır koyar. Pratikte bu sorun, bildiri işaretinin en büyük frekans bileşeninin " f_m " olarak alınmasıyla çözülür. Bu şekilde elde edilen band genişliği, gerçek band genişliğinden daha büyüktür.

$\Delta\omega$ seçimi için "Uluslararası İletişim Komisyonu (Federal Communication Commission)" tarafından bazı sınırlamalar getirilmiştir. İletim için FM modülasyon tipini kullanacak kurum ve kuruluşlar bu sınırlamalara uymak zorundadırlar. Buna göre FM yayın istasyonları için $\Delta\omega = 2\pi 75.10^3$ rad/sn olarak belirtilmiştir.

2.3. FM MODÜLELİ İŞARETLERDE GÜÇ

Herhangi bir $m(t)$ ile modüle edilmiş FM işaretinin güç spektrum yoğunluğu ve gücü tam olarak belirlenemez. Çünkü böyle bir işaretin ,

$$S_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$$

frekans spektrumunu belirlemeyiz. Genliğin sabit, $\omega_c \gg \Delta\omega$ ve $m(t)$ 'nin en yüksek frekans bileşeni $f_m \ll f_c$ olması durumunda, pratikte $S_{FM}(t)$ tek bir sünisoidal olarak ele alınır. $S_{FM}(t)$ 'nin bir periyodunda ani frekans sabit kabul edilebilir. Bu durumda FM işaretinin gücü $\frac{A^2}{2}$ olur.

Şimdi,

$S_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$ nin gücünü hesaplıyalım :

$$S_{FM}(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t$$

$A_c = 1$ alınırsa:

$$\begin{aligned} S_{FM}^2(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) j_m(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \cdot \cos(\omega_c + m\omega_m)t \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) j_m(\beta) \left[\cos(n-m)\omega_m t + \right. \\ &\quad \left. \cos(2\omega_c + (n+m)\omega_m)t \right] \end{aligned}$$

$S_{FM}(t)$ nin ortalama gücü $S_{FM}^2(t)$ nin zaman ortalamasıdır.

$$\begin{aligned} \overline{S_{FM}^2(t)} &= \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) j_m(\beta) \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cos(n-m)\omega_m t \cdot dt + \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(2\frac{\omega_c}{\omega_m} + (n+m)\right)\omega_m t \cdot dt \right] \end{aligned}$$

$$P = \overline{S_{FM}^2(t)} = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n^2(\beta) \quad (2-23)$$

Bessel fonksiyonlarında : $\sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n^2(\beta) = 1$ dir.

Bu durumda $P = \frac{1}{2}$ bulunur. (2-24)

2. $\frac{\omega_c}{\omega_m}$ oranı tamsayı ise ,

$$P = \overline{S_{FM}^2(t)} = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n^2(\beta) + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) j_{-n-2\frac{\omega_c}{\omega_m}}(\beta) \quad (2-25)$$

$$P = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} (-1)^{2\frac{\omega_c}{\omega_m}} \cdot j_{2\frac{\omega_c}{\omega_m}}^2(2\beta) \quad \text{bulunur.} \quad (2-26)$$

Herhangi bir $m(t)$ bildiri işareti ile modüle edilmiş FM dalgasının ortalama gücü tam olarak $\frac{1}{2}$ ye eşit olmadığı görülmektedir. Ancak FM modüleli işaretin ortalama gücü yaklaşık olarak $A_c^2 \cdot \frac{1}{2}$ alınabilir.

2.4. FM İŞARETİNİN ÜRETİMİ

FM modüleli işaretin üretim yöntemleri :

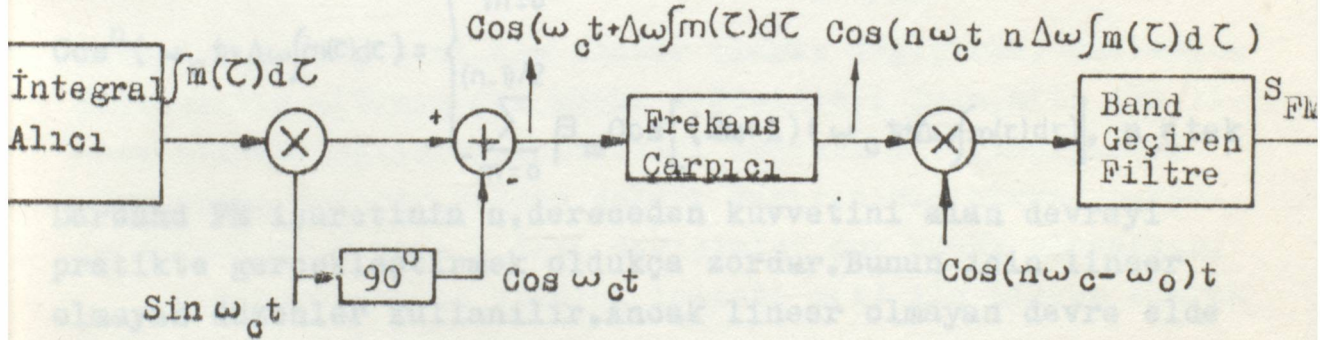
1° Direkt FM

2° Endirekt FM

diye 2ye ayrılır. TV + 2SES MODEM tasarımında direkt yöntem kullanıldığı için endirekt yöntem kısaca anlatılacaktır.

2.4.1. ENDİREKT FM

Burada amaç önce darband FM üretip, daha sonra frekans çarpması ile istenilen band genişliğindeki FM işaretinin üretilmesidir. Bu yöntemin blok diğramı Şekil-2.4 de verilmiştir.

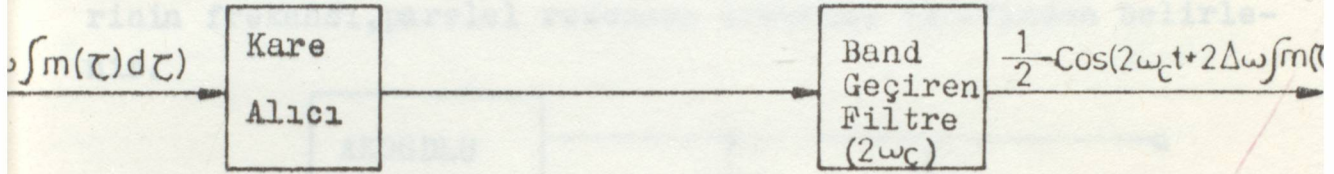


Şekil-2.4 Endirekt yöntemle FM elde edilmesi

(2-7) eşitliğinin $S_{FM}(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_c t + \omega_d \int_0^t m(\tau) d\tau)$ olduğunu Şekil-2.4 de önce, bilinen yöntemle darband FM işareti üretilmiştir. Daha sonra frekans çarpma yöntemiyle darband FM istenilen seviyedeki genişband FM'e dönüştürülmüştür. Uygun büyüklükteki n seçilerek istenen frekans sapması elde edilir. Bu arada taşıyıcı frekansıda $n \cdot \omega_c$ şeklinde artar. Eğer

bu taşıyıcı frekansı daha önceden belirlenen taşıyıcı frekansına eşit değilse, elde edilen FM işareti $\cos(n\omega_c - \omega_0)t$ ile çarpılarak ($n\omega_c$: elde edilen taşıyıcı frekansı, ω_0 : istenen taşıyıcı frekansı) istenilen frekansa ötelenmiş olur.

Burada kullanılan frekans çarpıcı, aslında bir kare alıcı ile bunun çıkışındaki bandgeçiren filtreden oluşmuştur. Kare alıcının girişine $\cos(\omega_c t + \Delta\omega \int m(\tau) d\tau)$ uygulandığında,



Bu anadüşünce altında istenen frekansları elde edebileceğimiz n çarpıcıları yapabiliriz.

Trigonometrik olarak $\cos^n(\omega_c t + \Delta\omega \int m(\tau) d\tau)$ şu şekilde açılabilir :

$$\cos^n(\omega_c t + \Delta\omega \int m(\tau) d\tau) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{n/2} \alpha_m \cos(2m\omega_c t + 2m\Delta\omega \int m(\tau) d\tau), & n = \text{çift} \\ \sum_{m=0}^{(n-1)/2} \beta_m \cos[(2m+1)(\omega_c t + \Delta\omega \int m(\tau) d\tau)], & n = \text{tek} \end{cases}$$

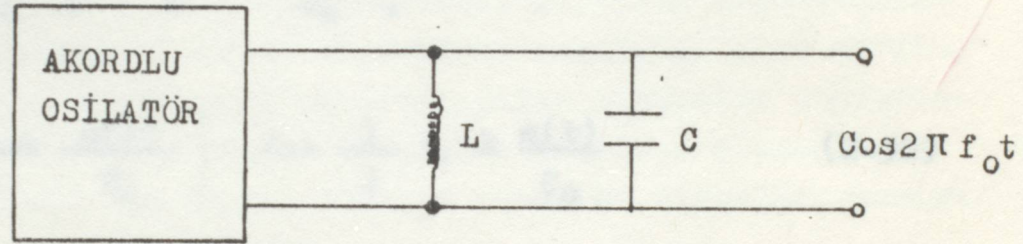
Darband FM işaretinin n . dereceden kuvvetini alan devreyi pratikte gerçekleştirmek oldukça zordur. Bunun için lineer olmayan düzenler kullanılır. Ancak lineer olmayan devre elde etmek kolay değildir. Bu nedenle istenilen frekansa birkaç çarpımdan sonra gidilmesi en elverişli yoldur.

2.4.2. DİREKT FM

Bu yöntemde taşıyıcı frekansı doğrudan modüle eden işarete bağlı olarak değişir. TV + 2SES MODEM tasarımında direkt FM yöntemi kullanılmıştır.

Direkt yolla FM elde edilmesinde birçok yol vardır. TV+2SES MODEM de ses işaretlerinin modüle edilmesinde gerilim kontrollü osilatör VCO (Voltage controlled oscilatör) kullanılmıştır.

VCO nun çıkış frekansı ile uygulanan giriş gerilimi arasında lineer bir bağıntı vardır. $f_c > 1\text{GHz}$ ise, böyle bir karakteriktik klistron tüpleriyle elde edilebilir. Daha düşük taşıyıcı frekanslarında, modüle eden işareti klistron tüpü ile gerçekleştirilmiş sabit frekanslı bir osilatör ile karıştırarak istenen taşıyıcı frekansları elde edilebilir. Düşük taşıyıcı frekanslarında LC paralel rezonans devresinin bir parçası olarak "değişken reaktanslı" bir elemanla bir akordlu osilatör devresi modüle edilebilir. Bu tür osilatör devrelerinin frekansı, paralel rezonans frekansı tarafından belirlenir.



Şekil-2.5 Akordlu osilatör devresi ile gerçekleştirilen FM modülatör

$$\text{Osilatörün osilasyon frekansı : } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

L veya C değeri $m(t)$ ile lineer olarak değişirse, osilasyon frekansının $m(t)$ 'nin çok küçük değişimleri için, $m(t)$ ile lineer olarak değişecektir. Bildiri işareti $m(t)$, taşıyıcıya göre yavaş değişir. Bundan dolayı taşıyıcının birkaç periyodu süresince C veya L'deki değişimler çok küçük olacaktır.

C kapasitesinin bildiri işareti $m(t)$ ile lineer olarak değiştiği kabul edilirse :

$$C(t) = C_0 + \Delta C = C_0 - km(t) = C_0 \left[1 - \frac{k m(t)}{C_0} \right] \quad (2-27)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} \left[1 - \frac{k m(t)}{C_0} \right]^{-1/2} \quad (2-28)$$

$$(1+x)^n = 1 + nx + \frac{n(n-1)}{2!} x^2 + \dots \quad |nx| \ll 1 \text{ ise}$$

$$\left| \frac{1}{2} \frac{k m(t)}{C_0} \right| \ll 1 \text{ ise } f_a \text{ şu şekilde yazılabilir:}$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_0}} \left[1 - \left(\frac{-1}{2}\right) \frac{k m(t)}{C_0} + \left(\frac{-1}{2}\right)\left(\frac{-3}{2}\right) \frac{1}{2!} \left[\frac{k m(t)}{C_0} \right]^2 + \dots \right]$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_0}} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{k m(t)}{C_0} + \frac{3}{8} \left(\frac{k m(t)}{C_0} \right)^2 + \dots \right]$$

$$\left| \frac{1}{2} \frac{k m(t)}{C_0} \right| \ll 1 \quad \text{olduğu göz önüne alınırsa,}$$

$$f_a \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_0}} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{k m(t)}{C_0} \right] \quad \text{olur.} \quad (2-29)$$

$$f_a \approx f_0 \left[1 + \frac{1}{2} \frac{k m(t)}{C_0} \right] = f_0 + \frac{1}{2} f_0 \cdot \frac{k m(t)}{C_0} \quad (2-30)$$

Burada $\frac{3}{8} \left[\frac{k m(t)}{C_0} \right]^2$ nin $\ll \frac{1}{2} \frac{k m(t)}{C_0}$ olması gerektiği

açıktır. Bu terimler arasındaki oran ne olmalıdır ? Burada şu ölçütü almak mümkündür :

$$\frac{\frac{3}{8} \left[\frac{k m(t)}{C_0} \right]}{\frac{1}{2} \frac{k m(t)}{C_0}} < 0,01 \quad (\% 1 \text{ ölçütü})$$

$$\frac{k m(t)}{C_0} < 0,013 \quad \text{olması gerekir.}$$

Sonuç olarak, ani frekans f_a nın bildiri işareti $m(t)$ ile lineer olarak değişmesi için, kapasitedeki değişmelerin modülasyon olmadan önceki C_0 değerinin % 1,3 ünden büyük olmaması gerekir.

Burada $\Delta f = \frac{1}{2} f_0 \frac{k m(t)}{C_0}$ frekans sapmasıdır. Bu for-

müldende izlenebileceği gibi, ani frekans direkt değiştirilerek büyük frekans sapmaları sağlanabilir. Doğrudan FM elde edilmesi frekans çarpmasını gerektirmediği için dolay-

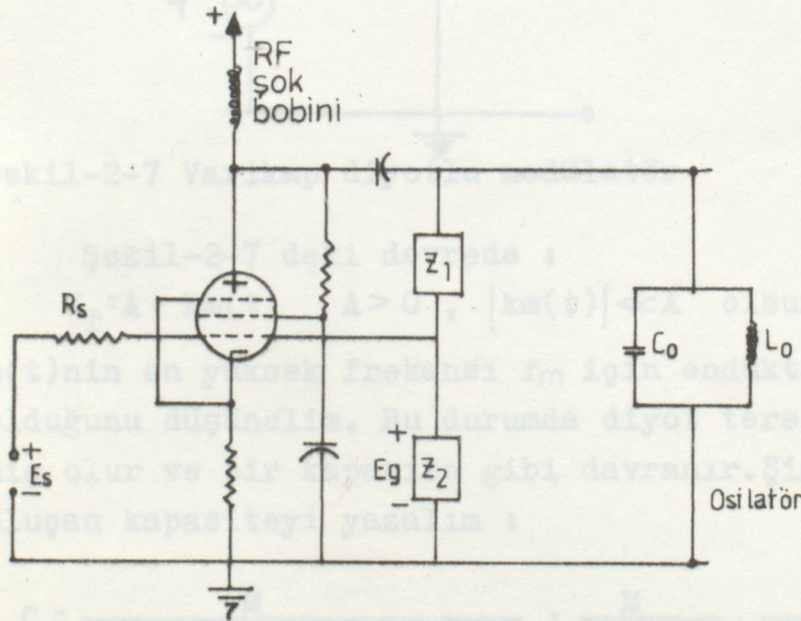
lı FM elde edilmesine göre daha elverişlidir.

Devrede kapasite yerine bobinin değeri $m(t)$ işareti ile doğrusal olarak değiştirilirse :

Ani frekans $f_a = f_0 \left[1 + \frac{1}{2} k \frac{m(t)}{L_0} \right]$ şeklinde değişir.

Pratikte kapasitenin veya bobinin değerini bildiri işareti $m(t)$ ile lineer olarak değişimlerinin elde edildiği çeşitli yöntemler vardır.

İlk kullanılan direkt FM modülatörlerinde "reaktans tüpleri" kullanılmıştır. Bu tüplerin özelliği, çıkış empedansının kapasitif bileşeninin tübün ızgarasına uygulanan $m(t)$ gerilimi ile orantılı olarak değişmesidir. Diğer modülatör tiplerinde Miller olayı kapasitesinden, doymalı reaktans elemanlarından ve kapasitesi gerilimle değişen varaktör diyotlarından (reaktanslarından) yararlanılır.



Şekil-2-6 Reaktans tüplü direkt FM modülatör

Şimdi değişken reaktans ile FM modülasyonunda en yaygın olarak kullanılan metodu inceleyelim :

VARİKAP DİYOTLU MODÜLATÖR :

Ters yönde kutuplanmış diyot, bir kapasite gibi davranır. Bu nedenle değişken reaktans elde etmede bu şekilde kutuplan-

mış diyotlar kullanılır. Ters yönde kutuplanmış diyodun kapasitesi, uçlarına uygulanan gerilimin fonksiyonudur. Ters yönde kutuplanmış diyoda bildiri işareti $m(t)$ uygulandığında eklem kapasitesi istenilen şekilde değiştirilebilir. Ters yönde kutuplanmış diyodun kapasitesi :

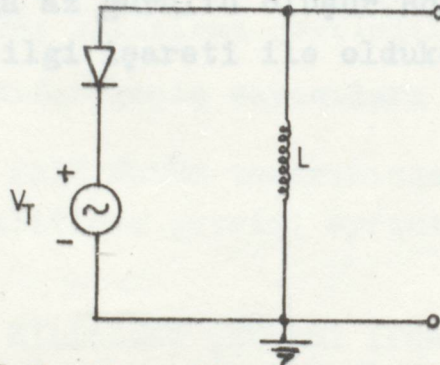
$$C = \frac{M}{(V_R + V_T)^m} \quad (2-31)$$

V_R : Diyodun eşik gerilimi (Si için: 0,6~0,7V, Ge için: 0,2~0,3)

V_T : Ters kutuplama gerilimi

m : $\frac{1}{3} \sim 4$ (Diyodun fiziksel yapısına bağlı parametre)

M : Diyodun fiziksel yapısına bağlı parametre



Şekil-2-7 Varikap diyotlu modülatör

Şekil-2-7 deki devrede :

$$V_T = A + km(t) \quad A > 0, \quad |km(t)| \ll A \quad \text{olsun} \quad (2-32)$$

$m(t)$ 'nin en yüksek frekansı f_m için endüktansın kısa devre olduğunu düşünelim. Bu durumda diyot ters yönde kutuplanmış olur ve bir kapasite gibi davranır. Şimdi bu durumda oluşan kapasiteyi yazalım :

$$C = \frac{M}{[(V_R + A + km(t))]^m} = \frac{M}{(V_R + A)^m} \cdot \frac{1}{\left[1 + \frac{km(t)}{V_R + A}\right]^m}$$

$$C = \frac{C_0}{\left[1 + \frac{km(t)}{V_R + A}\right]^m}, \quad C_0 = \frac{M}{(V_R + A)^m}$$

Devrenin ani frekansı :

$$\omega_a(t) = \frac{1}{\sqrt{L C_0}} \left[1 + \frac{k m(t)}{V_R + A} \right]^{m/2}$$

$$(1+x)^n \approx 1+nx \quad |x| \ll 1$$

$$\omega_a(t) = \frac{1}{\sqrt{L C_0}} \left[1 + \frac{m \cdot k \cdot m(t)}{2(V_R + A)} \right] = \omega_0 + \frac{\omega_0 m \cdot k}{2(V_R + A)} m(t) \quad (2-33)$$

Ani frekansın incelenmesinde devrede üretilen sünisoidal işaretin ani frekansı, $m(t)$ ile doğrusal olarak değişir. Üretilen işaretse FM modüleli işarettir. Bu yöntemle FM modülasyonunda daha az gürültü oluşur. Bozulma daha azdır ve frekans sapması bilgi işareti ile oldukça orantılıdır.

BÖLÜM : 3

FM DEMODÜLASYON

FM modüleli işaretin demodülasyonunda 3 temel yöntem vardır :

- 1° Frekans diskriminasyonu
- 2° Faz kilitleme çevrimi(Phase Locked Loop)
- 3° Sıfır geçiş sayıcıları

TV + 2SES MODEM tasarımımda PLL kullanıldığı için burada faz kilitleme çevrimi ayrıntılı olarak incelenecektir.

3.1. FAZ KİLİTLEME ÇEVİRİMİ (PHASE LOCKED LOOP)

Faz kilitleme çevrimi, seçilmiş bir giriş sinyaliyle senkronize olabilen bir frekans seçici geribesleme sistemidir. Ayrıca birleşmiş olduğu bu sinyalin frekans değişimini izler. PLL in ilk ortaya çıkışı 1930 lu yıllardır. O zamandan beri birçok iletişim, telemetry ve bilgi-senkronizasyon uygulamalarında kullanıldı.

Monolitik tümdevre teknolojisine gelinceye kadar, PLL sistemleri çok pahalı ve komplekti. Bu nedenle kullanım alanları çok kısıtlı kaldı. Tranzistörün bulunmasından sonra bile hayli karmaşık bir yapıyı gerektiriyordu. Bu sistemlerin geniş bir şekilde kullanılmaya başlanması ancak 1970 li yıllarda monolitik tüm devrelerin ortaya çıkmasından sonra yaygınlaşmıştır. Bugün PLL'ler çok geniş olarak frekans sentezleyicilerinde, radyo iletişim cihazlarında ve yüksek gürültü bastırma yeteneklerinden dolayı, çok düşük genlikli sinyalle-

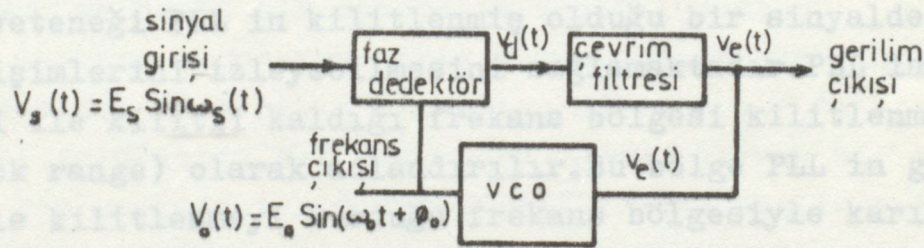
rin izlenmesi "tracking" (uydu yayınları v.b), ton decoder PLL devreleri gibi uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılır.

3.1.1. PLL (FAZ KİLİTLEME ÇEVİRİMİ) İN ÇALIŞMA PRENSİBİ

Her ne kadar PLL lineer olmayan sistemse, belirli bir çalışma noktası için lineer bir sistem olarak modellenenbilir. Lineer PLL çevrimi temelde üç ana birimden oluşur :

- 1° Faz dedektörü
- 2° Çevrim filtreki
- 3° Gerilim kontrollü osilatör (VCO)

Şekil-3-1 de görüldüğü gibi bu üç birim birbirine bir geribesleme sistemi ile birleşmiştir.



Şekil-3-1 PLL sisteminin blok diagramı

Faz dedektörü periyodik giriş sinyali ve VCO'nun çıkış işaretinin fazlarını karşılaştırarak bir $V_d(t)$ hata gerilimi üretir. Bu gerilim çevrim filtresinde süzülerek VCO'nun osilasyon frekansını kontrol edecek şekilde VCO'nun kontrol girişine uygulanır.

Girişe bir sinyal uygulanmıyorsa, filtre edilen hata voltajı $V_e(t)$ sıfırdır. Bu durum PLL'in serbest çalışması olarak bilinir. Bu durumda VCO serbest salınım frekansında

çalışmaktadır. ω_0 'a serbest çalışma frekansı denir. Eğer PLL girişine ω_s frekanslı bir sinyal uygulanırsa ve ω_0, ω_{se} yeterince yakınsa geribeslemenin tabii sonucu olarak bir hata gerilimi oluşur. Bu hata gerilimi de VCO'yu serbest çalışmaya zorlar. Bu durum gerçekleştiğinde PLL giriş sinyaline kilitlenmiştir. (Locked-on)

PLL giriş sinyaline kilitlendiğinde, VCO'nun frekansı giriş sinyal frekansı f_s ile belirlenmektedir. VCO sinyali ile giriş sinyali arasında ϕ_0 kadar faz farkı vardır. Bu faz farkı VCO'nun frekansını f_0 'dan f_s 'e kaydıran $V_e(t)$ doğrultucu hata geriliminin üretilmesi için gereklidir. Kilitlenme bu şekilde oluşur. Eğer giriş sinyali frekansı yavaş bir şekilde değişiyorsa PLL filtrelenen $V_e(t)$ hata gerilimini kendiliğinden uygun bir şekilde değiştirmekte ve ek faz hataları oluşturarak giriş sinyalini izleyebilmektedir. Kilitlenme olayının sürmesi için gerekli olan $V_e(t)$, gelen sinyalin frekans kaymasıyla orantılıdır. Sistemin bu kendi kendini düzeltme yeteneği PLL in kilitlenmiş olduğu bir sinyaldeki frekans değişimlerini izleyebilmesini sağlamaktadır. PLL in giriş sinyali ile kilitli kaldığı frekans bölgesi kilitlenme bölgesi (lock range) olarak adlandırılır. Bu bölge PLL in giriş sinyaliyle kilitlenmeyi kurduğu frekans bölgesiyle karıştırılmamalıdır. Bu ikinci bölge yakalama bölgesi (capture range veya acquisition range) olarak bilinir. Pratikte yakalama bölgesi daima kilitlenme bölgesinden daha küçüktür. İki bölge arasındaki fark çevrim filtresinin karakteristiği ile ilgilidir.

VCO'nun frekans çıkışı PLL sisteminin çıkışı olarak adlandırılır. Bu durumda filtrelenmiş $V_e(t)$ hata gerilimi bit çıkışı gibi düşünülebilir. PLL çıkışı ferilim olarak alınırsa frekans diskriminatörü olarak kullanılır. Eğer frekans çıkışı ise sinyal şartlama, frekans sentezleyici v.b. gibi uygulamalarda kullanılır. Önce gerilim çıkışını ele alalım: PLL bir giriş sinyaline kilitlenmişse, $V_e(t)$ hata gerilimi giriş sinyal frekansı f_s ve VCO'nun serbest çalışma frekansı f_0 arasındaki farkla orantılıdır. $V_e(t)$ kilitlenmenin sürmesi için VCO frekansını f_0 dan f_s e değiştiren gerilimdir. Eğer giriş frekansı FM sinyallerindeki gibi değişiyorsa hata ge-

rilimi de giriş frekansı değişimleri ile orantılı olarak değişecektir. Buradan gerilim çıkışının bir frekans diskriminatörü olarak çalıştığı ve giriş frekans değişimlerini gerilim değişimlerine dönüştürdüğü söylenebilir. Eğer PLL çıkışı frekans çıkışı olarak alınırsa :

PLL bir giriş sinyaline kilitlenmişse, VCO girişle tamamen aynı frekanslı periyodik bir sinyal üretmektedir. Frekans aynıdır, fakat sonlu bir faz farkı θ_0 PLL i kilitli tutmak için gerekli $V_e(t)$ hata gerilimini üretmek için gereklidir. Eğer giriş sinyali birçok (gürültü vb.) frekans bileşeninden oluşuyorsa, PLL girişteki bir kısım frekans bileşenlerine kilitlenebilir.

3.1.2. PLL DE YAKALAMA İŞLEMİ

PLL de yakalama işlemi en önemli karakteristiklerinden biridir. Yakalama olayı analiz açısından oldukça karmaşık bir olaydır ve basit bir matematik analizi yoktur.

Çevrime uygulanan giriş sinyalinin frekansının yani f_s frekansının f_0 a yakın fakat tam anlamıyla f_0 'a eşit olmadığını farzedelim. Faz dedektörü normal olarak bir çarpıcı veya bir karıştırıcı devresi gibi düşünülebilir. Böylelikle, faz dedektör çıkış frekansı bir toplam frekans ve birde fark frekansı olmak üzere iki bileşenden meydana gelir.

$$f_T = f_0 + f_s \quad (3-1)$$

$$\Delta f = |f_0 - f_s| \quad (3-2)$$

Normal olarak alçak geçiren çevrim filtresinin band genişliği yeteri kadar dardır, yani toplam bileşeni tamamen bastırılmış olur. Eğer f_s frekansı, f_0 frekansına yeteri kadar yakın ise, fark frekansı oldukça küçüktür ve alçak geçiren çevrim filtresinin geçirme bandı içine düşer. Fark frekansı, bir sünisoidal darbe işareti olarak çevrim filtresinin çıkışı olarak görünür. Bu durum Şekil-3-2 nin sol tarafında görünmektedir ki, burada $f_0 > f_s$ olduğu kabul edilmiştir.

Şimdi çevrimin alçak geçiren çevrim filtresi çıkışının VCO kontrol ucuna bağlanarak kapandığını farzedelim. Bu VCO frekansının fark frekansı tarafından modüle edilmesine neden olur. Bu olay meydana gelirken, vurum işareti frekansı Δf , zamanın bir fonksiyonu durumuna gelir. VCO frekansı zamanla değiştiğinden, işaret frekansına sıra ile yakınlaşacaktır veya uzaklaşacaktır. Filtrelenmiş hata gerilimi VCO frekansı ve giriş sinyali arasındaki frekans farkı nedeniyle olduğundan, frekans bakımından pozitif ve negatif alternanslarda azalır veya artar. Bu yüzden bu şartlar altında sünisoidal vuruş asimetrik olur ve Şekil-3-2 de gösterildiği gibi seri tepelerin toplamı gibi görünür. VCO'yu modüle eden vurum işaretinin, giriş sinyaline yakın olan kısmı daha yuvarlak, giriş sinyaline uzak olan kısmı daha sivri olarak görünür. Bu asimetrinin nedeni şudur :

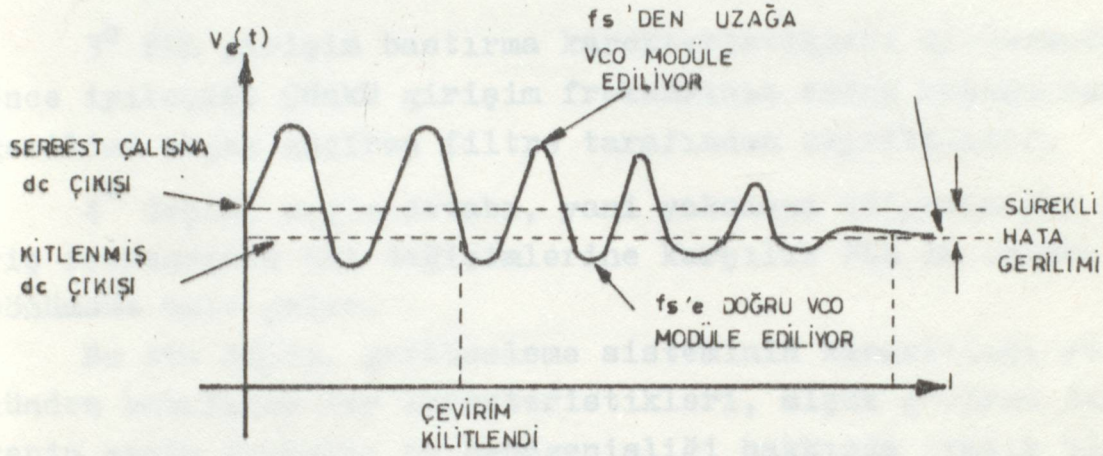
Vurum işareti VCO frekansını giriş sinyaline doğru iten bir sonlu dc gerilimini içerir. VCO f_s frekansına doğru sürüklendiğinden, vurum işareti frekansı hızla azalır, asimetrik durum artar ve geçici durum hızla kararlı durumdaki bir dc değerine dönüşür. Bu dc değer ise VCO frekansının f_s frekansına eşit olduğu kilitlenme durumuna karşılık düşer. Sistem bir kere kilitlendimi Δf fark frekansı sıfıra eşit olur ve sadece bir dc gerilimi çevrim filtresinin çıkışında kalır. Bu dc gerilim VCO çıkışı ve giriş sinyali arasındaki θ_0 faz farkı dolayısıyla oluşur. Çevrim filtresinin, dc şartlarında birim kazançta sahip olduğunu ve faz dedektörünün K_p (V/rad) ile belirlenen bir dönüştürme kazancının olduğunu düşünürsek, bu kararlı haldeki hata gerilimi :

$$V_e = V_e(t) \Big|_{\substack{\text{kararlı} \\ \text{durum}}} = -K_p \cdot \theta_0 \quad (3-3)$$

ifadesi ile verilebilir. (3-3) eşitliğindeki negatif işaret, Şekil-3-2 de de kabul ettiğimiz gibi $f_0 > f_s$ şartından dolayı, VCO'nun ucuna f_0 'ı f_s 'e ötelemek için negatif gerilim üretilmesi zorunluluğundan ileri gelmiştir.

Kilitlenmenin sağlanması için gerekli olan toplam süre

PLL'in çekme zamanı(Ξ pull in time) olarak adlandırılır. Bu süre, tüm çevrim kazancı ve çevrim filtre karakteristiklerinde olduğu gibi iki sinyal arasındaki frekans farkı ve başlangıç fazına bağlıdır. Bu kesin koşullar altında, bu süreye vurum işareti periyodundan daha kısa süre olabilir.



Şekil-3-2 Yakalama sırasındaki geçici hata gerilimi

Çevrim filtresinin asıl amacı, istenmeyen sinyal bileşenlerini filtrelemektir. Bu istenmeyen sinyaller, VCO serbest çalışma frekansından çıkarılan sinyal bileşenleridir. Bu nedenle, bu durum PLL'in girişimi bastırma(Ξ interference rejection) karakteristiğini iyileştirir. Diğer bir deyişle PLL bu sinyallerin sadece VCO'nun serbest çalışma frekansına yakın olanlarını tutabilecektir. Yani Δf fark frekansı yaklaşık olarak çevrim filtresinin band genişliğinin içerisine düşecektir.

Alçak geçiren çevrim filtresinin ikinci ve en önemli özelliği şudur : Alçak geçiren filtre PLL için kısa süreli bir bellek özelliği sağlar. Örneğin, sistem kitli durumda iken bir gürültü etkisiyle veya geçici bir durum nedeniyle kitlenmesi bozulursa, bu hemen çıkışa aksetmez ve o süre içinde tekrar düzelse, çıkış hiç değişmez.

Alçak geçiren çevrim filtresi PLL içinde hata gerilimi V_e nin yüksek frekans bileşenlerini zayıflattığı için, sis-

temin geçici cevap karakteristikleri ve yakalama üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Filtre band genişliğinin azaltılması sistem performansı üzerinde etkileri şunlardır :

1° Yakalama işlemi daha yavaş hale gelir ve çekme zamanı artar.

2° Yakalama bölgesi azalır.

3° PLL girişim bastırma karakteristikleri kitlenmeden önce iyileşir. Çünkü girişim frekansının sebep olduğu hata gerilimi alçak geçiren filtre tarafından zayıflatılır.

4° Geçici rejim cevabı, yani yakalama bölgesindeki giriş frekansının ani değişimlerine karşılık PLL in cevabı sönümsüz hale gelir.

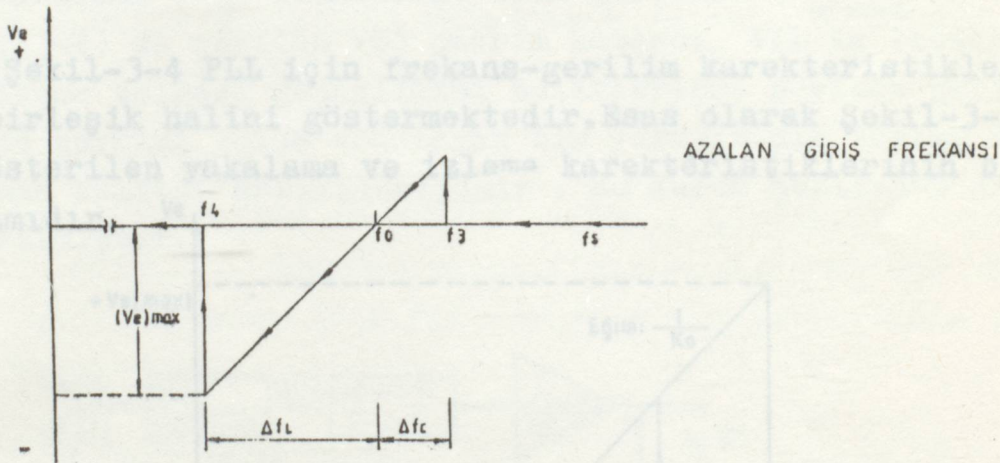
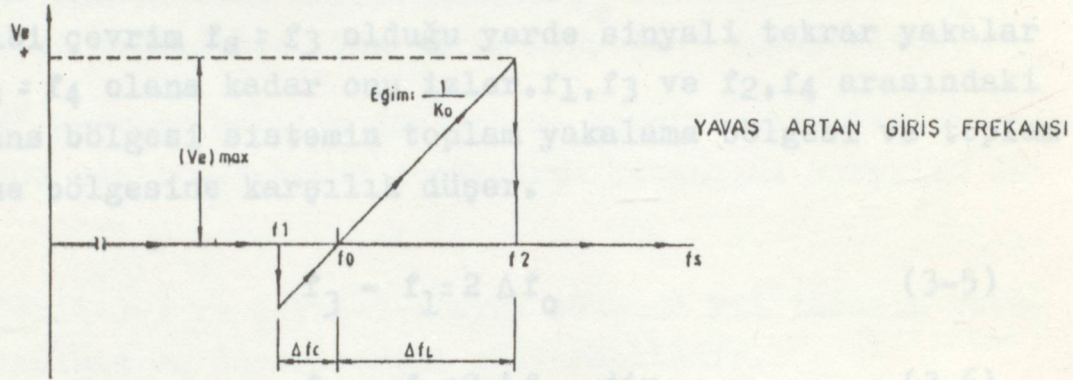
Bu son nokta, geribesleme sisteminin kararlılığı yönünden bakılınca faz karakteristikleri, alçak geçiren filtrenin kesim frekansı ve bandgenişliği hakkında pratik bir sınırlama getirir.

3.1.3. PLL İN İZLEME KAREKTERİSTİKLERİ

PLL giriş sinyaline kilitlenmeden önce, VCO ve giriş sinyali arasındaki faz hatası ϕ_0 tarafından üretilen ve faz dedektörü tarafından V_e hata gerilimine çevrilen giriş sinyalinin küçük frekans değişimlerini izleyebilir. PLL bir işareti izlerken, V_e işaretin VCO'nun serbest çalışma frekansından farkının bir ölçüsüdür. Diğer bir deyişle, PLL giriş sinyalini izlerken çevrimin gerilim çıkışı bir frekanstan gerilime dönüştürücü gibi işlem görür. PLL in izleme bölgesi dahil olarak üretilen V_e hata geriliminin düzeltme özelliğine bağlı olarak belirlenir. Çevrim içinde herhangi bir yükseltme veya bir kazanç katı olmadığını varsayarak hata geriliminin maksimum $(V_e)_{max}$, K_D faz dedektör kazancına bağlıdır. Normal olarak $(V_e)_{max}$ ϕ_0 faz farkının limit değerini aldığı anda elde edilebilir (Örneğin: Çarpıcı tipte, $\pm\pi/2$). PLL in izleyebilme aralığı aşağıdaki formülle belirlenir.

$$\pm \Delta f_L = \pm (V_e)_{max} K_D \quad (3-4)$$

Burada K_0 (Hz/V) VCO nun frekans-gerilim çevirme kazancıdır. Şekil-3-3 PLL in frekans-gerilim dönüşüm karakteristiklerini gösterir. Giriş sinyali PLL yakalama bölgesinde alçak frekanslardan, PLL kilitleme bölgesi üzerindeki yüksek frekanslara doğru belli bir frekans bölgesi içinde tarama yapan bir sinüs dalgası olarak kabul edilir.



Şekil-3-3 PLL frekans-gerilim transfer karakteristlikleri

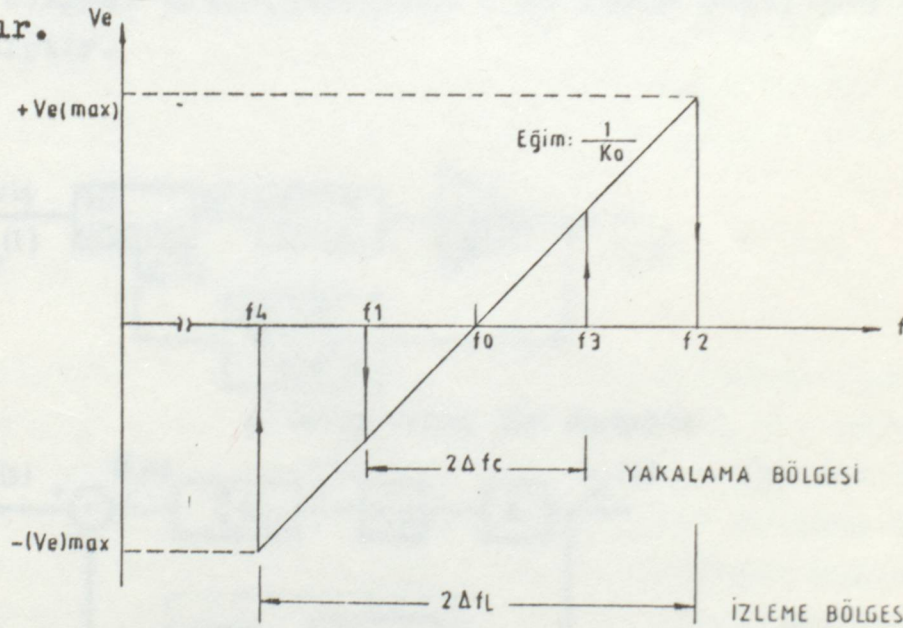
Düsey eksen V_e dir. VCO nun artan kontrol gerilimlerine karşılık frekansında arttığı bölgelerde lineer kontrol karakteristliklerine sahip olduğu düşünülür. Şekil-3-3-a yı referans alarak PLL in transfer karakteristlikleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir. PLL nin frekansı f_1 frekansına (yakalama bölgesinin düşen kenarına karşı gelen frekans) ulaşınca kadar giriş sinyaline cevap vermez. Daha sonra çevrim aniden giriş sinyaline kilitletir. Bu kilitletme çevrim hata geriliminde negatif bir atlamaya sebebiyet verir. Giriş frekansı artmaya devam ederken, çevrim giriş sinyalini izler. V_e , VCO değişim kazancı $\frac{1}{K_0}$ a karşılık gelen bir eğimle artmaya devam

eder ve $f_s = f_0$ olduğunda $V_e = 0$ olur. Giriş frekansı, izleme bölgesinin yükselen kenarına karşılık düşen f_2 frekansına ulaşınca kadar çevrim f_s i izler. f_2 frekansında çevrim kilitlenmeden çıktığı için hata gerilimi 0 V a düşer ve VCO frekansı f_0 serbest çalışma frekansına döner. Giriş frekansı f_s düşük frekanslara doğru tekrar azalmaya başlarsa çevrim tekrar kendini tekrarlar. Şekil-3-3-b de gösterildiği gibi çevrim $f_s = f_3$ olduğu yerde sinyali tekrar yakalar ve $f_s = f_4$ olana kadar onu izler. f_1, f_3 ve f_2, f_4 arasındaki frekans bölgesi sistemin toplam yakalama bölgesi ve toplam izleme bölgesine karşılık düşer.

$$f_3 - f_1 = 2 \Delta f_c \quad (3-5)$$

$$f_4 - f_2 = 2 \Delta f_L \quad \text{dir.} \quad (3-6)$$

Şekil-3-4 PLL için frekans-gerilim karakteristikklerinin birleşik halini göstermektedir. Esas olarak Şekil-3-3 de gösterilen yakalama ve izleme karakteristikklerinin bir toplamıdır.



Şekil-3-4 PLL gerilim-frekans transfer karakteristikklerinin toplamı.

Şekil-3-4 ü referans alarak PLL in temel cevap karakteristikkleri aşağıdaki şekilde özetlenebilir :

PLL kilitlendiğinde V_e öncelikle bir dc gerilimdir ve çevrim filtresinin izleme alanına bir etkisi yoktur. Yakalama bölgesi daima kilitlenme bölgesinden daha küçük veya ona eşittir. Daha sonra belirtileceği gibi çevrim filtresinin band genişliği azaldıkça yakalama bölgesi daralır. VCO nun serbest çalışma frekansı f_0 kitleme alanı ve yakalama alanının merkez frekansını belirler. Bu nedenle bunun hassasiyeti ve kararlılığı çok önemlidir. PLL in yakalama (veya izleme) alanı tasarımda çok dar yapıldığı için bu hassasiyet ve kararlılık daha kritik hale gelir.

Şekil-3-4 de gösterildiği gibi VCO kontrol karakteristikleri özellikle çok önemlidir. Çünkü PLL frekans-gerilim dönüştürme karakteristikleri VCO kontrol karakteristikleri tarafından belirlenir. PLL gerilim çıkışının eğimi, yani frekans-gerilim dönüştürme karakteristikleri VCO dönüştürme kazancı K_0 ile belirlenir. Benzer olarak frekans-gerilim dönüştürme karakteristiklerinin lineerliği VCO kontrol karakteristiklerinin lineerliği ile belirlenir.

Özet olarak; tüm dc çevrim kazancı, çevrim filtresi karakteristikleri, VCO nun kararlılığı ve VCO kontrol karakteristikleri monolitik PLL devrelerinin tasarımında 4 temel parametredir.

3.1.4. PLL İN KİLİTLENMESİ

PLL in kilitlenme şartı sağlandığında, lineer olmayan yakalama geçişi uzun süre görülmez. Bu durumda faz dedektör çıkışı ile giriş sinyali ve VCO çıkışı arasındaki faz farkı arasında lineer bir ilişki vardır. Bu şartlar altında PLL alışagelmış geribesleme sistemi analiz teknikleri kullanılarak lineer bir geribesleme sistemi olarak incelenebilir. Şekil-3-5-a da verilen PLL sisteminin, Şekil-3-1 deki temel PLL bloğundan tek farkı, gerilim kazancını artırma amacıyla konulan yükselteçtir. PLL in gerilim çevrimi içine ayrı bir yükselteç bloğunun konulması genellikle tercih edilen durumdur. Çünkü bu blok faz dedektörü VCO kazanç karakteristiklerinden bağımsız olarak tüm geribesleme çevrim kazancını kont-

rol etme imkanı sağlar. Şekil-3-5-b bir lineer geribesleme sistemi olarak kabul edilen PLL in kompleks frekans düzlemindeki blok gösterimidir. Burada $S(=G + j\omega)$ kompleks frekans değişkenidir. Faz dedektörü ($K_D(V/\text{rad})$ çevrim kazancı ile), VCO çıkışı ve giriş sinyali arasındaki faz farkı (θ_d) ile orantılı olarak bir çıkış gerilimi sağlar. Çevrim filtresi transfer fonksiyonu $F(S)$ ve yükselteç kazancı A dır. $F(S)$, dc şartlarda birim kazanca sahip olduğu kabul edilmektedir. Gerilim-frekans kazancı $K_O(\text{rad/sn/Volt})$ dur (K_O ın birimleri çıkış frekansı birimleriyle uygun olmalıdır. Eğer osilatör frekansı (rad/sn) ile veriliyorsa $K_O(\text{rad/sn/Volt})$ olmalı şayet frekans Hz ise $K_O(\text{Hz/Volt})$ olmalı). Osilatör frekansı ω_{osc} hata gerilimi $V_e(t)$ ile orantılıdır ve aşağıdaki formülle verilebilir.

$$\omega_{osc} = \omega_o + K_O V_e \quad (3-7)$$

Bu formülde ω_o VCO nun serbest çalışma frekansıdır. Sabit bir V_e gerilimi VCO kontrol ucuna uygulandığında osilatör frekansı $\omega_{osc} = \omega_o + K_O V_e$ bir değer alır. Faz dedektörü sinyal girişiyle VCO çıkışı arasındaki faz farkına karşı duyarlıdır. Bu nedenle yapılan analizin uygun olması amacıyla VCO çıkışı frekanstan ziyade faz olarak açılımı yapılmalıdır. Zaten fazda frekansın bir integralidir.

$$\theta_o(t) = \theta_o \Big|_{t=0} + \int_0^t \omega_{osc}(t) \cdot dt \quad (3-8)$$

VCO kısmi bir integratör gibi düşünülebilir. Başka bir deyişle V hata gerilimindeki bir basamak değişimi ω_{osc} de bir basamak değişimine karşılık düşerki, buda fazda bir rampa değişimine neden olur. Bu integral alma işlemi $\frac{1}{S}$ bloğu ile gösterilmiştir. Böylelikle VCO bölümünün transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde yazılabilir :

$$\theta_o(S) = \frac{\omega_{osc}}{S} = \frac{K_O V_e}{S} \quad (3-9)$$

Klasik lineer geribesleme analiz yöntemlerini kullanarak Şe-

kil-3-5-b nin kapalı çevrim transfer fonksiyonu şu şekildedir :

$$\frac{V_e}{\theta_s} = \frac{SK_D A F(S)}{S + K_D K_O A F(S)} \quad (3-10)$$

Burada θ_s , giriş sinyalinin (VCO çıkışına göre) fazıdır. Uygunluk açısından, pratik olarak çevrimdeki bütün kazanç sabitleri çarpımı çevrim kazancı K_L olarak tanımlanırsa :

$$K_L = K_D K_O A \quad (3-11)$$

Burada K_L , dc çevrim kazancıdır. K_D ve K_O dönüştürme kazançlarıdır. A boyutsuz kazanç sabitidir. K_L 'nin birimi $\frac{1}{sn}$ dir.

Eşitlik (3-10) şu şekilde düzenlenebilir :

$$\frac{V_e}{\theta_s} = \frac{K_L}{K_O} \cdot \frac{S F(S)}{S + K_L F(S)} \quad (3-12)$$

Pratik uygulamalarda, giriş fazının değişimlerinden daha çok giriş frekans değişimlerine karşı PLL in cevabıyla ilgilenilir. Frekans, fazın zamana göre türevi olduğundan, frekans sapmasının türevi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir :

$$\Delta \omega_s(t) = \frac{d \theta_s}{dt} \quad (3-13)$$

ve onun frekans düzlemindeki dönüşümü :

$$\Delta \omega_s(S) = S \theta_s(S) \quad (3-14)$$

PLL çevrim transfer fonksiyonu, frekans değişiminin fonksiyonu olarak yeniden yazılırsa :

$$\frac{V_e}{\Delta \omega_s} = \frac{1}{S} \frac{V_e}{\theta_s} = \frac{K_L}{K_O} \frac{F(S)}{S + K_L F(S)} \quad (3-15)$$

Bu eşitlik kitlenme durumundayken PLL in frekans-gerilim ka-

rekteristiklerini tanımlar.

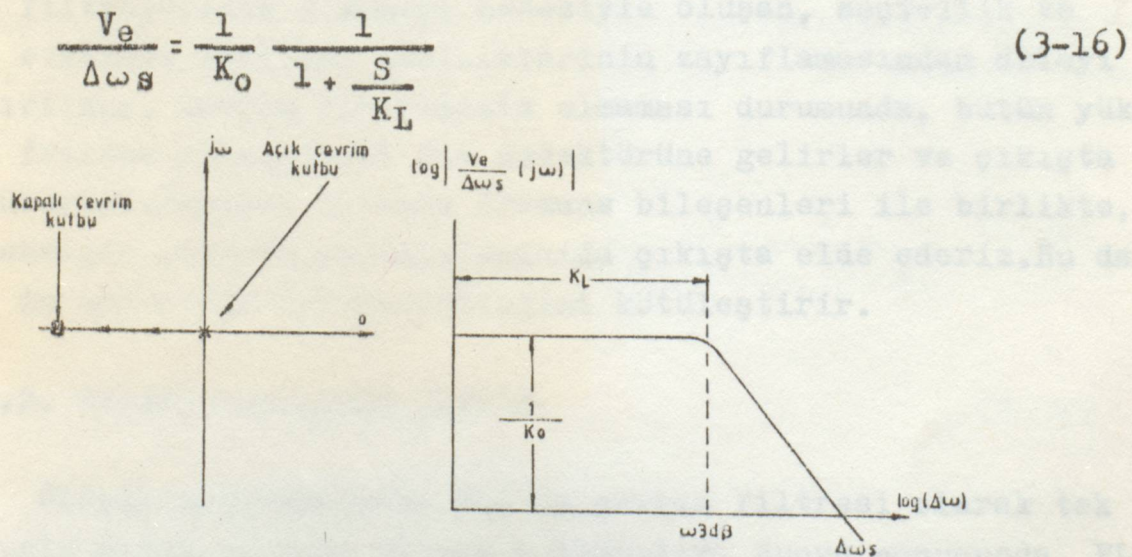
3.2. PLL PERFORMANSI ÜZERİNDE ÇEVİRİM KAZANCI VE ÇEVİRİM FİLTRESİNİN ETKİLERİ

Çevrim filtresi fonksiyonu $F(S)$ PLL performans karakteristikleri üzerinde büyük etkisi vardır. PLL kilitli durumda iken, K_L çevrim kazancı dolayısıyla çevrim filtresi fonksiyonu $F(S)$, sistemin geçiş ve frekans cevabı karakteristiklerini belirler.

PLL kilitlenmemiş durumda iken, çevrim filtresinin yakalama karakteristikleri üzerinde önemli bir etkisi vardır. Bu bölümde PLL in bütün karakteristikleri üzerinde çevrim filtresinin etkisi incelenecektir.

3.2.1. BİRİNCİ DERECEDEKİ ÇEVİRİM

PLL işleminin en basit hali, çevrim filtresinin tamamen çıkarıldığı durumdur. Yani $F(S) = 1$ yapılması ile oluşturulur. Transfer fonksiyonu bir basit tek kutuplu alçak geçiren filtreye fonksiyonuna indirgenen bu tip PLL e "birinci mertebe çevrim" denir.



Şekil-3-6 Birinci dereceden PLL in kapalı çevrim frekans cevabı ve kutup yeri

Şekil-3-6 da birinci dereceden PLL in frekans cevabı ve kutbunun yeri görülmektedir. Dikkat edilirse, sistem bir tek kutuplu alçak geçiren filtre gibi davranmaktadır. Alçak frekanslarda dönüşüm kazancı $\frac{1}{K_0}$ dir ve K_L ile orantılıdır. Ayrıca sistem 3dB bandgenişliğindedir. $S \rightarrow 0$ a gittiği, $F(S) \approx 1$ olduğu çok alçak frekanslarda ve dc şartlarında ($S = 0$) kazanç $\frac{1}{K_0}$ a eşit olmaktadır. Buradan dc şartlarında frekans-gerilim transfer karakteristiğinin lineer olduğunu söyleyebiliriz. Böylece eşitlik(3-15) aşağıdaki gibi basitleştirilebilir :

$$\left. \frac{V_e}{\Delta \omega_s} \right|_{dc} = \frac{1}{K_0} \quad (3-17)$$

Bu eşitlik, Şekil-3-3 ve 3-4 de gösterilen lineer gerilim-frekans karakteristiklerini sembolize eder. Eşitlik-3-15 de görüldüğü gibi giriş frekansındaki değişimlere kilitlenmiş durumdaki PLL in cevabı iki parametre tarafından çok etkilenmektedir. Bunlar alçak geçiren filtre transfer fonksiyonu $F(S)$ ve çevrim kazanç faktörü K_L dir.

Birinci mertebe çevrimlerin pratikteki kullanımları, çevrim filtrelerinin olmaması nedeniyle oluşan, seçicilik ve dış etkileri bastırma özelliklerinin zayıflamasından dolayı sınırlıdır. Çevrim filtresinin olmaması durumunda, bütün yüksek frekans bileşenleri faz dedektörüne gelirler ve çıkışta gözükürler. Böylece istenen frekans bileşenleri ile birlikte, istenmeyen gürültü frekanslarının da çıkışta elde ederiz. Bu da PLL in seçicilik karakteristiğini kötüleştirir.

3.2.2. İKİNCİ DERECEDEKİ ÇEVİRİM

Birçok uygulamalarda PLL de çevrim filtresi olarak tek kutuplu alçak geçiren filtre kullanılır. Bunun sonucunda, PLL in transfer fonksiyonunun paydası ikinci veya dördüncü dereceden polinom haline gelir. Böylece PLL iki kutuplu bir transfer

fonksiyonuna sahip olur. Bu nedenle bu tür PLL sistemine "ikinci derece çevrim" denir. Çok yaygın kullanılan bir kutuplu filtre Şekil-3-7 de verilmiştir. Şekil-3-7-a da görülen tek kutuplu alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir :

$$F(S) = \frac{1}{1 + s \frac{1}{\omega_1}} \quad (3-18)$$

Burada $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$ alçak geçiren filtre bandgenişliğini

belirler. Bu filtre yüksek frekanslarda 90° lik bir faz gecikmesi sağladığından bir gecikme filtresi olarak adlandırılır. Filtre transfer fonksiyonu, PLL transfer fonksiyonu denkleminde yerine konursa ve kutuplar bulunursa aşağıdaki eşitlik elde edilir :

$$p_1, p_2 = \left(\frac{-\omega_1}{2} \pm \sqrt{1 - \frac{4K_L}{\omega_1}} \right) \quad (3-19)$$

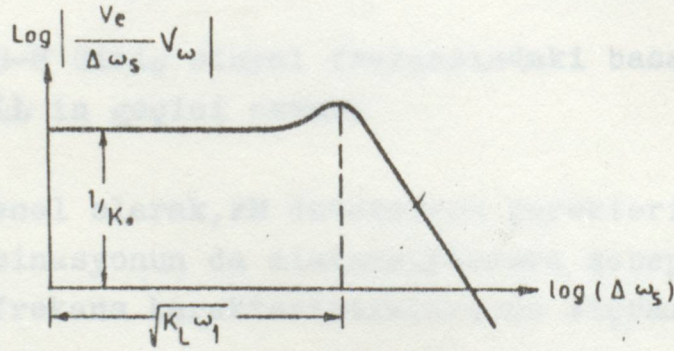
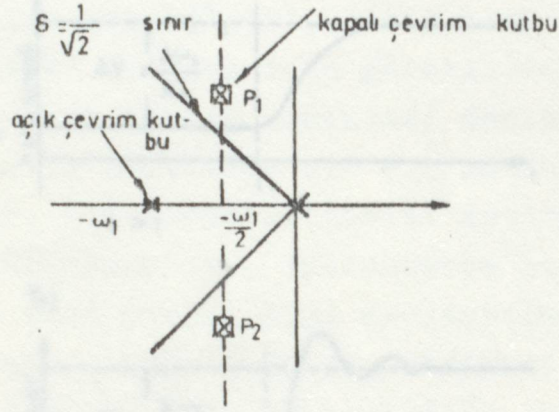
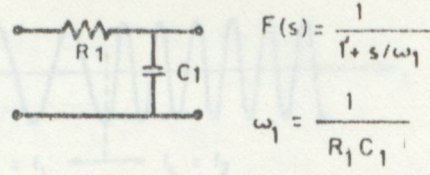
Kapalı çevrim kutupları, çevrim kazancı K_L nin fonksiyonu olarak bulunmuştur. K_L nin artan değerleri için kutuplar kompleks hale gelir ve sistem sönümlü salınımlı olur. Alışılmış geribesleme sistem terimleri kullanılarak transfer fonksiyonları yazılırsa :

$$\frac{V_e}{\Delta \omega_s} = \frac{1}{K_o} \frac{1}{S^2 / \omega_n^2 + (2\delta / \omega_n)S + 1} \quad (3-20)$$

$$\omega_n = \sqrt{K_L} \cdot \omega_1 \quad (3-21)$$

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_L}} \quad (3-22)$$

Klasik geribesleme notasyonunda ω_n doğal çevrim frekansı, δ çevrim sönüm faktörü olarak adlandırılır.



Şekil-3-7 Tek kutuplu, ikinci dereceden PLL in kapalı çevrim frekans cevabı ve kutuplarının gösterilimi.

Şuna dikkat etmek gerekirken çevrim filtresi band genişliği azaldıkça veya K_L arttıkça çevrim sönüm faktörü azalır, çevrim frekans cevabında sıçramalar görülür ve çevrim birim basamak cevabı osilasyonlu geçişe sahip olur. Şekil-3-8, 2. dereceden bir PLL in giriş sinyal frekansındaki basamak değişimlerine karşı hem sönümlü ($\delta > 1$) ve hemde sönümsüz ($\delta < 1$) hal-

$$\text{Formülüne edilirse : } \omega_1 = 2K_L \quad (3-23)$$

Sonuç olarak, çevrimin bandgenişliği :

$$\omega_{3dB} = \omega_n = \sqrt{K_L} \omega_1 = \sqrt{2} K_L \quad (3-24)$$

Birçok uygulamalarda PLL in hem geniş bir kilitlenme bölgesine, hemde dar bir band genişliğine sahip olması istenir. Geniş kilitlenme bölgesi, giriş sinyalindeki geniş frekans değişimlerini izlemek için gereklidir. Dar bir band genişliği ise istenen bandın dışındaki işaretleri bastırmak için kullanılır. 2. dereceden bir PLL de bu durum bir uzlaşmaya neden olur. Kilitleme bölgesini artırabilmek için K_L yeterince büyük olmalıdır. Aynı zamanda bu band genişliğini de daraltır. Band genişliğini azaltabilmek için çevrimi sönümsüz kılacak ω_1 değerinin de yeterince düşük olması gerekir. bu sorun Şekil-3-9 da gösterildiği gibi çevrimde bir lag-lead filtre kullanılarak çözümlenebilir. Böyle bir çevrim filtresinin aşağıdaki gibi bir transfer fonksiyonu vardır :

$$F(S) = \frac{1 + S/\omega_2}{1 + S/\omega_1} \quad (3-25)$$

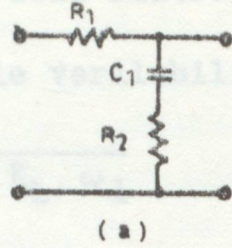
Burada :

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1} \quad \text{ve} \quad \omega_2 = \frac{1}{R_2C_1} \quad \text{dir.} \quad (3-26)$$

Şekil-3-9-b de kutupların ve sıfırların yerleri gösterilmiştir. Şekilde gösterildiği gibi bir lag-lead filtrenin etkisi, $-\omega_2$ değerinde bir 0 ve açık çevrim etrafında hemen hemen dairesel bir şekil içine kutupları çekmektir. Böylece bu durum çevrimi, K_L nin büyük değerlerinde bile sönümsüz kılacaktır. Eşitlik(3-25) i eşitlik(3-15)de yerine koyarak ve eşitlik (3-20) ye uydurmak üzere terimleri yeniden düzenleyerek sönüm faktörünün aşağıdaki gibi olduğu gösterilebi-

linir.

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\omega_1 / K_L} + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{K_L \omega_1}}{\omega_2} \quad (3-27)$$



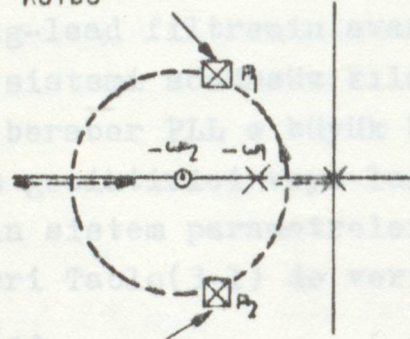
$$F(s) = \frac{1 + s/\omega_2}{1 + s/\omega_1}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2) C}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C}$$

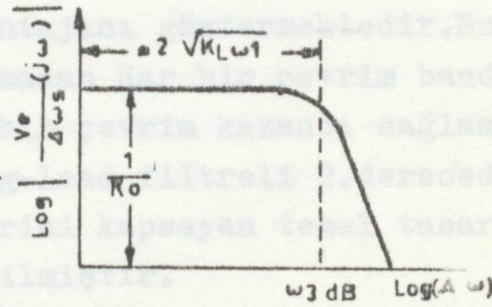
$$\omega_2 \gg \omega_1$$

KAPALI ÇEVİRİM
KUTBU



KAPALI ÇEVİRİM
KUTBU

(b)



(c)

Şekil-3-9 Tek kutuplu-tek sıfırlı lag-lead filtre, frekans cevabı ve köklerin yeri.

Eşitlik(3-27) ve (3-22) yi karşılaştırırsak, eşitlik (3-27) deki 2.terimin eklenmesi durumunda lag-lead filtrede sönüm faktörünün arttığı görülebilir. Sonuç olarak, K_L nin artırılması ile izleme bölgesi artacak, fakat çevrim sönümlü olmayacaktır. Bir lag-lead filtrelı 2.dereceden bir PLL için doğal frekans ω_n , ω_1 in eşitlik(3-26) da tanımlanmasıyla beraber, eşitlik(3-21) de verildiğinin aynı olacaktır. Kapalı çevrim şartları altında düz bir frekans cevabı elde etmek için lag-lead filtrenin kırılma noktası (break-point) frekansları ω_1 ve ω_2 arasındaki bağıntı hesaplanarak, $\delta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ değerini yerine koyarak, ω_2 , ω_1 in bir fonksiyonu olarak bulunabilir. $K_L \gg 1$ olması durumunda ω_2 küçültülebilir.

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{K_L \cdot \omega_1}{2}} \quad (3-28)$$

$\delta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ şartı için lag-lead filtreli PLL in 3dB band genişliği aşağıdaki formülle verilebilir :

$$\omega_{3dB} = 2 \omega_n = 2 \sqrt{K_L \cdot \omega_1} \quad (3-29)$$

Eşitlik(3-27) ve (3-29) basit bir faz geciktirici filtreye göre, lag-lead filtrenin avantajını göstermektedir. Bu avantaj ise sistemi sönümsüz kılmadan dar bir çevrim band genişliğiyle beraber PLL e büyük bir çevrim kazancı sağlamaktadır. Faz geciktirici veya lag-lead filtreli 2.dereceden PLL lerin sistem parametrelerini kapsayan temel tasarım eşitlikleri Tablo(3-1) de verilmiştir.

Tablo(3-1)

GEÇİKTİRİCİ FİLTRE	GEÇİKTİRİCİ - İLERLETİCİ FİLTRE
$F(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_1}$ $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$	$F(s) = \frac{1 + s/\omega_2}{1 + s/\omega_1}$ $\omega_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2) C_1} \quad \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}$
DOĞAL FREKANS	
$\omega_n = \sqrt{K_L \omega_1}$	$\omega_n = \sqrt{K_L \omega_1}$
SONÜM FAKTORÜ	
$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_L}}$	$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_L}} + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{K_L \omega_1}}{\omega_2}$
3 dB KAPALI ÇEVİRİM BAND GENİŞLİĞİ İÇİN $\delta = 1/\sqrt{2}$	
$\omega_{3dB} = \sqrt{2} K_L$	$\omega_{3dB} = 2 \sqrt{K_L \omega_1}$
	$\delta = 1/\sqrt{2} \text{ ve } K_L \omega_1$ $\omega_2 = \frac{\omega_{dB}}{2 \sqrt{2}}$

3.3. KİLİTLENME BÖLGESİ

Önceden kilitlenmiş bir PLL in kilit bölgesi f_0 merkez frekansı etrafında giriş sinyal frekansını takip edebildiği bölgedir. Bu bölge Şekil-3-4 de $\pm \Delta f_L$ frekans bölgesiyle gösterilmiştir. Eşitlik(3-4) de tanımlandığı gibi Δf_L , PLL kendi içinde üretilen enbüyük hata gerilimi $(V_e)_{max}$ ile doğrudan orantılıdır. Üretilen maksimum hata gerilimi, maksimum faz hatası θ_{smax} ve faz dedektör kazancı K_D ile ilişkilidir. Şekil-3-5 de gösterildiği gibi, genilleştirilmiş bir PLL yapısında yükselteç kazancı A da aynı zamanda denklemde bulunmalıdır.

Tümdevre PLL ler içinde genellikle ençok kullanılan faz dedektör devrelerinde dedekte edilebilen maksimum faz hatası

θ_{smax}

$$\pm (\theta_s)_{max} = \pm \frac{\pi}{2} \text{ (rad) dır.} \quad (3-30)$$

Böylelikle, Şekil-3-9 da gösterildiği gibi tamamen kilitlenmiş dengeli-modülatör tipindeki bir faz dedektörü kullanılırsa, çevrim içinde üretilebilen maksimum hata gerilimi :

$$\pm (V_e)_{max} = \pm (\theta_s)_{max} K_D A \text{ dir} \quad (3-31)$$

İzleme bölgesinin hesabında, kararlı durumda ki çalışmada bir dc hata sinyalinden söz etmek gerekir. Böylece çevrim filtresi karakteristiği denklemde bulunmaz. Böylece çevrim filtresinin çok düşük frekanslarda veya dc şartlarda birim kazançta sahip olduğu varsayılır. Eşitlik-3-3 ve (3-31) den kilitlenme bölgesini (rad/sn) olarak aşağıdaki şekilde yazabiliriz :

$$\Delta \omega_L = 2 \pi \Delta f_L = \frac{\pi}{2} K_D A K_O \quad (3-32)$$

$$\Delta f_L = \frac{\Delta \omega_L}{2 \pi} = \frac{K_L}{4} \quad (3-33)$$

Uygunluk açısından K_o (rad/sn/volt) olarak alınmıştır. (3-33) eşitliğinden görüldüğü gibi izleme karakteristikleri veya kilitlenme bölgesi toplam dc çevrim kazancı K_L ile doğrudan orantılıdır. VCO'nun çekme bölgesi veya $(V_e)_{max}$ sın sınırlarında görülen lineer olmayan durumlarda yukardaki denklemlere bir istisna getirmek gerekir. Bu durumda kilitlenme bölgesi çevrim kazancından çok lineer olmamanın meydana getirdiği kırpma sınırıyla belirlenir. Kırpma sınırına kazanç limitinden önce ulaşılır. Bazı entegre devre tasarımlarında izleme bölgesini sınırlamak veya bunu f_o etrafında asimetrik yapmak amacıyla bilerek lineer yapılmaz. Özellikle PLL merkez frekansı yakınındaki band dışı dış etki sinyallerinin bastırılması için bu teknikten yararlanılır.

3.4. YAKALAMA BÖLGESİ

Yakalama bölgesi, kilitlenmiş durumdaki PLL in f_o civarındaki giriş frekansına kilitlendiği frekans bölgesidir. 3.bölümün (1.3) cü kısmında tanımlandığı gibi yakalama bölgesi Δf_o , alçak geçiren çevrim filtresi kullanılması durumunda, kilitlenme bölgesinden daha küçüktür.

Sonuç olarak, Şekil-3-4 de gösterildiği gibi PLL histerizis bir karakteristik gösterir. Karakteristikten görüldüğü gibi, yakalama olduktan sonra yakalama bölgesinden daha geniş bir frekans bölgesi içinde sinyali izler, Şekil-3-5 ten hareketle çevrimin yükselteç çıkışından açıldığı ve f_s in f_o a yakın fakat eşit olmadığı kabul edilirse, sünisoidal vurum (Şekil-3-2 nin sol tarafı) işareti faz dedektörü çıkışında görülecektir.

$$V_d(t) = \frac{\pi}{2} K_D \cos(\Delta \omega_1 t) \quad (3-34)$$

$$\text{olarak görülür. Burada : } \Delta \omega_1 = |\omega_s - \omega_o| \quad (3-35)$$

vurum işareti frekansıdır. $V_d(t)$ nin tepe değeri :

$$V_d(t) \Big|_p = \frac{\pi}{2} K_D \quad \text{dır.} \quad (3-36)$$

Çevrimin gerilim çıkışında görülen filtrelenmiş ve yükseltilmiş hata geriliminin tepe değeri :

$$V_e(t) \Big|_p = \frac{\pi}{2} K_{DA} |F(j\Delta\omega_1)| \quad (3-37)$$

Burada $|F(j\omega_1)|$, çevrim filtresinin ω_1 frekansındaki genliğidir. Alçak geçiren filtre karakteristiği göstermesinden dolayı, $F(j\omega_1)$ her zaman birim değerden küçüktür. Yakalamanın meydana gelmesi için VCO kontrol ucuna uygulanan V_e/p geriliminin genliği :

$$|V_{osc}| = \frac{\Delta\omega_1}{K_o} = \frac{|\omega_s - \omega_o|}{K_o} \quad \text{olmalıdır.} \quad (3-38)$$

Yaklaşık bir tahminle yakalama olayının meydana gelmesi formülle verilen(3-37) hata geriliminin tepe değerinin V_{osc} 'den büyük veya ona eşit olması gerekir. Böylece, yakalama için gerekli koşul yakalama noktasındaki (3-37) ve (3-38) denklemlerinin yaklaşık olarak eşit alarak tahmin yapılabilir. Yani :

$$\frac{\Delta\omega_1}{K} \approx \frac{\pi}{2} K_{DA} |F(j\Delta\omega_1)| \quad (3-39)$$

Yakalamanın meydana geldiği frekansta(yakalama bölgesinin tanımından yararlanarak) $\Delta\omega_1 \stackrel{\Delta}{=} \Delta\omega_c$ dir. Bunu eşitlik(3-39) da yerine koyarsak ve terimleri yeniden düzenlersek :

$$\Delta\omega_c \approx \frac{\pi}{2} K_L |F(j\Delta\omega_c)| \quad \text{elde ederiz.} \quad (3-40)$$

Kilitlenme bölgesinin terimlerinden yararlanarak eşitlik (3-32) den :

$$\Delta\omega_c \approx \Delta\omega_L |F(j\Delta\omega_c)| \quad \text{yazılabilir.} \quad (3-41)$$

Alçak geçiren filtrenin genlik cevabı her zaman 1 den küçük olduğu için eşitlik(3-40) ve (3-41) den hesaplanan yakala-

ma bölgesi de her zaman kilitlenme bölgesinden daha küçüktür. Bu fark filtre band genişliği küçüldükçe daha belirgin hale gelir. Eşitlik(3-41) parametrik bir denklem olduğundan, herhangi bir filtre fonksiyonu için nümerik olarak çözülebilir. Şekil-4-7 de gösterildiği gibi darbandlı, bir kutuplu, alçak geçiren filtrelili, yüksek kazançlı 2. dereceden bir çevrim için bu eşitlik kapalı çevrim durumuna yaklaşır.

$$\left| F(j\Delta\omega_c) \right| = \left| \frac{1}{1 + j\Delta\omega_c/\omega_1} \right| = \left| \frac{1}{\sqrt{(1 + \Delta\omega_c/\omega_1)^2}} \right| \quad (3-42)$$

Çevrim kazancı K_L nin çok büyük, filtre band genişliğinin dar yani $\Delta\omega_c \gg \omega_1$ olduğu kabul edilirse, eşitlik (3-42) basitleşerek aşağıdaki şekle gelir :

$$\left| F(j\Delta\omega_c) \right| = \frac{\omega_1}{\Delta\omega_c} \quad (3-43)$$

Eşitlik(3-43) ü eşitlik(3-41) de yerine koyarak ve terimleri yeniden düzenlersek :

$$\Delta\omega_c = \sqrt{\Delta\omega_L \cdot \omega_1} = \sqrt{\frac{\Delta\omega_L}{R_1 C_1}} \quad (3-44)$$

Burada $R_1 C_1 = \frac{1}{\omega_1}$ alçak geçiren filtrenin zaman sabitidir.

3.5. PLL UYGULAMALARI

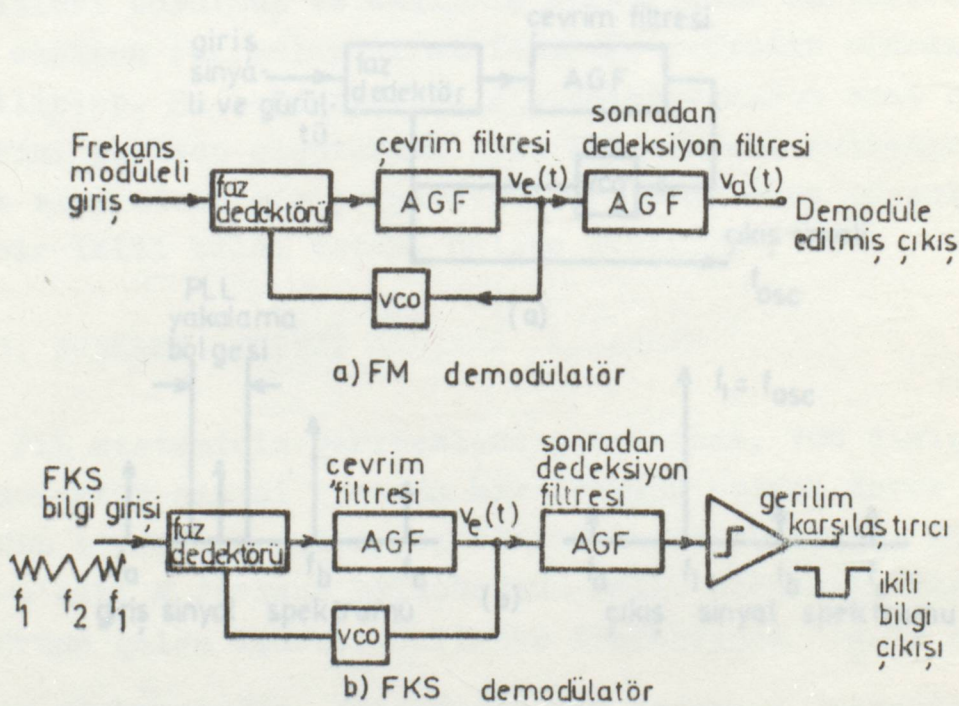
PLL frekans sentezi uygulamalarında, sinyal şartlama, değişik frekans seçici, sinyal demodülasyonunda kullanılan bir yapıdır.

Bu kısımda uygulamalardan sadece bir kaç tanesi ince-

lenecektir. Burada gösterilen uygulamalarda PLL çevrim içinde yükselteç bloğu olmadan en basit haliyle gösterilmiştir.

3.5.1. FM DEMODÜLASYON

PLL frekans modüleli bir sinyalle kilitlenmişse VCO girişin frekans değişimini sürekli izler ve filtrelenmiş $V_e(t)$ hata gerilimi (ki bu VCO'nun giriş sinyaline kilitlenmesini sürdüren gerilimdir) demodüleli çıkışa karşılık düşer. Şekil-10-a PLL FM demodülasyon devresinin temel blok diagramını göstermektedir. Burada demodüleli çıkış karakteristiklerinin lineerliği VCO gerilim-frekans karakteristikleri ile belirlidir. VCO'nun dönüşüm kazancı $\frac{1}{K_o}$ verilen bir giriş frekans değişimine karşılık çıkış gerilimindeki salınımı belirlemektedir. Çoğu uygulamalarda demodüle edilen sinyal olan $V_e(t)$ PLL çevriminin dışında "post-dedeksiyon" adı verilen bir filtreden geçirilir. Post-dedeksiyon filtresinin görevi $V_e(t)$ 'de hala görülebilecek taşıyıcı filtreleyip almaktır.

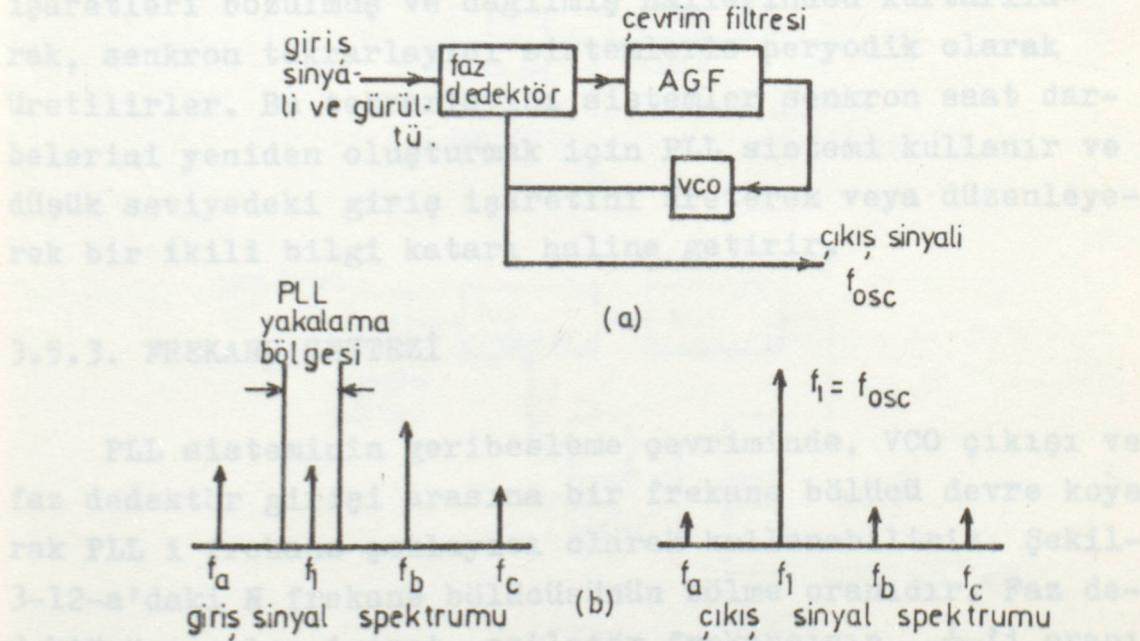


Şekil-4-10 PLL ile FM ve FSK demodülatör

Böylece çevrimdeki hata gerilimi giriş frekansı geçişler yaparken polarite değiştirir. Doğal olarak çevrim yakalama bölgesi, giriş frekans adımının büyüklüğünden daha geniş seçilir ve çevrim hata geriliminin hızlı bir yükselme zamanının olabilmesi için, sistemin sönümsüz ($\delta > 0,5$) yapılması gerekir.

3.5.2. PLL İLE SİNYAL ŞARTLAMA

Eğer giriş işareti, istenmeyen band dışı spektrum içeriyorsa (başka kanallar ve gürültü gibi), PLL istenen sinyali tekrar üretmek veya düzeltmek ve istenmeyen sinyalleri indirgemek için kullanılır. Böyle bir uygulama Şekil-3-11'de gösterilmiştir. PLL'in seçicilik karakteristiğinin girişteki alınması istenen işaret etrafında oluşturulabilmesi için VCO serbest çalışma frekansının, çevrim kazancı K_L 'nin ve çevrim filtre fonksiyonunun uygun seçilmesi gerekir. Bu durumda PLL giriş işaretine kilitlenir.



Şekil-3-11 PLL sistemi ile bir sinyal şartlama uygulaması.

a) Sistem blok diagramı, b) Giriş sinyal spektrumu ve çıkış sinyal spektrumu

Şekil-3-11 de istenen giriş sinyali frekansı f_1 'dir ve girişte istenmeyen f_a , f_b , f_c sinyalleri bulunmaktadır. Eğer PLL f_1 'e kilitlenir ve çevrim band genişliği diğer sinyalleri almayacak şekilde dar tutulursa istenen sinyal frekansı diğerlerinden temizlenmiş bir şekilde VCO çıkışında elde edilir. Dikkat edilmesi gereken bir durum vardır ki bu da, istenmeyen sinyal frekansının sonlu fakat küçük bir miktarının çıkış spektrumunda hala bulunmasıdır. Çünkü alçak geçiren çevrim filtresi, istenmeyen frekanslar ile VCO frekansı arasındaki fark frekansını geçirmektedir. Bu distorsiyona sebebiyet verir.

Eğer çevrim band genişliği yeterince dar tutulursa VCO çıkışındaki işaret/gürültü oranı, giriştekenden çok daha büyük olacaktır. Böylece PLL bir gürültü filtresi olarak, gürültü içinde kalmış zayıf periyodik işaretlerin seçilmesinde kullanılabilir.

Monolitik PLL sistemlerinin tipik bir sinyal şartlama uygulaması, PCM tekniği ile telemetri ve telefon sistemlerinde kullanılmasıdır. Burada PCM bilgi(data) işaretleri bozulmuş ve dağılmış hallerinden kurtarılarak, senkron tekrarlayıcı sistemlerle periyodik olarak üretilirler. Bu tekrarlayıcı sistemler senkron saat darbelerini yeniden oluşturmak için PLL sistemi kullanır ve düşük seviyedeki giriş işaretini üreterek veya düzenleyerek bir ikili bilgi katarı haline getirir.

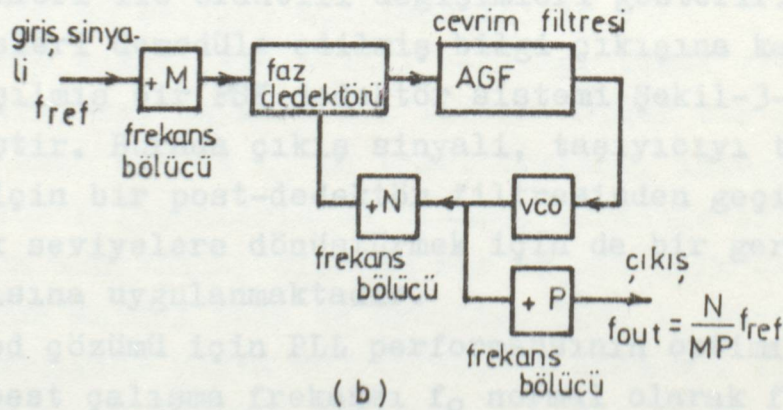
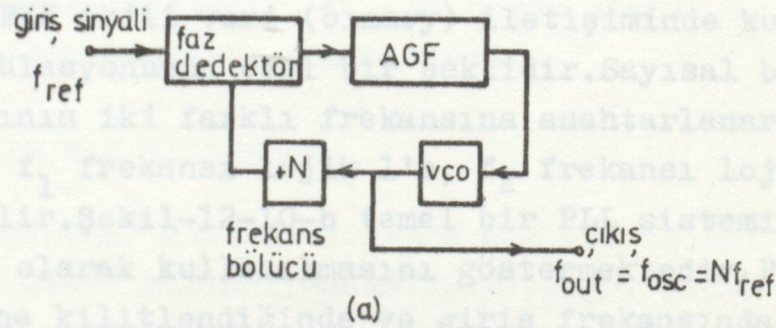
3.5.3. FREKANS SENTEZİ

PLL sisteminin geribesleme çevriminde, VCO çıkışı ve faz dedektör girişi arasına bir frekans bölücü devre koyarak PLL i frekans çoklayıcı olarak kullanabiliriz. Şekil-3-12-a'daki N frekans bölücüsünün bölme oranıdır. Faz dedektörüne gelen işaret, osilatör frekansının $\frac{1}{N}$ 'i oranında bir frekanstadır. PLL harici bir referans işaretinin frekansına kilitlendiği zaman faz dedektörünün girişi aynı frekanstadır.

Benzer şekilde, eğer VCO harmonikçe zengin bir çıkış üretiyorsa, bu çıkışın m. nci harmoniklede senkron olabilir. Bu şartlar altında VCO, giriş sinyal frekansının alt harmoniğine kilitlenmiş olur.

$$f_{osc} = \frac{1}{m} f_s \quad (3-49)$$

PLL harmonik kilitleme modunda çalışırken, m veya n artarken, frekans spektrumundaki komşu harmonikler arası boşluk hızlı bir şekilde azalır. Bu artan frekans kararlılığı ve dar band ihtiyacı, komşu harmonikler arasındaki farkı sistemin anlamasını sağlar. Multivibratör tipi osilatör kullanan PLL tümdevrelerinde VCO frekansındaki ısıl sürüklenme genellikle harmonik kilitleme işlemini n veya m \leq 10 olacak şekilde kısıtlar.



Şekil-3-12 Frekans sentezi olarak PLL yapısı.

PLL hem geniş, hemde dar band FM sinyallerinin diğer FM dedeksiyon tekniklerinden daha yüksek bir lineerlikle demodüle edilmesinde kullanılır. Bu uygulama için VCO dönüşüm kazancındaki herhangi bir lineer olmayan durum çıkış sinyali üzerinde direk olarak bozulmalar meydana getireceğinden VCO kontrol karakteristiğinin lineerliği kritiktir.

FM demodülasyon uygulamalarında, PLL çevrim kazancı ve çevrim filtresi düz bir frekans cevabı sağlanacak şekilde seçilmelidir (Yani $\delta \geq \frac{1}{\sqrt{2}}$). Hem çevrim kilitlenmesi ve hemde yakalama bölgesi giriş FM sinyali frekans salınımindan büyük yapılıdır. Ticari FM dedeksiyonunda, monolitik PLL tümdevrelerinin temel mahsuru multibratör tipi osilatörlerin kullanılmasına bağlı olarak VCO'nun faz gürültüsünden dolayı düşük işaret/gürültü (S/N) oranına sahip olmalarıdır. Bu durum demodüle edilmiş çıkışın S/N oranını \pm % 1 sapmalı FM sinyalleri için çıkıştaki S/N oranı yaklaşık olarak 65 dB dir. FSK ikili veri (binary) iletişimde kullanılan frekans modülasyonunun özel bir şeklidir. Sayısal bilgi giriş frekansının iki farklı frekansına anahtarlanarak iletilir. Burada f_1 frekansı lojik 1'e, f_2 frekansı lojik 0'a karşılık gelir. Şekil-12-10-b temel bir PLL sisteminin FSK demodülatör olarak kullanılmasını göstermektedir. PLL giriş FSK işaretine kilitlendiğinde ve giriş frekansındaki basamak değişimleri ile orantılı değişimleri gösterir. Bu basamak değişimleri demodüle edilmiş bilgi çıkışına karşılık düşer. Alışılmış bir FSK dedektör sistemi Şekil-3-10-b'de gösterilmiştir. Burada çıkış sinyali, taşıyıcıyı tamamen yok etmek için bir post-dedektör filtresinden geçirilmekte ve lojik seviyelere dönüştürmek için de bir gerilim karşılaştırıcısına uygulanmaktadır.

FSK kod çözümü için PLL performansının optimizasyonunda VCO serbest çalışma frekansı f_0 normal olarak f_1 ve f_2 frekanslarının ortasında seçilir.

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

(3-45)

$$f_{osc} = N f_{ref} \quad (3-46)$$

Bölücü modülü N'in değişik seçimi ile giriş referans frekansının tam katı frekanslar elde etmek mümkündür. Eğer giriş ve çıkış arasında tam katı olmayan bir ilişki isteniyorsa ek frekans bölücüler devreye konulabilir. Böyle bir sistem M'e bölücü ve ön ölçekleyici olarak adlandırılır. P ise sonradan ölçekleyici olarak adlandırılır. Faz dedektörüne gelen işaret :

$$f_{out} = \frac{N}{MP} \cdot f_{ref} \quad (3-47)$$

PLL frekans sentezleyicileri alıcı, verici ve laboratuvar cihazlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Pratikte frekans sentez devreleri çok kompleks ve birkaç PLL sisteminden oluşmuştur. VCO ve faz dedektörü arasına bir frekans bölücüsü konulduğu zaman VCO'nun dönüşüm kazancının $\frac{K_0}{N}$ olduğuna dikkat edilmelidir. K_L de direk olarak K_0 ile orantılı olduğundan $\frac{1}{N}$ kadar azalmaktadır.

3.5.3.1. HARMONİK KİLİTLEME

Belli şartlar altında frekans çoklama işlemi bir frekans bölücü devre kullanılmadan da yapılır. Bunun için PLL harmonik kilitleme modunda çalıştırılmalıdır. Harmonik kilitleme prensibi şu şekilde açıklanabilir :

Eğer VCO çıkışı sünisoidal değilse, temel frekansa ek olarak belirli sayıda harmonik içerir. Diğer bir deyişle VCO çıkışı esas olarak f_0 'ın temel frekansı integral katlarında frekans bileşenlerinden oluşmuş karmaşık bir işarettir. Bu durum sünisoidal olmayan bir işaret için de, kare dalga veya darbe katarı için de aynıdır. Eğer f_0 giriş sinyalinin n. harmoniğine yakın seçilirse, bu harmonik ile PLL senkron olacaktır. Bu durumda PLL harmonik kilitleme bölgesinde çalışıyordur demektir.

$$f_{osc} = n \cdot f_s \quad (3-48)$$

Harmonik kilitlemenin dezavantajları n yada m.nci mertebeden harmoniklerle, çevrim kazancının ters orantılı olması ve yüksek harmoniklerde sistemin yakalama ve kilitleme bölgesinin azalmasıdır.

Çoğu PLL tümdevrelerinde dengeli modülatör veya XOR dan oluşmuş faz dedektörleri kullanılmaktadır. Bu tür faz dedektörleri kare-dalga işaretlerle sürülür. Bu tür sistemlerin çıkışı tek harmonikler bakımından zengindir ve PLL'in kilitlemeye eğilimli olduğu n. veya m. harmonikler 3,5,7,9 ve diğer tek sayılı harmoniklerdir.

Harmonik kilitleme bazen özel amaçlar için kullanılmasına rağmen, sık sık parazitik etkiler ortaya çıkar. Bu durum, daha kompleks faz dedektör devrelerinin kullanılmasıyla ortadan kaldırılabilmektedir.

İçin kanallar frekansa bölünmesine yerleştirilmelidir. Bu işleme frekansa bölme (Frequency Division Multiplexing) denir.

Çoklama katından gelen çıkış işaretini, verisinin temel band(Base-band) katında gerekli güce ayarlanır ve frekansa karakteristiği düzenlenir. Bu işleme ön-vurgu(pre-emphasis) adı verilir. Ön-vurgu, frekansa göre genlik değişimini düzenlenmesidir. Bu sayede, iletişim sırasında optimum işaret/gürültü (S/N) elde edilir.

TV + 2SES MODEM'in temel band verisi katında, önce 2SES işareti FM modülasyonu ile modüle edilmiş, daha sonra video işareti ile birleşip, pilot işaretiyle birlikte ön-vurgulama işlemine tabii tutulmaktadır.

Temelband katından gelen temelband işareti, modülasyon katında bir ara frekans(IF) taşıyıcısı üzerine modüle edilir. Bu taşıyıcı normalde 70MHz'dir. Ara frekans kullanmanın amacı, düşük frekanslarda kuvvetlendirme, frekansa karakteristiğinin şekillendirilmesi gibi işlemlerin daha kolay olgudur. Ancak TV + 2SES MODEM'de radyo frekanslı (RF) taşıyıcı, temel band tarafından doğrudan modüle edilir. Ara frekanslara inmeden, frekansa modülasyonu radyo frekans işareti istenilen seviyeye yükseltilir.

Kuvvetlendirilmiş işaret, dalga klavuzları üzerinden yönlendirilmiş bir antene iletilir. Söz konusu antenin içi-

BÖLÜM : 4

TV+2 SES MODEM ALICI VE VERİCİSİNİN GENEL TANITIMI

Bir mikrodalga link, bir verici ve bir alıcıdan oluşur. Önce verici tarafı gözönüne alalım.

Mikrodalga link binler mertebesinde telefon kanalını iletebilir. Bunun olabilmesi için kanallar frekans düzlemine yerleştirilmelidir. Bu işleme frekans bölmeli çoklama(Frequency Division Multiplexing) denir.

Çoklama katından gelen çıkış işareti, vericinin temel band(Base-band) katında gerekli güce ayarlanır ve frekans karakteristiği düzenlenir. Bu işleme ön-vurgu(pre-emphasis) adı verilir. Ön-vurgu, frekansa göre genlik değişiminin düzenlenmesidir. Bu sayede, iletişim sırasında optimum işaret/gürültü (S/N) elde edilir.

TV+ 2SES MODEM'in temel band verici katında, önce 2SES işareti FM modülasyonu ile modüle edilmiş, daha sonra video işareti ile birleşip, pilot işaretiyle birlikte ön-vurgulama işlemine tabii tutulmuşlardır.

Temelband katından gelen temelband işareti, modülasyon katında bir arafrekans(IF) taşıyıcısı üzerine modüle edilir. Bu taşıyıcı normalde 70MHzdir. Arafrekans kullanımının amacı, düşük frekanslarda kuvvetlendirme, frekans karakteristiğinin şekillendirilmesi gibi işlemlerin daha kolay oluşudur. Ancak TV+ 2SES MODEM'de radyofrekanslı(RF) taşıyıcı, temel band tarafından doğrudan modüle edilir. Arafrekanslara inilmeden, frekans modülasyonlu radyofrekans işareti istenilen seviyeye yükseltilir.

Kuvvetlendirilen işaret, dalga klavuzları üzerinden yönlendirilmiş bir antene iletilir. Söz konusu antenin ışık-

ma hüzmelerinin genişliği ancak bir yada iki derecedir. Böylelikle, bu antende iletişim için kullanılan güç, her yönde ışınlanan antenlerde KW lar kadarken sadece birkaç Watt mertebesinde kalır.

Alıcı taraftaki antende alınan birkaç mikrowatt mertebesindeki işaret, alıcı sistemlerine iletilir. Bu bölümde bazı durumlarda radyo frekansında bir ön kuvvetlendirme yapılır. Ancak, bu frekanslarda düşük gürültülü kuvvetlendiriciler pahalı olduğundan, ender olarak kullanılır.

Alıcı taraf, vericinin ters yönünde çalışan benzer bölümlerinden oluşur. Şekil-4-1 de TV+ 2SES MODEM alıcısı ve vericisi görülmektedir.

TV+ 2SES MODEM alıcısının radyofrekans kısmı vericinininkine benzer. Alıcıda sadece vericiden farklı olarak bir de arafrekans katı vardır. Bu nedenle alıcının radyofrekans kısmı arafrekans elde edecek şekilde yapılmıştır. Arafrekans bölümünün girişindeki işaret çok düşük seviyededir ve önemli ölçüde kuvvetlendirmeyi gerektirir. Ayrıca, alınan işaret genliği önemli ölçüde değişkendir. Demodülasyon katına sabit genlikli bir işaret uygulanabilmesi için arafrekans bölümüne birde otomatik kazanç ayarı (OKA) katı eklenir. Otomatik kazanç ayarı ile, alınan işarettaki 45dB'ye kadar olan genlik değişimleri dengelenir. Radyofrekans katında oluşan faz ve genlik karakteristiğindeki değişimler dengelenir. Son olarak bir genlik sınırlayıcıyla demodülasyon bölümüne sabit genlikli bir işaret gönderilir.

Demodülasyon bölümünde vericideki arafrekans üzerine modüle edilmiş temel band (BB) yeniden elde edilir. Alıcının temel band bölümünde, vericinin temel band bölümündekinin tam tersi yapılır. Yani işaret kuvvetlendirilir ve frekans karakteristiği yeniden düzenlenir. Böylece ön dengeleme kaldırılmış olur. Bu işleme art-vurgu denir. Art-vurgu işleminden sonra TV+ 2SES MODEM'in temel band alıcı kısmında bir mantık devresiyle (1+1) kanallarından gelen işaretlerden hangisi uygun seviyede ise, o kanal seçilir ve anahtarlanır. Daha sonra bir dağıtım yükselteciyle işaret hem bir

üst geçiren filtreye, hemde bir alt geçiren filtreye uygulanır. Üst geçiren filtreye FM modüleli ses işareti, alt geçiren filtre ile ise video işareti seçilerek alınır. Diğer işaretleri bastırarak sadece FM modüleli ses işaretlerini geçiren üst geçiren filtre çıkışında 2 ayrı FM demodülatör vardır. Bu iki FM demodülatörüne ses işareti dağıtılarak, demodülatör çıkışında demodüle edilmiş ses işaretleri elde edilir. Alçak geçiren filtre çıkışında ise video işaretlerimizi elde ederiz.

Bir video işareti ve 2 ses işaretinin iletimi için MODEM tasarımı yapılmadan önce, iletilecek işaretlerin giriş katında, arabirim katlarında ve çıkışta alması gereken değerlerin tesbit edilmesi gerekir. Bu değerler C.C.I.R.(Comite Consultatif International des Radiocommunications)'ın TV ve ses işaretlerinin iletimi konusunda önermiş olduğu tablolardan ve eğrilerden seçildiler. Bunun sonucunda TV+ 2SES alıcı ve verici temel band teçhizatı katlarının giriş ve çıkış seviyeleri belirlenmiş oldu. Bu seviyeleri gösteren blok diagramlar Şekil-4-2, Şekil-4-3 ve Şekil-4-4'de verilmiştir. Belirlenen bu seviyeleri elde etmek için ön dengeleme, yükseltme, filtreleme ve zayıflatma gibi ek işlemlere gerek görülmüştür. Böylece TV+ 2SES MODEM alıcı ve vericisi temel hatlarıyla Şekil-4-1'de gösterildiği gibi belirlenmiştir. Şekil-4-1 incelendiğinde TV+ 2SES alıcı ve vericisinin, bir temel band alıcı ve vericisi ile radyo frekans alıcı, vericisinden oluştuğu görülecektir.

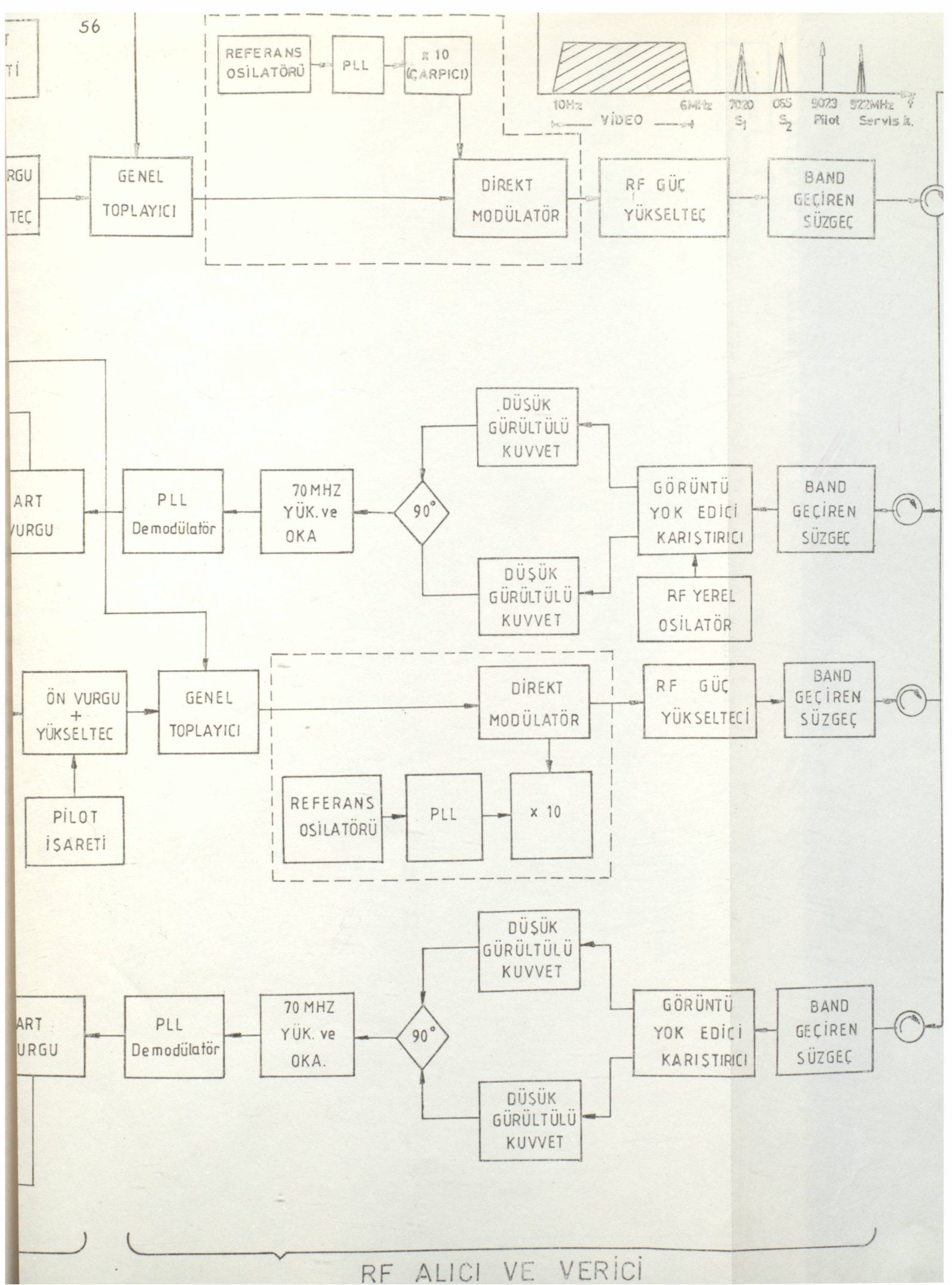
TV+ 2SES radyolink sistemi (1+ 1) şeklinde yedek kanallı olarak çalışmaktadır. Normal kanal ve yedek kanal aynı birimlerden oluşur ve normal kanalda yapılan işlemlerin hepsi aynı zamanda yedek kanalda da olmaktadır. Böylece normal kanalda bir arıza meydana geldiğinde veya işaretin seviyesinde düşme olduğunda, yedek kanal devreye girmektedir. Bu nedenle sadece normal kanal anlatılacak, yedek kanaldan bahsedilmeyecektir.

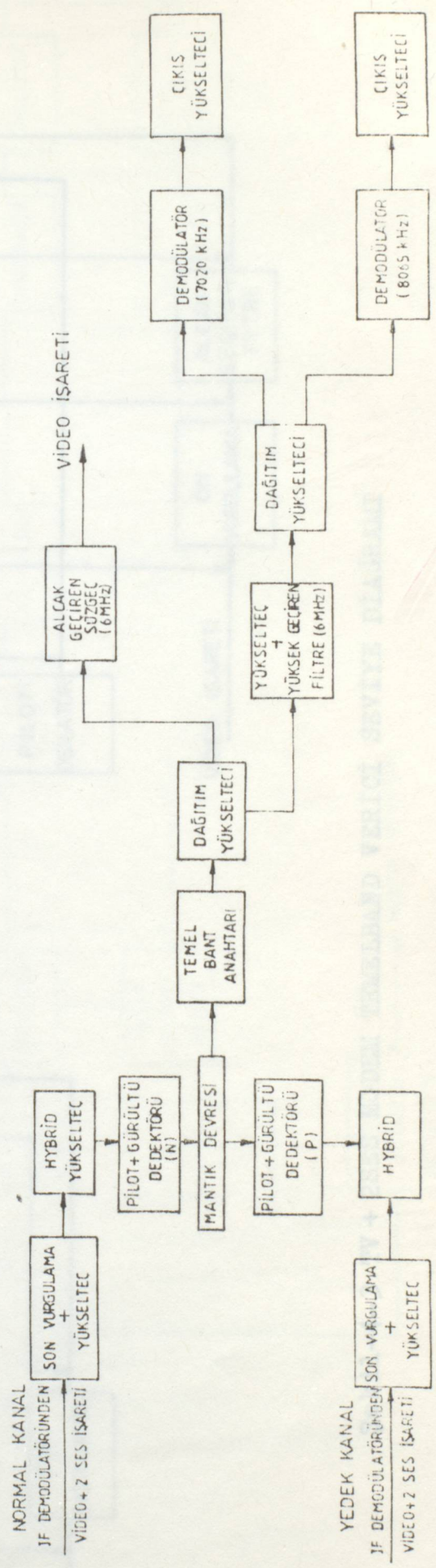
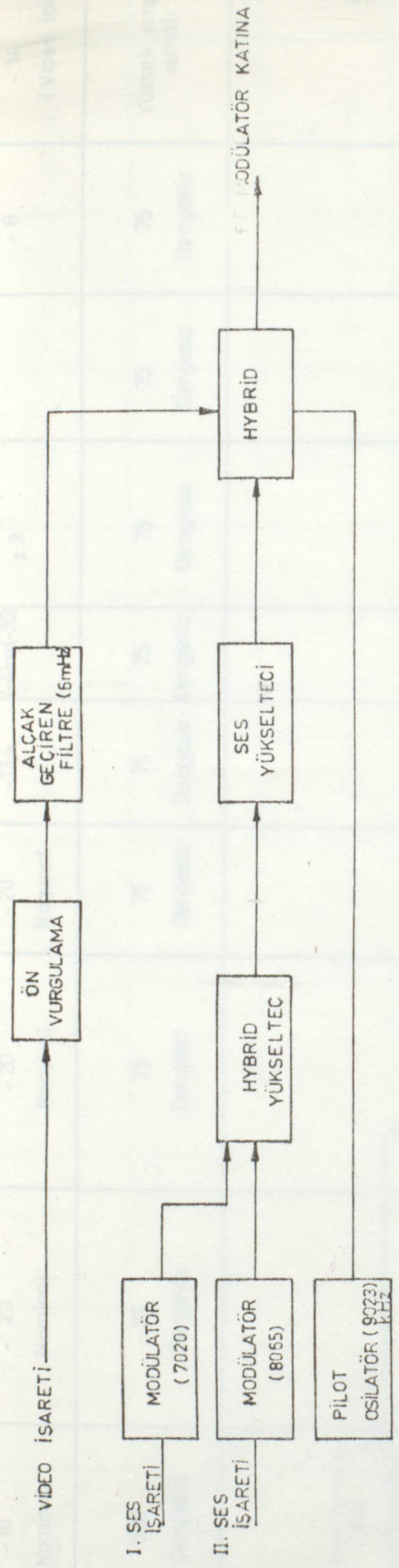
Ayrıca sistem anlatılırken sık sık bir pilot işaretinin-

den bahsedilecektir. Bu pilot işareti, ses işaretleri ve video işaretleri ile birlikte iletilecektir. Böylece eşitile nedenlerle TV + 2SES işaretinde bozulmaların olup, olmadığı pilot işaretinin uygulandığı bir mantık devresiy-le tesbit edilebilir. Bu Şekilde işaretin bozulmadan iletimi için gerekli ayarlamalar yapılabilir.

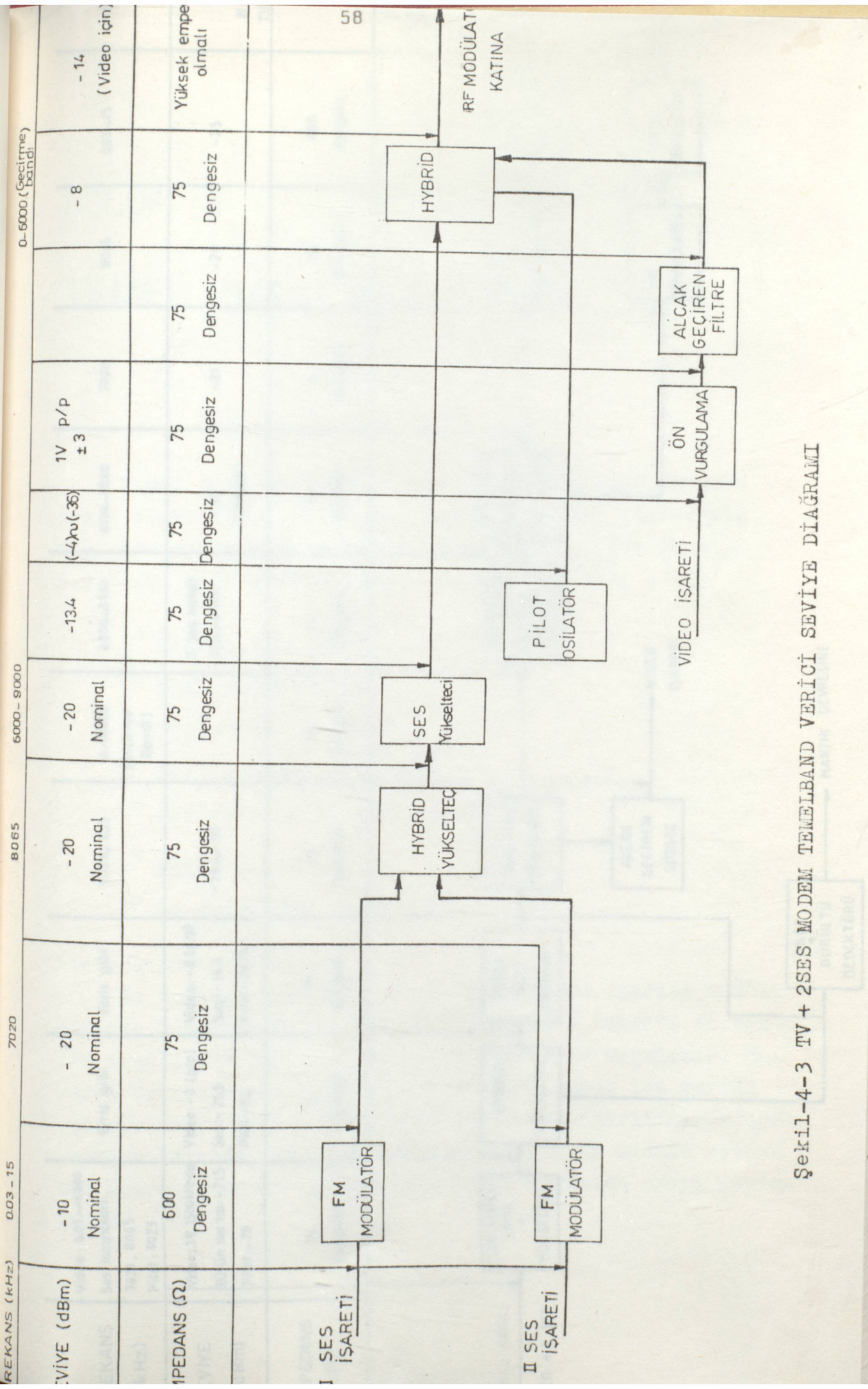
Sistemde TV + 2SES işareti ile birlikte bir servis kanalıda iletilecektir. Servis kanalının ek olarak istenmesi temel bant iletim band genişliğini artıracaktır. Ancak temel band vericisi çıkışındaki işaret daha sonra radyo frekansına yükseltildiği için bu birimde band genişliğinin artmasının bir önemi yoktur.

Buraya kadar bir mikro dalga linkte olması gereken katlar ve bu katlarda yapılan işlemler kısaca anlatıldı. Bu genel anlatımın ışığı altında artık TV + 2SES MODEM'in tasarımı-nda izlenen yollar, varılan sonuçlar ile kullanılan devreler anlatılabilir. Tasarımı yapılan kısım temel band alıcı ve vericisi olduğundan sadece bu birim ayrıntılı olarak incelenecektir. Ayrıca TELETAS'ta üretilmekte olan radyolink sisteminin temel band alıcı ve vericisinde sadece yenileştirilebilecek ve basitleştirilebilecek birimlerin tasarlanması yoluna gidilmiştir. Diğer birimler aynen bırakılmıştır. Böylece giriş ve çıkış seviyeleri daha kaliteli olan bir iletim sistemi gerçekleştirilmiştir.

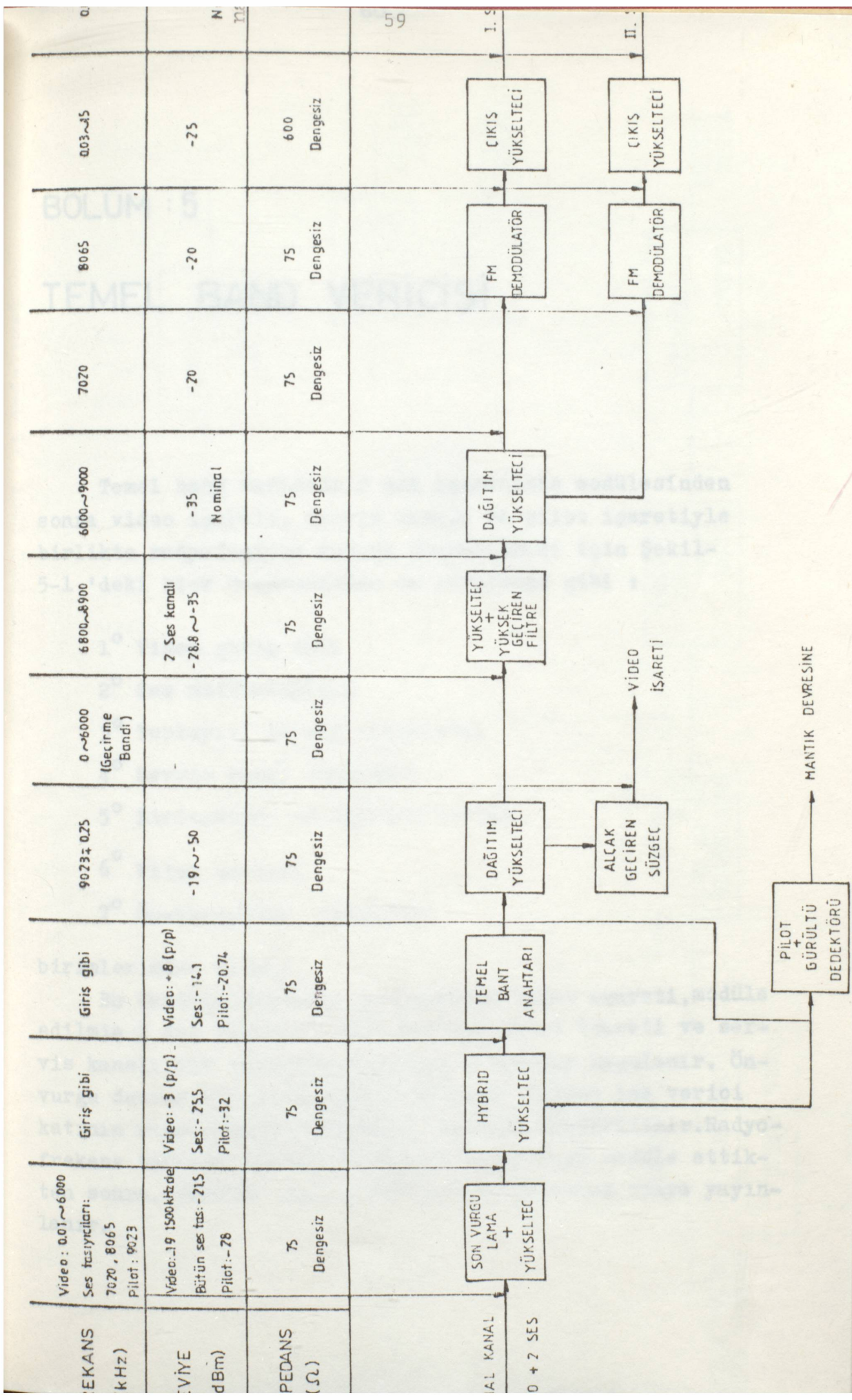




Sekil-4-2 TV+2SES MODEM TEMELBAND ALIÖT VE VERİCİ BLOK DİAĞRAMI



Şekil-4-3 TV + 2SES MODEM TEMELBAND VERİCİ SEVİYE DİAĞRAMI



BÖLÜM : 5

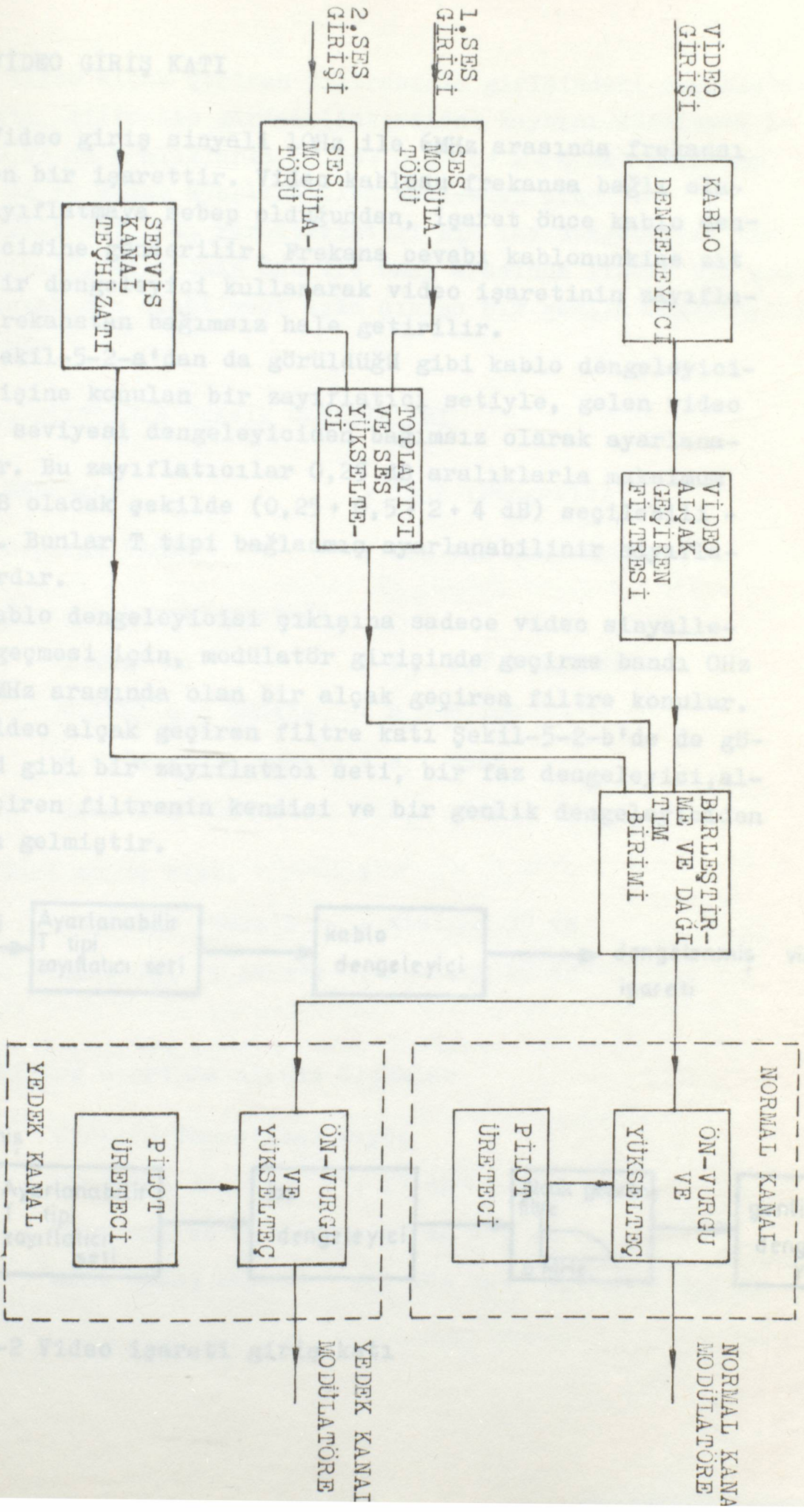
TEMEL BAND VERİCİSİ

Temel band vericisi 2 ses işaretinin modülesinden sonra video işareti, servis kanalı ve pilot işaretiyle birlikte radyofrekans katına gönderilmesi için Şekil-5-1 'deki blok diağramından da görüldüğü gibi :

- 1° Video giriş katı
- 2° Ses modülatörleri
- 3° Toplayıcı ve ses yükselteci
- 4° Servis kanal teçhizatı
- 5° Birleştirme ve dağıtım birimi
- 6° Pilot üretici
- 7° Ön-vurgulama Yükselteç

birimlerinden oluşur.

Bu üniteye sistemin girişindeki video işareti, modüle edilmiş 2 ses işareti, 9023 KHz'lik pilot işareti ve servis kanalı ile birlikte ön-vurgu devresine uygulanır. Ön-vurgu devresinin çıkışındaki birleşik işaret ise verici katının radyofrekans modülatör kısmına gönderilir. Radyofrekans katında işaret 11GHz'lik taşıyıcıyı modüle ettikten sonra, gerekli güce ayarlanır ve antenden uzaya yayınlanır.



Şekil-5-1 TV 2SES TEMELBAND VERİCİSİ BLOK DİAĞRAMI

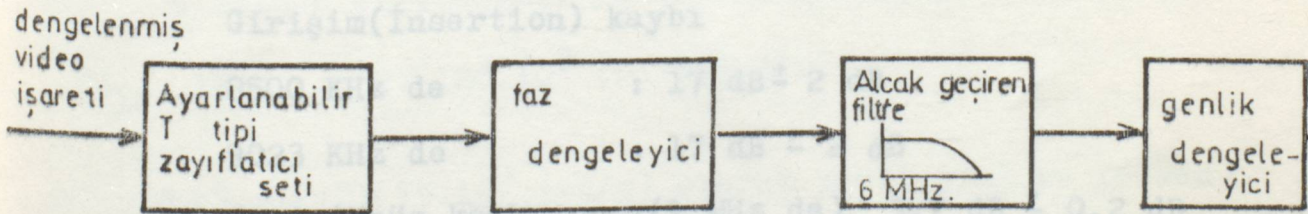
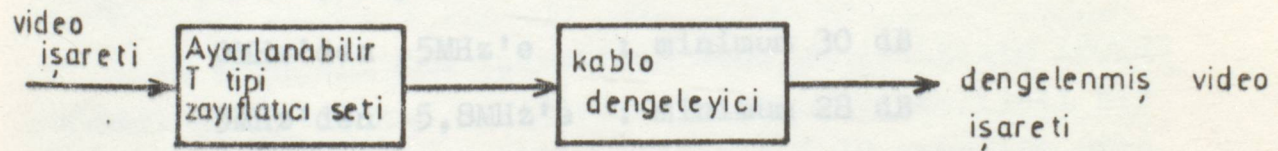
5.1. VIDEO GİRİŞ KATI

Video giriş sinyali 10Hz ile 6MHz arasında frekansı değişen bir işarettir. Video kablosu frekansa bağlı olarak zayıflatmaya sebep olduğundan, işaret önce kablo dengeleyicisine gönderilir. Frekans cevabı kablonunkine zıt olan bir dengeleyici kullanarak video işaretinin zayıflaması frekanstan bağımsız hale getirilir.

Şekil-5-2-a'dan da görüldüğü gibi kablo dengeleyicisi girişine konulan bir zayıflatıcı setiyle, gelen video sinyal seviyesi dengeleyiciden bağımsız olarak ayarlanabilir. Bu zayıflatıcılar 0,25 dB aralıklarla maksimum 7,75 dB olacak şekilde (0,25 + 0,5 + 2 + 4 dB) seçilebilirler. Bunlar T tipi bağlanmış ayarlanabilir zayıflatıcılar.

Kablo dengeleyicisi çıkışına sadece video sinyallerinin geçmesi için, modülatör girişinde geçirme bandı 0Hz ile 6 MHz arasında olan bir alçak geçiren filtre konulur.

Video alçak geçiren filtre katı Şekil-5-2-b'de de görüldüğü gibi bir zayıflatıcı seti, bir faz dengeleyici, alçak geçiren filtrenin kendisi ve bir genlik dengeleyiciden meydana gelmiştir.



Şekil-5-2 Video işareti giriş katı

5.2. "2 385" MODÜLATÖRÜ

Video alçak geçiren filtresinin girişindeki zayıflatıcı seti, filtrenin girişim(insertion) kaybını düzeltmek için 0,25 dB aralıklarla (0,25+ 0,5+ 1+ 2+ 4 dB) maksimum 7,75 dB ye kadar ayarlanabilen seviyeden oluşur.

Filtrenin faz karakteristiği bir faz dengeleyici ile düzeltilir. Filtrenin 0Hz ile 6MHz arasında lineer bir genlik cevabının olabilmesi için çıkışa bir genlik düzenleyici konulur.

5.1.1. FİLTRENİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Empedans : 75 Ω (Dengesiz)

Geçirme bandı : 0Hz ile 6MHz arası

Frekans karakteristiği

1 MHz' de : $a_0 = 1,7 \pm 0,2$ dB

0,1MHz den 5MHz'e : $a_0 \pm 0,1$ dB

6,837MHz'den 9MHz'e : $a_0 + 45$ dB

9MHz'den 80MHz'e : $a_0 + 20$ dB

Geri dönüş kaybı :

0MHz'den 5MHz'e : minimum 30 dB

5MHz'den 5,8MHz'e : minimum 28 dB

Filtre üzerinde alınan ölçümler

Girişim(Insertion) kaybı

8500 KHz de : $17 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$

9023 KHz de : $17 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$

Geri dönüş kaybı : (1 MHz de) $3,7 \text{ dB} \pm 0,2 \text{ dB}$

5.2. "2 SES" MODÜLATÖRÜ

Burada 30 Hz ile 15 KHz arasında frekansı değişen 2 ses işaretinin iletimi için direkt FM modülatörü kullanılmıştır. Ses işaretleri için taşıyıcı frekansları ve frekans sapması C.C.I.R. önerilerine göre şu şekilde tesbit edilmiştir :

$$f_{c1} = 7020 \text{ KHz}$$

$$\Delta f_1 = 75 \text{ KHz}$$

$$f_{c2} = 8065 \text{ KHz}$$

$$\Delta f_2 = 75 \text{ KHz}$$

İletilecek ses işaretlerinin en yüksek frekans bileşeni 15 KHz olduğundan $f_m = 15 \text{ KHz}$ dir.

$$\beta_1 = \beta_2 = \frac{\Delta f_1}{f_m} = \frac{75 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3} = 5$$

% 10 kuralına göre band genişliği :

$$BG_{10} = 2(\Delta\omega + \omega_m) = 2(2\pi 75 \cdot 10^3 + 2\pi 15 \cdot 10^3) = 2\pi 180 \cdot 10^3 \text{ (rd/s)}$$

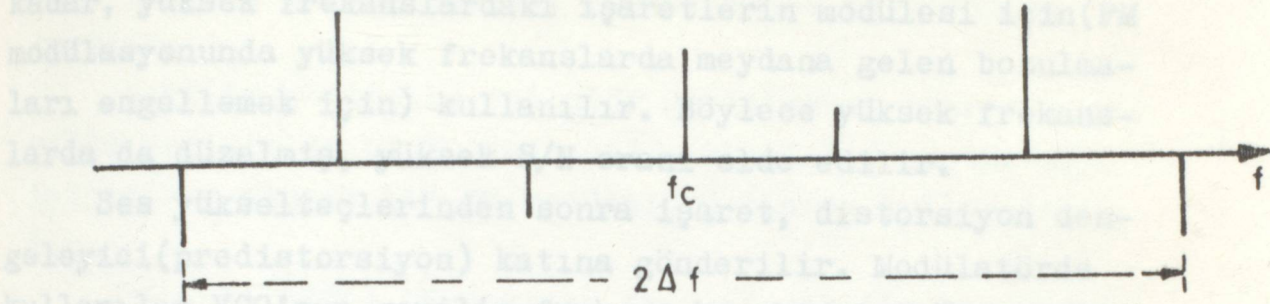
FM modüleli ses işaretinin band genişliğinin 180KHz olması gerektiğinin belirlenmesinden sonra kaliteli bir işaret iletiminin gerçekleşmesi için % 10 kuralına göre alınması gereken yanbandların sayısına Tablo-(2-1)'den bakarsak :

5 için 6 çift önemli yanbandın olduğu görülür.

$$BG_{10} = 12 \omega_m = 2\pi 180 \cdot 10^3 \text{ (rd/sn) dir.}$$

$\beta = 5, \Delta\omega = 2\pi 75 \cdot 10^3$ (rd/s) olarak sabit olan ve frekansı 10Hz ile 15 KHz arasında değişen ses servis işareti ile modüle edilmiş FM işaretinin frekans spektrumu Şekil-5-3-

te gösterilmiştir.



Şekil-5-3 $\Delta f=75\text{KHz} = s b t, f_m=10\text{Hz}$ ve 15KHz arasında değişen FM işaretinin spektrumu

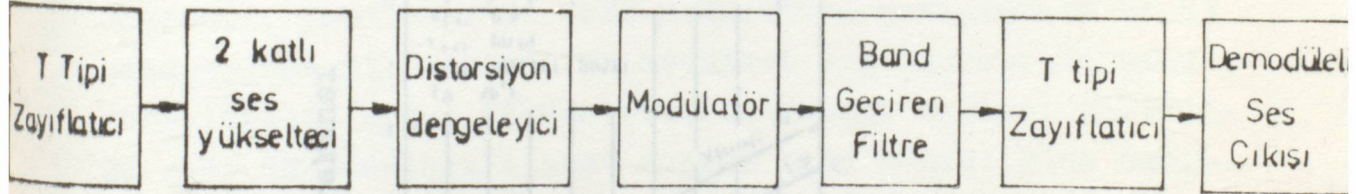
Şekil-5-4'den de görüldüğü gibi devre, bir giriş zayıflatıcı seti, dengeleyici, ses yükselteçleri, modülatör katı, bandgeçiren filtre, çıkış zayıflatıcı seti ve bir ölçme devresinden ibarettir.

5.2.1. GİRİŞ DEVRESİ-DENGELEME VE SES YÜKSELTEÇLERİ

0,50dB aralıklarla 31,50 dB ye kadar maksimum ayarlanabilen bir zayıflatıcı seti ile girişte olması gereken -13 dBm'lik seviye ayarlanır. Şekil-4-3'teki seviye diagramından da görülebileneceği gibi 600Ω (dengesiz) olması gerekmektedir. Bu nedenle 600Ω (dengeli) girişin, 600Ω (dengesiz) hale getirilmesi için farksal yükselteç kullanılır. D5 tümdevresi ile gerçekleştirilen bu dengersiz 600Ω luk ses işareti ön-vurgulama devresini de içeren iki katlı ses yükselteçlerinden birincisine uygulanır. V2 ve V3 ortak emetör montajlı ve birbirlerine direkt bağlanmışlardır. V2'nin girişine bağlanabilen iki ayrı RC devresi ile C.C.I.R.'ın verilen eğrilerinden yararlanılarak 56ms ve 75 ms'lik bir ön-vurgulama işlemi yapılabilir. İşaret ön-vurgulamasız da gönderilebilir. Eğer ön-vurgulama işlemi modülatör katında yapılırsa, alıcı katındaki FM ses demodülatörde art-vurgu devresinin bulunması gerekir.

Burada ön-vurgulama devresi alçak frekanslardaki kadar, yüksek frekanslardaki işaretlerin modülesi için(FM modülasyonunda yüksek frekanslarda meydana gelen bozulmaları engellemek için) kullanılır. Böylece yüksek frekanslarda da düzelmiş, yüksek S/N oranı elde edilir.

Ses yükselteçlerinden sonra işaret, distorsiyon dengeleyici(predistorsiyon) katına gönderilir. Modülatörde kullanılan VCO'nun gerilim-frekans karakteristiği teorikte kabul edildiği gibi lineer olmadığından, işaret bu katın girişinde bir distorsiyon dengeleyiciye uygulanır. Distorsiyon dengeleyici V4-V9 seri bağlı diyotlarından oluşur. Böylece VCO çıkışında lineer bir karakteristik elde edilir. Şekil-5- 4'de ses modülatör biriminin blok diğramı görülmektedir.



Şekil-5-4 Ses modülatörü blok diğramı

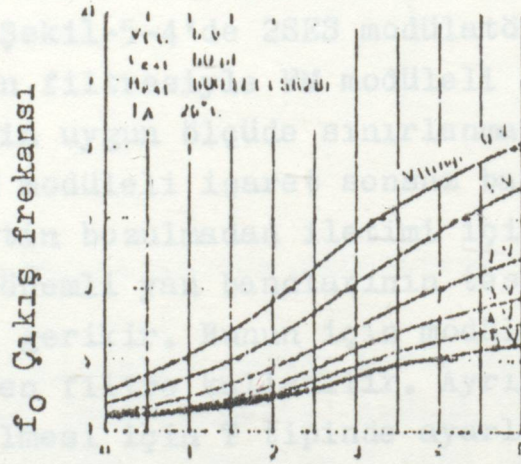
5.2.2. MODÜLATÖR KATI

Modülatör katı 74LS624 tümdevresinden ibarettir. Bu tümdevre gerilim kontrollü osilatör(VCO) dur. Modülatör girişin-

deki işaretin Şekil-4-3 'den de görülebileceği gibi -10 dBm olması gerekir. Bu seviyenin elde edilebilmesi için önce V10-V11 den oluşan ses yükseltecine uygulanması gerekir.

Gerilim kontrollü osilatör girişindeki işaretin gerilim değişimlerini frekans değişimlerine dönüştürdüğü için direk olarak bir FM modülatörü olarak kullanılmıştır.

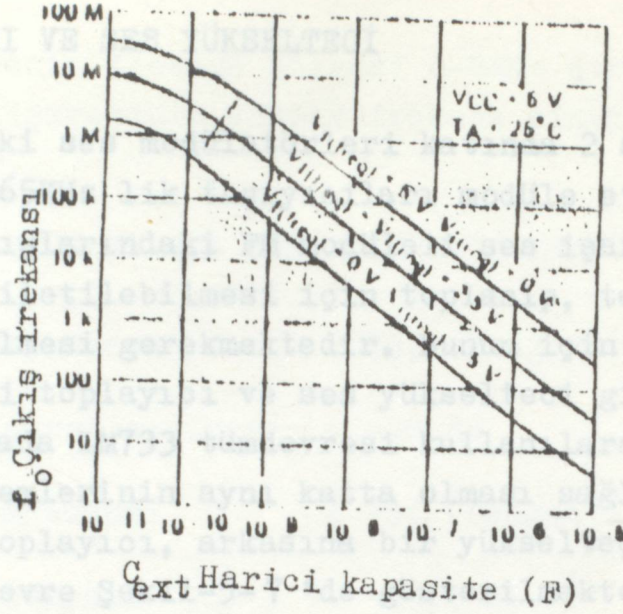
74LS624 (TTL) tümdevresi frekans-gerilim karakteristiği daha lineer olduğu için tercih edilmiştir. VCO'nun frekans kontrol girişindeki gerilim değişimlerine göre çıkış sinyalinin frekans alanının istenilen değere ayarlanması için 3 ve 4 numaralı bacaklarına bağlanacak harici kapasitenin tesbit edilmesi için Şekil-5-5'deki eğriye bakılır. Ayrıca frekans alanının tesbitinde diğer önemli bir değer de 2 numaralı bacağına uygulanması gereken 0V ile 5V arasında değişen gerilimdir. Bu gerilim değeri harici bağlanacak kapasitenin değerine ve çıkış frekansı f_0 a göre Şekil-5-6 'daki eğriden tesbit edilir.



Frekans Kontrol Giriş Gerilimi

Şekil-5-5 Frekans kontrol giriş gerilimi ile çıkış frekansı f_0 arasındaki eğri

Buradaki çalışmada yukardaki eğriden tesbit edilen gerilim değeri yaklaşık 2,5V tur.

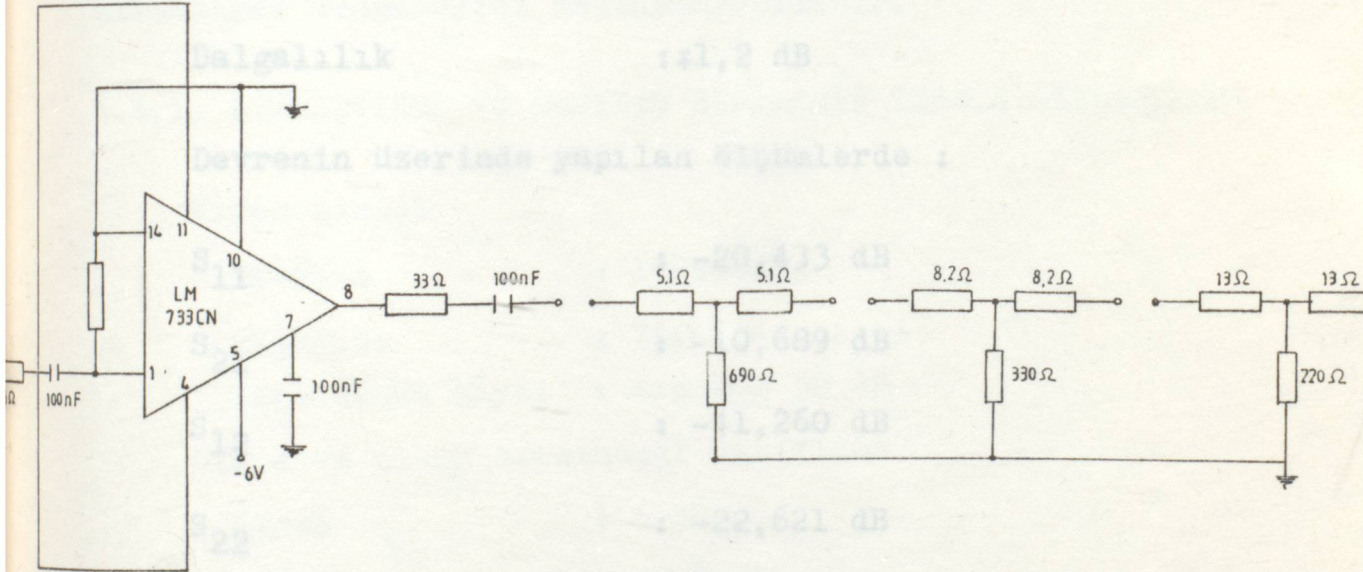


Şekil-5-6 Harici kapasite C_{ext} ile f_o çıkış frekansının değişim eğrisi

C_{ext} kapasitesi ve V_{rng} gerilimi değiştirilerek ses işaretinden birincisinin 7020KHz lik taşıyıcı, 2.ses işaretinin 8065KHz lik taşıyıcıyı FM olarak modüle etmesi sağlanır. Şekil-5-4'de 2SES modülatörü çıkışındaki L1-L3 bandgeçiren filtresiyle FM modüleli ses işaretinin band genişliğinin uygun ölçüde sınırlandırılmasını sağlar. Bilindiği gibi FM modüleli işaret sonsuz band genişliğine sahiptir. İşaretin bozulmadan iletimi için bandının %10 ölçütüne göre önemli yan bandlarının tesbit edilmesi ve sınırlandırılması gerekir. Bunun için modülatör çıkışında bir band geçiren filtre kullanılır. Ayrıca çıkış seviyesinin ayarlanabilmesi için T tipinde ayarlanabilir zayıflatıcı seti bulunmaktadır.

5.3. TOPLAYICI VE SES YÜKSELTECİ

Bir önceki ses modülatörleri katında 2 ses işareti 7020KHz ve 8065KHz lik taşıyıcıları modüle etmişlerdi. Bu modülatör çıkışlarındaki FM modüleli ses işaretlerinin alıcı tarafa iletilebilmesi için toplanıp, tek bir işaret haline getirilmesi gerekmektedir. Bunun için FM modüleli ses işaretleri toplayıcı ve ses yükselteci girişine gönderilirler. Burada LM733 tümdevresi kullanılarak toplama ve yükseltme işlemlerinin aynı katta olması sağlanmıştır. Yani önce bir toplayıcı, arkasına bir yükselteç yoluna gidilmemiştir. Bu devre Şekil-5-7 'de gösterilmektedir.



Şekil-5-7 Toplayıcı ve ses yükselteci

Devrenin girişine -20dBm seviyesindeki FM modüleli ses işaretleri gönderilmekte, çıkışa konulan 0,25dB aralıklarla zayıflatma yapabilen T tipi zayıflatıcı seti ile istenen seviye elde edilmektedir. 4. Bölümde verildiği gibi her katın giriş ve çıkışında olması gereken seviyeler önceden belirlenmişti. Şekil-4-2 incelendiğinde toplayıcı ve ses yükseltecinin girişindeki işaretlerin seviyesinin -20dBm, çıkışındaki toplanmış işaretin seviyesinin ise -13,4dBm e yükseltilmiş olması gerektiği gö-

rülecektir.

Bu devrenin frekans bölgesi 6-8MHz dir. Böylece modaleli FM ses işaretinin yüksek frekans sinyallerini toplar ve yükseltir.

5.3.1. TOPLAYICI VE SES YÜKSELTECİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Giriş empedansı : 75 Ω (Dengesiz)

Giriş işaret seviyesi : -20 dB

Çıkış empedansı : 75 Ω (Dengesiz)

Çıkış seviyesi : -13,4 dB

Dalgalılık : \pm 1,2 dB

Devrenin üzerinde yapılan ölçümlerde :

S₁₁ : -20,433 dB

S₂₁ : -10,689 dB

S₁₂ : -41,260 dB

S₂₂ : -22,621 dB

Bu ölçümler HP(Hewlett Peckard)'nin Network Analyzer-modelinde alınmıştır.

5.4. BİRLEŞTİRME VE DAĞITIM BİRİMİ

Bu birimde FM modüleli ses işaretleri, video işareti ve servis kanalları birleştirilerek, iki ayrı çıkışa dağıtılırlar.Çıkışlardan biri normal kanala, diğeri ise yedek kanala gönderilir.Şekil-5-8 'de blok halinde gösterilen devrenin girişinde 0,25 dB aralıklarla maksimum 15,75 dB ye kadar zayıflatma yapılabilen bir ayarlanabilinir zayıf-

latıcı seti bulunmaktadır. T tipinde gerçekleştirilen bu zayıflatıcılar üzerinden video işareti, iki ayrı temel band çıkışına bir rezistif olarak yapılmış olan toplayıcı ile gönderilir. Girişten çıkışa zayıflama yaklaşık 6 dB dir.

Servis işareti R23-R24 dirençleri üzerinden, ses işareti R21-R22 üzerinden video işareti ile toplanır. R21-R24 ile, çıkışlardan servis ve ses girişlerinin yalıtılması sağlanır. R25-R26 ise giriş empendansının uygunlaştırılmasını sağlar. Ses girişinde bulunan ve video alçak geçiren filtresinin karakteristik empendansını kompanze eden bir dengeleyici devre, 2 ses girişinin frekans karakteristikliğinin doğruluğu için gereklidir. Video alçak geçiren filtresi kullanılmamışsa dengeleyici bağlanmayabilir.

5.4.1. BİRLEŞTİRME VE DAĞITIM BİRİMİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Video girişi

Frekans	: 10Hz-6MHz
Empedans	: 75Ω (Dengesiz)
Geri dönüş kaybı	: minimum 30 dB

Giriş ve çıkış arasındaki zayıflama

Video	: 6 dB
Ses	: 24,6 dB
Servis	: 23,8 dB

Ses girişi

Empedans	: 75Ω (dengesiz)
Geri dönüş kaybı	: minimum 28 dB

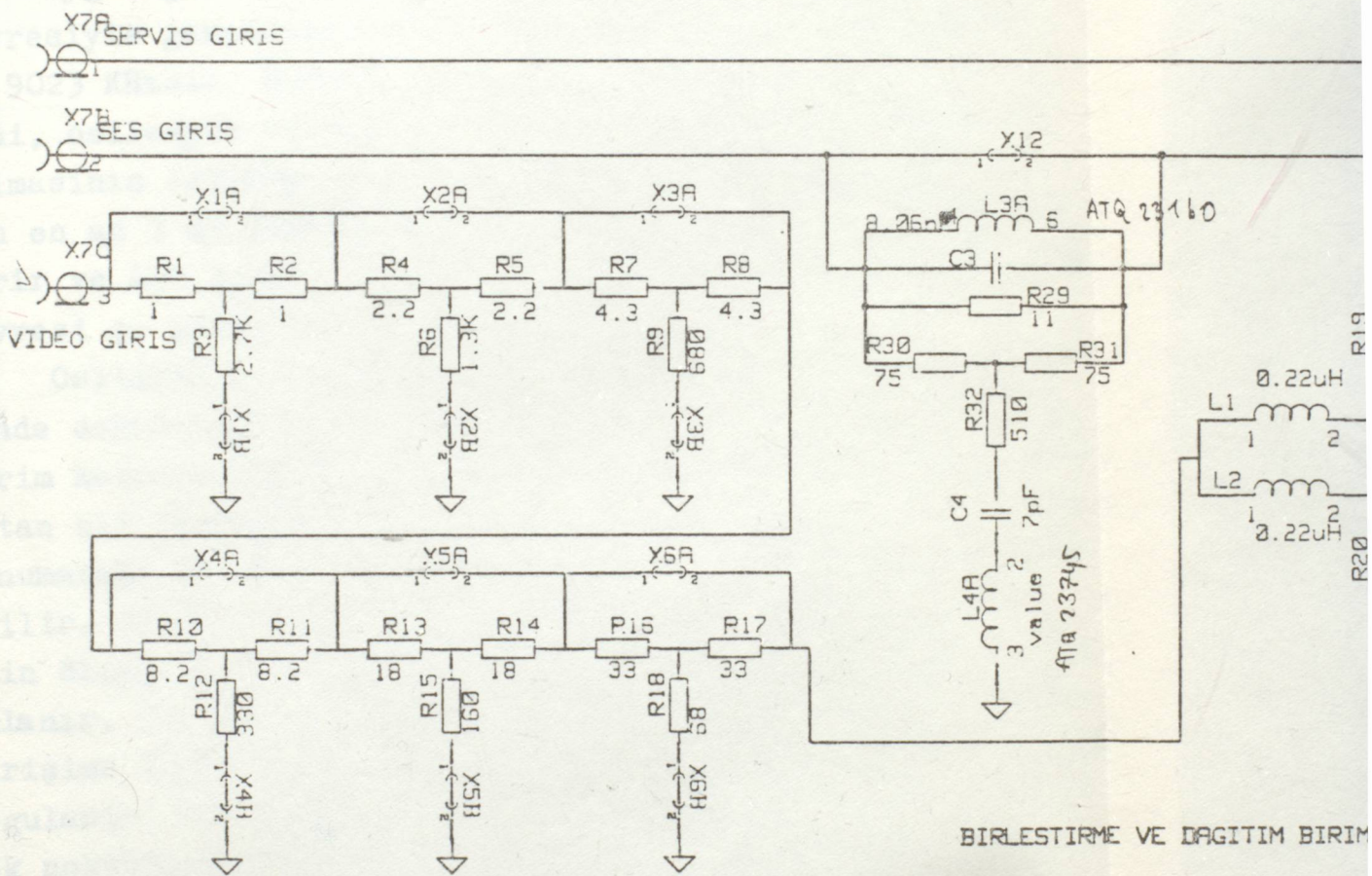
Servis girişi

Empedans	: 75Ω (dengesiz)
Geri dönüş kaybı	: minimum 28 dB

515. P107 ÜNİTESİ

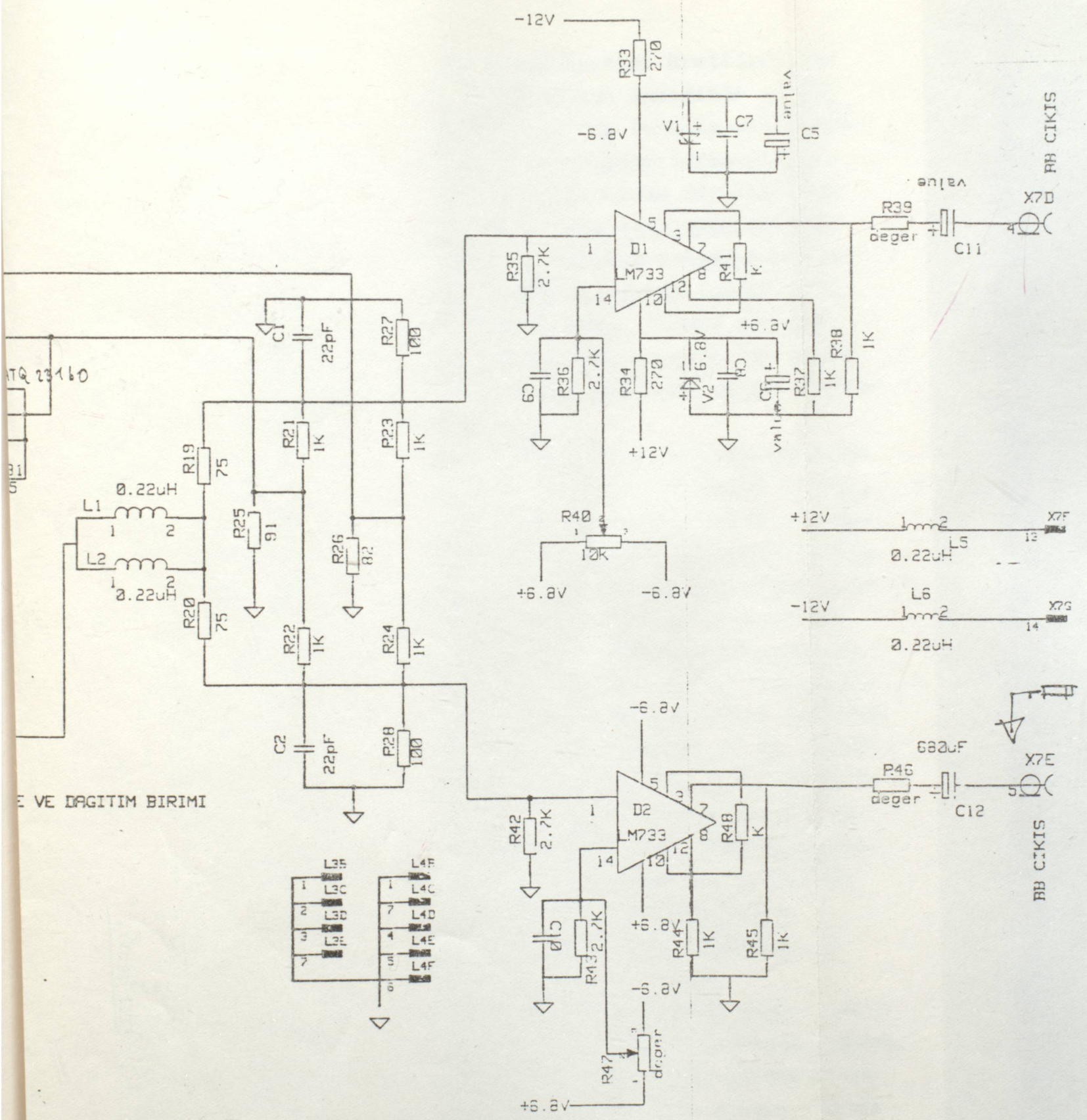
Bu birimde 9023 IC'si kullanılarak ses seviyesi normalleştirilerek LED yanarak alarm verilmektedir. Bu devresinde uygun güçte bir devre kullanılmaktadır.

devre X7A SERVİS GİRİŞİ
 deni X7B SES GİRİŞİ
 kalmaktadır.
 dan en
 ver
 de



BİRLEŞTİRME VE DAĞITIM BİRİMİ

ruide
 birin
 itan
 2 num
 edilir
 için
 gulan
 girilen
 uygun
 tek nok
 mini de
 runde
 de, D3
 olur. B
 test nok
 sonuçl
 Alara
 Kısık
 ses igret
 gubneden
 u-1 yapı



E VE DAĞITIM BİRİMİ

BB ÇIKIŞ

BB ÇIKIŞ

BB ÇIKIŞ

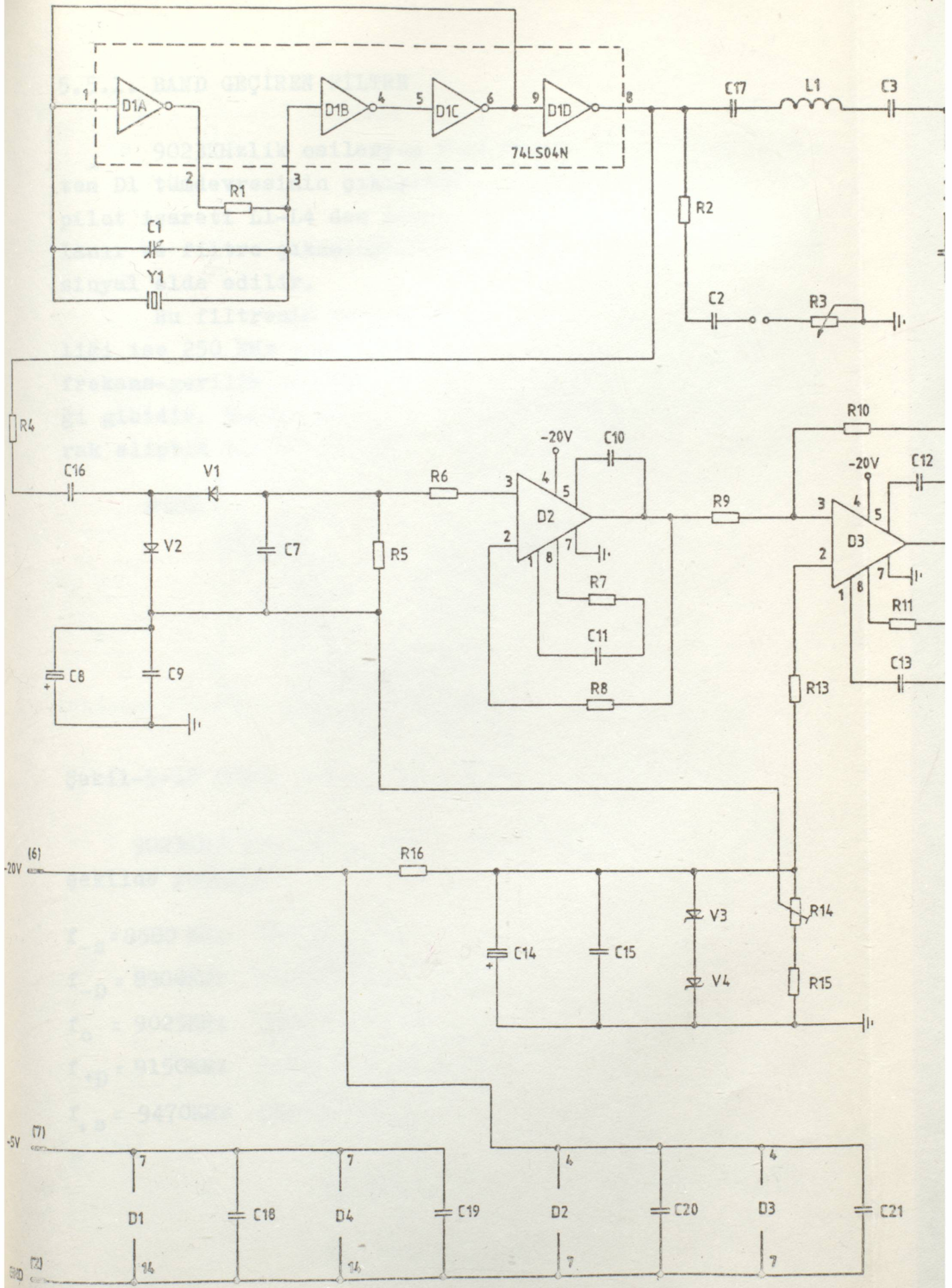
5.5. PILOT ÜRETECİ

Bu birimde 9023 KHz lik pilot işareti üretilir. Çıkış seviyesi normalin en az 3 dB altına indiğinde ilgili LED yanarak alarm verir. Şekil-5-9 'da verilen pilot üretici devresinde bu olayın nasıl oluştuğunu inceleyelim :

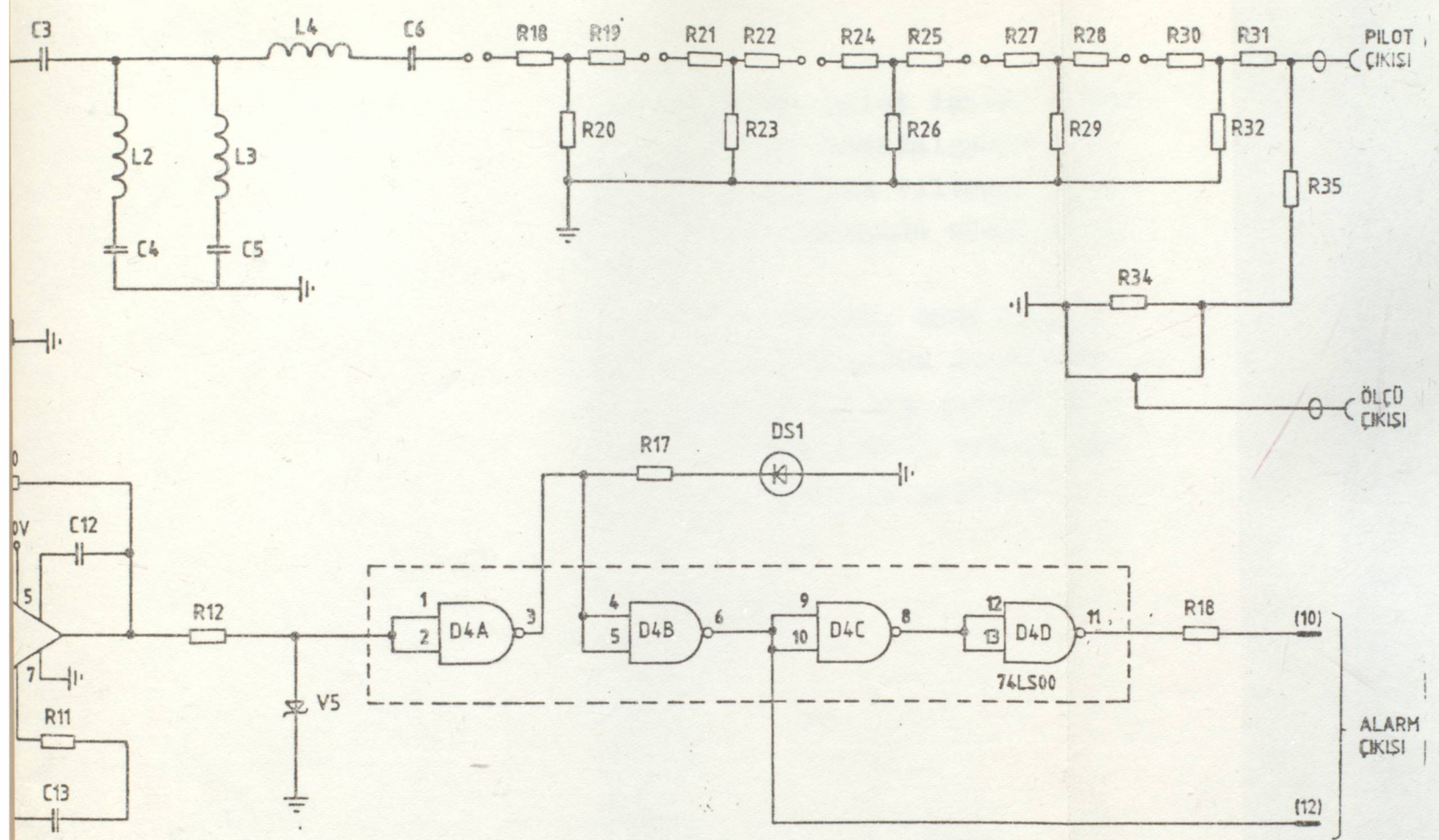
Uygun geribesleme ile kristalli olarak bir TTL tümdevresiyle gerçekleştirilen osilatörün osilasyon frekansı 9023 KHzdir. Burada kristalli osilatör kullanmanın nedeni, osilasyon frekansının 50Hz sınırları içinde sabit kalmasının istenmesidir. Osilatör çıkışı normal konumundan en az 3 dB düştüğünde D2-D3-D4 tümdevreleri ile alarm verir ve LED yanar. D2-D3-D4 tümdevrelerinden oluşan alarm devresi şu şekilde çalışmaktadır :

Osilatör çıkışındaki kare dalga işaret V1-V2 dedektöründe doğrultularak iki katına çıkarılır. Dedektör çıkışı, birim kazançlı ve D3 karşılaştırma devresini V1-V2 den yalıtan bir tampon gibi çalışan D2 devresine verilir. D2 nin 2 numaralı bacağında görülen dc gerilim çıkışta aynen elde edilir. D2 nin çıkışı R33 üzerinden pilot seviyesi ayarı için ölçme devresi ve ayrıca D3 ün 3 numaralı girişine uygulanır. D3 bir karşılaştırma devresidir. D3'ün 2 numaralı girişine V3-V4 zener diyotlarından alınan referans gerilimi uygulanır. R14 potunun değişimi, sadece C8-C9 ve R5 in ortak noktasının gerilimini, dolayısıyla D2nin çıkış gerilimini değiştirmektedir. Bu durumda D3 ün çıkışı normal durumda -18,5V dur. Pilot seviyesi normalden 3 dB düştüğünde, D3 normal konumdan alarm konumuna geçer ve çıkışı 0V olur. Bu durumda D4/1-2-3 vasıtasıyla LED yanar. T3 test ucu ise alarm devresinin arızalı olup, olmadığını kontrol edilebilmesi için devreye konulmuştur.

Alarm devresinin çalışmasını inceledikten sonra, 9023 KHz lik osilatörün çıkışında bulunan pilot işaretinin video, ses işareti ve servis kanalı ile ön-vurgulama işlemine uygulanmadan önce gönderilmiş olduğu L1-L4 den oluşan filtrenin yapısını inceleyelim :



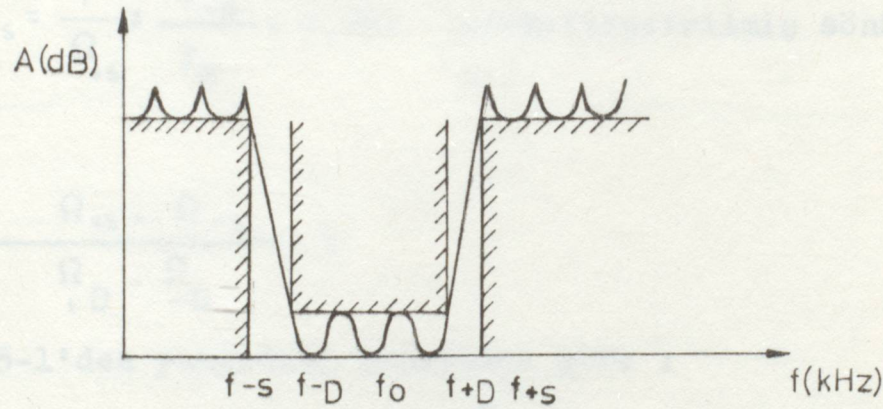
Şekil 5.9. Pilot Üretici



5.5.1. BAND GEÇİREN FİLTRE

9023KHzlik osilasyon frekansında pilot işareti üreten D1 tümdevresinin çıkışındaki işaret karedalgadır. Bu pilot işareti L1-L4 den oluşan band geçiren filtreye uygulanır ve filtre çıkışında 9023 KHz frekansında sünisoidal sinyal elde edilir.

Bu filtrenin merkez frekansı 9025KHz, band genişliği ise 250 KHz dir. İdealde bir band geçiren filtrenin frekans-gerilim karakteristiği Şekil-5-10 'da gösterildiği gibidir. Burada alçak geçiren filtre modeli kullanılarak eliptik tip band geçiren filtre tasarımı yapılmıştır.



Şekil-5-10 İdeal band geçiren filtre karakteristiği

9023KHz lik band geçiren filtre tasarımı aşağıdaki şekilde yapılır :

- $f_{-s} = 8580 \text{ KHz}$ (sönüm noktası)
- $f_{-D} = 8900 \text{ KHz}$ (-3dB kesim noktası)
- $f_o = 9025 \text{ KHz}$ (Merkez frekansı)
- $f_{+D} = 9150 \text{ KHz}$ (-3dB kesim noktası)
- $f_{+s} = 9470 \text{ KHz}$ (sönüm noktası)

$$f_B = \sqrt{f_{-D} \cdot f_{+D}} \quad \text{şeklinde seçilir.}$$

$$f_B = 9024,1343 \text{ KHz}$$

$$\Omega_{+D} = \frac{f_{+D}}{f_B} = \frac{1}{\Omega_{-D}} = 1,0139477 \quad (\text{normalleştirilmiş } -3\text{dB kesim noktası})$$

$$\Omega_{-D} = \frac{f_{-D}}{f_B} = \frac{1}{\Omega_{+D}} = 0,98624419 \quad (\text{normalleştirilmiş } -3\text{dB kesim noktası})$$

$$\Omega_{+s} = \frac{1}{\Omega_s} \cdot \frac{f_{+s}}{f_B} = 1,0493179 \quad (\text{normalleştirilmiş sönüm noktası})$$

$$\Omega_{-s} = \frac{1}{\Omega_s} \cdot \frac{f_{-s}}{f_B} = 0,953 \quad (\text{normalleştirilmiş sönüm noktası})$$

$$\Omega_s = \frac{\Omega_{+s} - \Omega_{-s}}{\Omega_{+D} - \Omega_{-D}} = 3$$

Tablo-5-1'den yukardaki hesaplara göre :

$$\Omega_s^* = 2 \quad ; \quad a^* = \frac{\Omega_s^*}{\Omega_{+s} - \Omega_{-s}} = 10,43$$

$\Omega_\infty = 2,270068086$ şeklinde seçildiler.

$$\Omega_{\pm\infty} = \sqrt{\left(\frac{\Omega_\infty}{2a^*}\right)^2 + 1} \pm \frac{\Omega_\infty}{2a^*}$$

$$\Omega_{+\infty} = 1,114728$$

$$\Omega_{-\infty} = 0,8970799$$

$$R_B = 75\Omega \quad C_B = \frac{1}{2\pi f_B R_B} = 235,15\text{pF} \quad (\text{normalize kapasite})$$

$$L_B = \frac{R_B}{2\pi f_B} = 1,3227 \text{ pF} \quad (\text{normalize endüktans})$$

Eliptik alçak geçiren filtre tablosundan $n = 3$ bulunur.

Tablo-5-1 den $r_1 = 1$ ve $r_2 = 1$ için,

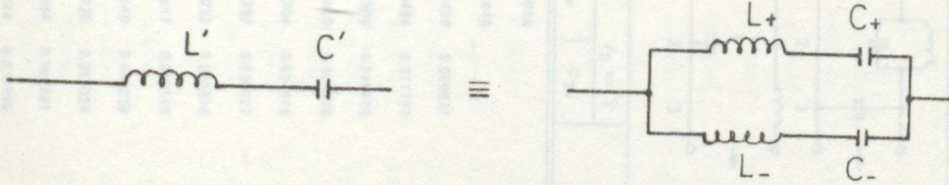
$$L'_1 = 0,715931$$

$$L'_2 = 0,223033$$

$$L'_3 = 0,715931$$



$$L = \frac{1}{C} = a^* \cdot L'$$



$$L_+ = \frac{1}{C_-} = a^* \cdot L' (1 + \Omega_{-\infty}^2)$$

$$L_- = \frac{1}{C_+} = a^* \cdot L' (1 + \Omega_{+\infty}^2)$$

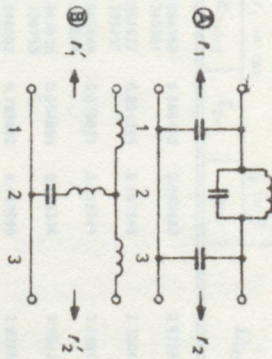
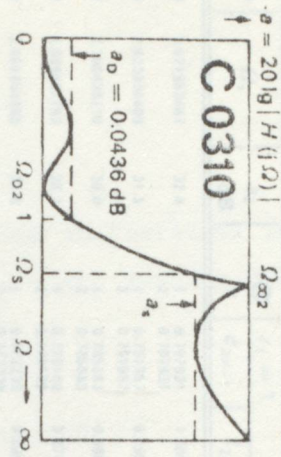
$$L_1 = a^* \cdot L'_1 = 10,43 \cdot 0,715991 = 7,4677861$$

$$L_2 = a^* \cdot L'_2 (1 + \Omega_{+\infty}^2) = 4,198276$$

$$L_3 = a^* \cdot L'_3 (1 + \Omega_{-\infty}^2) = 5,2168559$$

$$L_4 = a^* \cdot L'_3 = 7,4677861$$

Таблица-5-1



$$H(p) = C \frac{(p - \alpha_1)(p^2 - 2\alpha_2 p + \gamma_2)}{p^2 + \Omega_{\infty 2}^2}$$

$$\gamma_2 = \alpha_2^2 + \beta_2^2$$

P	Ω ₀	g ₀ dB	v	f ₁ = 1		f ₂ = 1		f ₁ = ∞		f ₂ = 1		Ω _{∞2v}	Ω _{∞v}	-α _v	±β _v	C
				C _{2v-1}	L _{2v}	C _{2v}	L _{2v}	C _{2v-1}	L _{2v}	C _{2v}						
1	0.164937		1	0.928974		0.619918		0.0000000000		0.0000000000		2.1508238121	0.0000000000			0.100503792
2	0.464937		2	1.103872		0.232469		0.0000000000		0.0000000000		1.0754144560	1.8928724771			0.402019178
3	0.853447		2	1.084423		0.927480		0.927480		0.927480		0.8660254038	0.8660254038			48.738813948
4	0.847897		1	1.081013		0.975998		0.975998		0.975998		0.57944444702	0.57944444702			38.821868892
5	0.845893		2	1.081013		0.419109		0.419109		0.419109		1.1834221135	1.1834221135			27.408192834
6	0.845811		1	1.087078		0.941958		0.941958		0.941958		0.8070814857	0.8070814857			21.934893889
7	0.845893		2	1.082819		0.927272		0.927272		0.927272		1.1981144134	1.1981144134			17.507107225
8	0.840982		1	1.077837		0.408535		0.408535		0.408535		0.5714481794	0.5714481794			14.453155827
9	0.838036		1	1.074937		0.971391		0.971391		0.971391		1.1932870854	1.1932870854			12.130370916
10	0.838035		2	1.074937		0.405473		0.405473		0.405473		0.5680737132	0.5680737132			10.322893878
11	0.834802		1	1.072133		0.988898		0.988898		0.988898		1.1978893442	1.1978893442			8.888353840
12	0.831261		2	1.068107		0.400970		0.400970		0.400970		0.8680254871	0.8680254871			7.731134941
13	0.827414		1	1.065859		0.986292		0.986292		0.986292		1.2029913035	1.2029913035			6.784141543
14	0.823462		2	1.062491		0.398023		0.398023		0.398023		0.5602787968	0.5602787968			5.899242174
15	0.818804		1	1.044803		0.986698		0.986698		0.986698		1.2085842218	1.2085842218			5.289720880
16	0.818804		2	1.044803		0.388028		0.388028		0.388028		0.5510868841	0.5510868841			4.731134941
17	0.814041		1	1.030796		0.986791		0.986791		0.986791		1.2116805584	1.2116805584			4.2484398529
18	0.814041		2	1.030796		0.378458		0.378458		0.378458		0.54659739549	0.54659739549			3.389704888
19	0.808974		1	1.028173		0.986837		0.986837		0.986837		1.2361238802	1.2361238802			3.398537880
20	0.808974		2	1.028173		0.368423		0.368423		0.368423		0.5387230800	0.5387230800			3.398537880
21	0.803604		1	1.019034		0.956201		0.956201		0.956201		1.2443344807	1.2443344807			3.398537880
22	0.803604		2	1.019034		0.356687		0.356687		0.356687		0.5289503572	0.5289503572			3.398537880

Θ	Ω _s	a _s dB	Ⓐ		Ⓛ		Ⓜ		Ω _{ω2ν}	Ω _{ων}	-α _ν	±β _ν	C
			r ₁ = 1 C _{2ν-1}	l _{2ν}	r ₂ = 1 C _{2ν}	l _{2ν}	r ₁ = ∞ C _{2ν-1}	l _{2ν}					
19	3 071553487	32.6	1 0.797931	1 009380	0.079848	1 0.964180	0.984110	0.095482	3 522405053	0.0000000000	1 25132417488	0.0000000000	4 784818674
20	2 923804400	31.3	2 0.791957	0.999215	0.089151	0.951927	0.831385	0.107148	3 350474840	0.0000000000	0.6272324666	1 3403355194	4 309581852
21	2 790428110	30.0	2 0.791957	0.986539	0.099090	0.939737	0.726385	0.272922	3 195133559	0.0000000000	1 272785971	0.0000000000	3 900528344
22	2 689467183	28.7	1 0.795683	0.977357	0.109892	0.947035	0.804055	0.133334	3 084121186	0.0000000000	0.5082016706	1 3409342095	3 544002718
23	2 558304685	27.6	2 0.779109	0.965689	0.120390	0.920755	0.789462	0.147995	2 925570059	0.0000000000	0.5007545847	1 3411447567	3 238703117
24	2 458593336	26.4	1 0.772239	0.956689	0.130290	0.944802	0.789462	0.147995	2 807924180	0.0000000000	1 2943292983	0.0000000000	2 988248323
25	2 388201883	25.3	2 0.765072	0.952480	0.139290	0.942185	0.774261	0.163281	2 699878408	0.0000000000	0.4928689712	1 3412780192	2 735708880
26	2 281172033	24.3	1 0.757612	0.940784	0.148820	0.939742	0.758480	0.180878	2 600120986	0.0000000000	0.4195289780	0.0000000000	2 513206827
27	2 202889265	23.3	2 0.749880	0.927815	0.159433	0.927351	0.742072	0.199287	2 508315867	0.0000000000	0.4195289780	0.0000000000	2 323983875
28	2 130054468	22.3	1 0.741819	0.913946	0.173906	0.925012	0.725108	0.218197	2 423053796	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	2 154811418
29	2 082865340	21.3	2 0.733432	0.899795	0.189291	0.922748	0.707579	0.240713	2 343838876	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	2 002450841
30	2 000000000	20.4	1 0.724882	0.885186	0.205646	0.920583	0.689504	0.264002	2 270088086	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 865245070
31	1 941504028	19.5	2 0.715991	0.870088	0.223033	0.918572	0.670901	0.289244	2 201216296	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 741086184
32	1 887079915	18.7	1 0.708225	0.858492	0.241523	0.916719	0.652193	0.316641	2 138824093	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 628397382
33	1 836078458	17.8	2 0.697387	0.848492	0.261194	0.915126	0.632193	0.346428	2 078487828	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 528781723
34	1 788291650	17.0	1 0.687833	0.839431	0.282132	0.913683	0.611213	0.378872	2 019851423	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 432086274
35	1 743448798	16.2	2 0.677719	0.83141	0.304431	0.912216	0.591851	0.414281	1 968599667	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 346288851
36	1 701301817	15.4	1 0.667499	0.824033	0.328198	0.910868	0.570769	0.453010	1 916452067	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 267538891
37	1 661840141	14.7	2 0.657032	0.817110	0.353551	0.909570	0.549526	0.495489	1 869159100	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 195082850
38	1 624389245	14.0	1 0.646325	0.810919	0.380619	0.908287	0.527963	0.542131	1 824487221	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 128283710
39	1 589015729	13.3	2 0.635386	0.805353	0.409549	0.907012	0.508124	0.593588	1 782288886	0.0000000000	0.4880720218	0.0000000000	1 068811188

$$C_1 = 0,13339$$

$$C_2 = 0,238193$$

$$C_3 = 0,1916863$$

$$C_4 = 0,13339$$

Bunlar normalize değerler olduğundan normalize halinden kurtarabilmek için kapasiteleri C_B ile, bobin değerlerini L_B ile çarpacağız.

Buna göre kullanılacak gerçek değerler :

$$C_1 = 31,5 \text{ pF}$$

$$L_1 = 9,8776 \text{ MH}$$

$$C_2 = 56 \text{ pF}$$

$$L_2 = 5,553 \text{ MH}$$

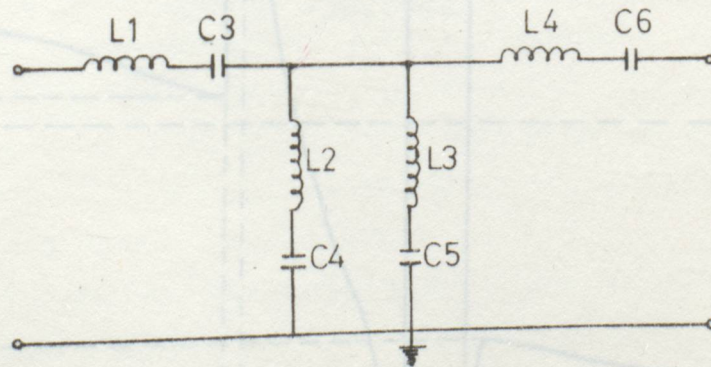
$$C_3 = 45 \text{ pF}$$

$$L_3 = 6,9 \text{ MH}$$

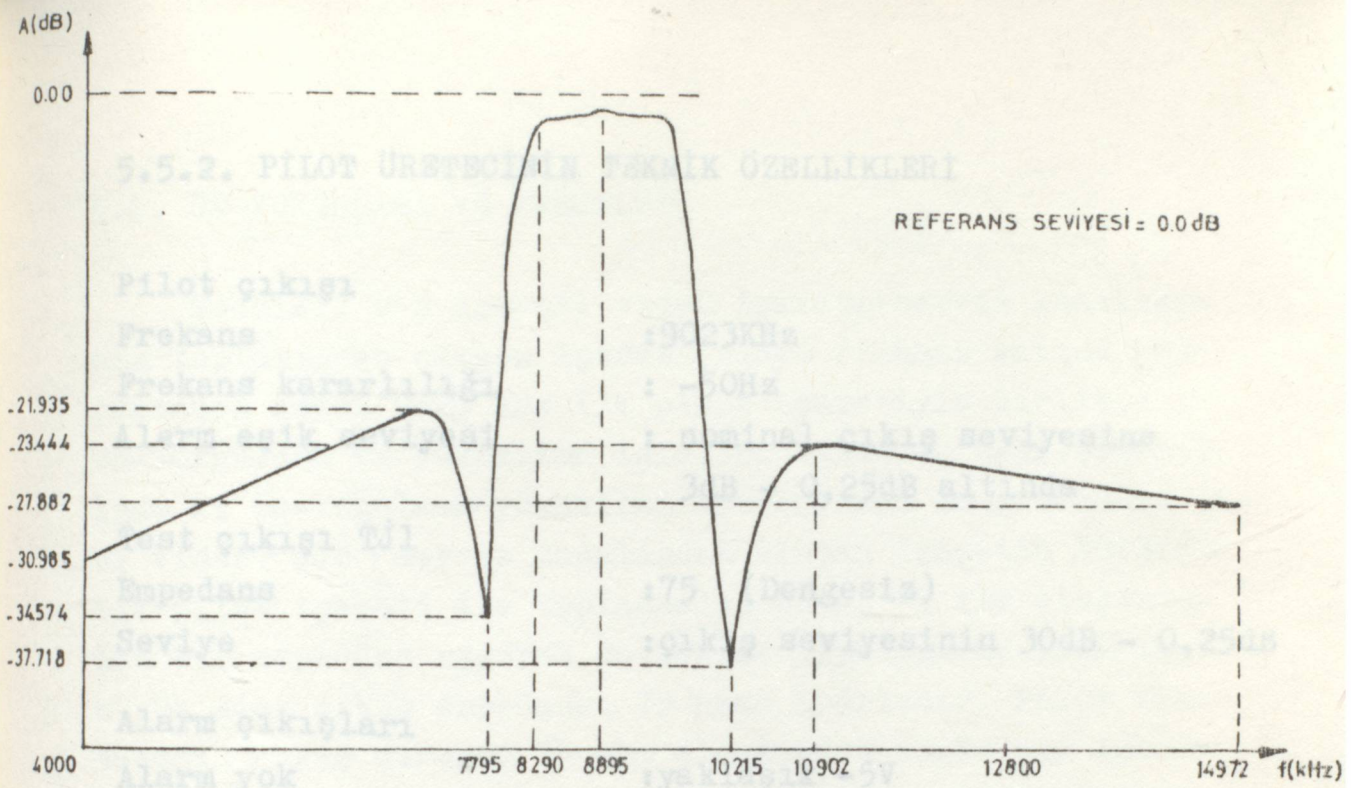
$$C_4 = 31,5 \text{ pF}$$

$$L_4 = 9,8776 \text{ MH}$$

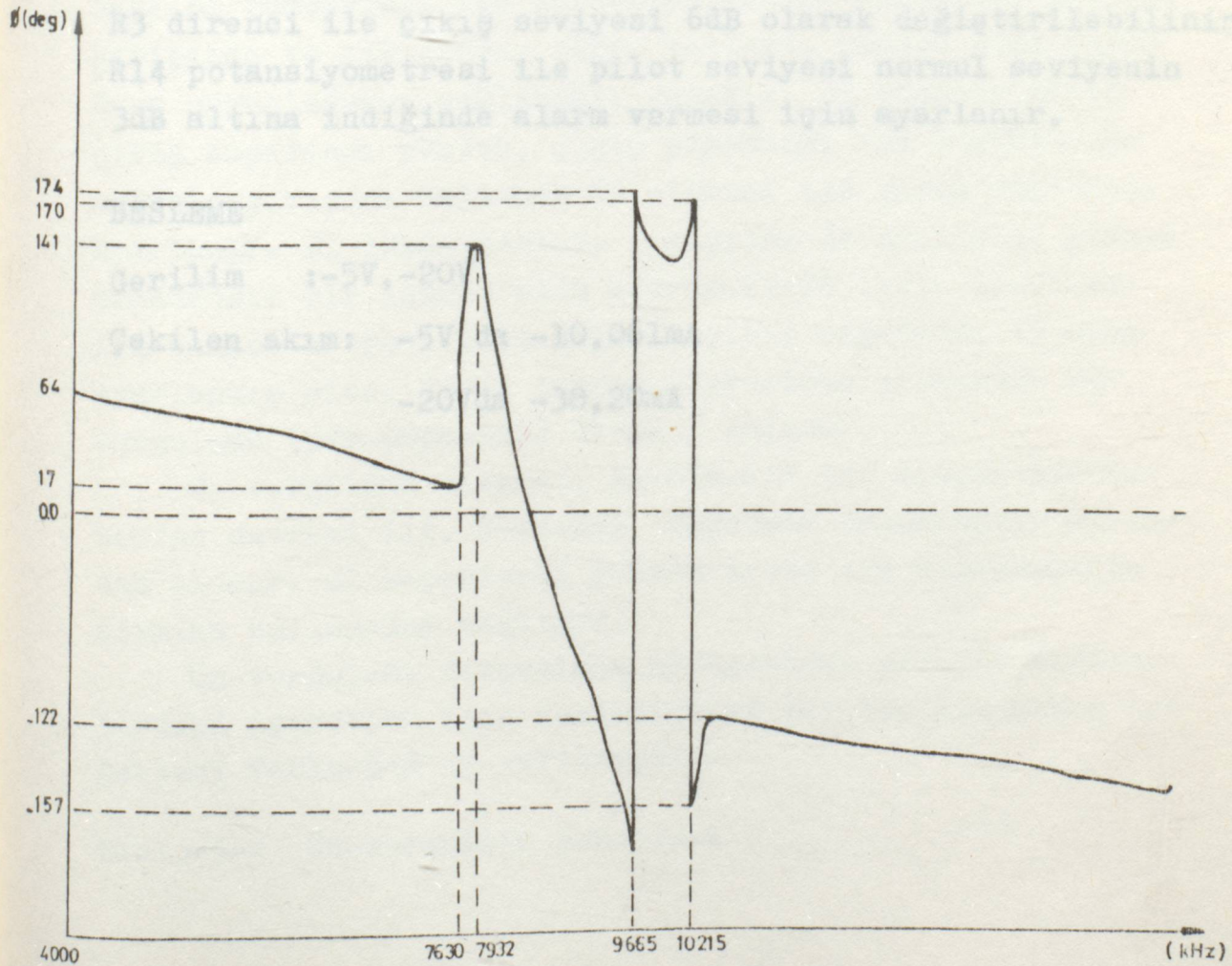
Pilot osilatörünün çıkışında bulunan 9023 KHz merkez frekansındaki band geçiren filtre Şekil -5-11de gösterildiği gibidir. Ayrıca bu filtre çıkışında R18-R32 ayarlanabilir zayıflatıcı seti ile -4dB ile -37dB arasında işaret zayıflatılabilir.



Şekil-5-11 9023KHz lik band geçiren filtre



Şekil-5-11-a 9023KHzlik bandgeçiren filtrenin frekans-genlik cevabı



Şekil-5-11-b 9023KHzlik bandgeçiren filtrenin faz karakteris-

5.5.2. PİLOT ÜRETECİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Pilot çıkışı

Frekans	: 9023KHz
Frekans kararlılığı	: -50Hz
Alarm eşik seviyesi	: nominal çıkış seviyesine 3dB - 0,25dB altında
Test çıkışı Tj1	
Empedans	: 75 (Dengesiz)
Seviye	: çıkış seviyesinin 30dB - 0,25dB

Alarm çıkışları

Alarm yok	: yaklaşık -5V
Alarm var	: yaklaşık 0V
Frekans cevabı	: -0,5 dB

Çıkış seviyesinin ayarı

R3 direnci ile çıkış seviyesi 6dB olarak değiştirilebilir.
R14 potansiyometresi ile pilot seviyesi normul seviyenin
3dB altına indiğinde alarm vermesi için ayarlanır.

BESLEME

Gerilim : -5V, -20V

Çekilen akım: -5V da -10,061mA

-20Vda -38,20mA

Tablo-5-2 Ön-vurgulama sonuçları :

5.6. ÖN-VURGULAMA VE YÜKSELTEÇ

Modüleli ses işareti video işareti+servis kanalının toplamından oluşan işareti, radyo frekans katına göndermeden önce, 9023 KHz lik pilot işaretiyle birlikte ön-vurgulama ve yükseltme işlemine tabii tutulur. Şekil-5-12de ki ön-vugulama+yükselteç devresinden de görüldüğü gibi video + ses + servis kanalından oluşan işaretin 9023KHz-lik pilot işareti ile toplanmadan önce, V1 ile oluşturulan bir empedans uydurma devresine uygulanarak $10K\Omega$ dan büyük olan çıkış empedansı 75 ohma ayarlanır. Pilot üreticinin çıkış direnci 75 ohm olduğundan böyle bir işleme gerek yoktur. Bu şekilde bir empedans uygunlaştırılmasının yapılması toplayıcı olarak kullandığımız V2 tranzistörünün giriş empendansının yaklaşık 5 ohm olmasıdır. V2 nin çıkış empedansı 75 ohma ayarlanır. Toplayıcı çıkışındaki D1 tümdevresi ile gerçekleştirilen yükselteç katının girişinde ve çıkışında, diğer katlarda olduğu gibi empedans uygunluğunun sağlanması gerekir. D1 tümdevresinin giriş empedansı yüksek, çıkış empedansı ise küçüktür. Bu nedenle girişine bağlanan R5 direnci ile giriş empedansı ayarlanır. D1 tümdevresinin çıkışında 4V genlikli, yüksek empedanslı bir işaret elde ederiz. V3-V4 lerle oluşturulan tampon devresi kullanılarak çıkış empedansı 75 ohma ayarlanmış olur. V3-V4 tampon devresinin çıkışında ön-vurgulama (pre-emphasis) devresi bulunur.

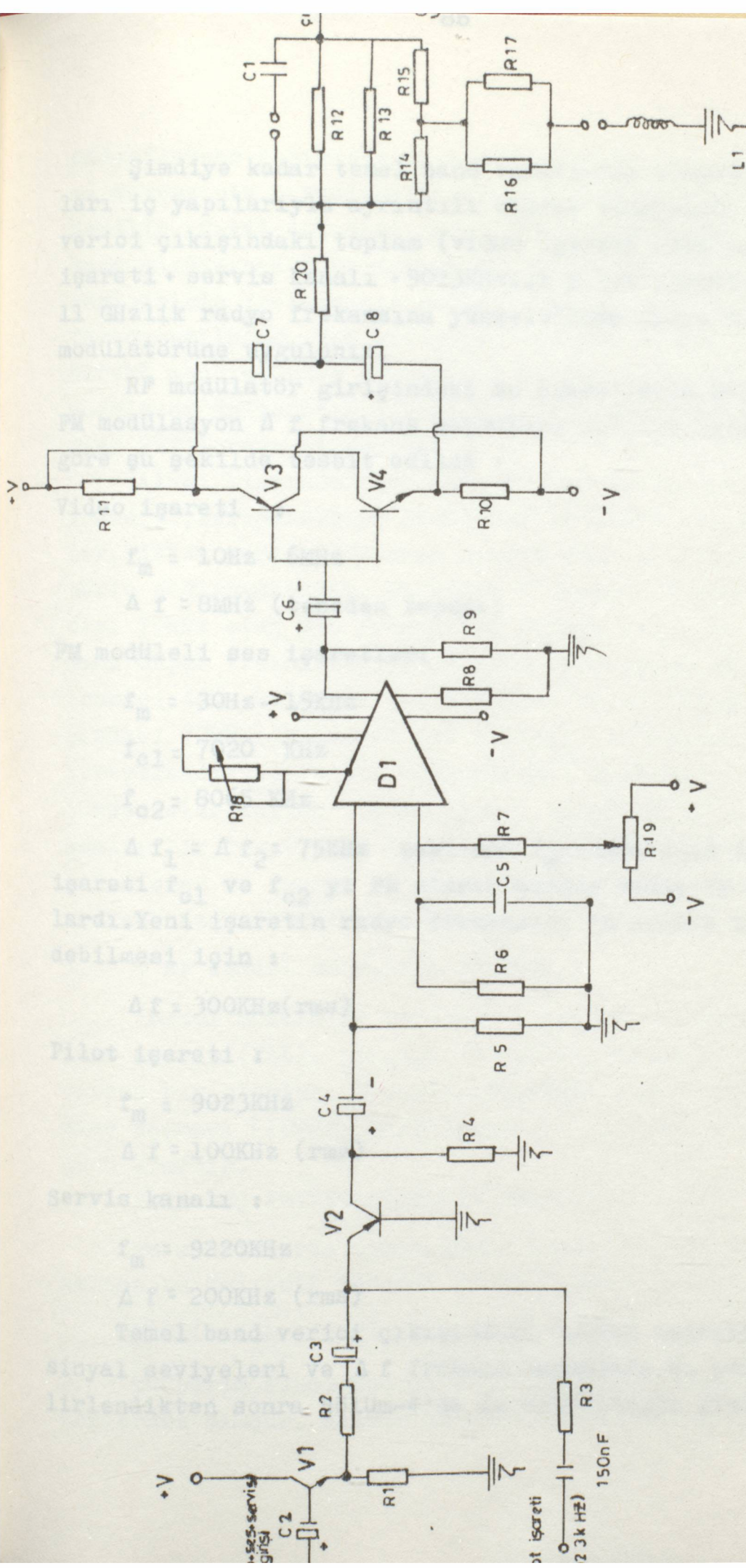
Ön-vurgulama devresi, L1-R16-R17 den oluşan bir rezonans devresi ile, R-14-R15 empedans uygunlaştırıcısından oluşur. C1 kapasitesi yüksek frekanslı bileşenlerin elimine edilmesini sağlıyor.

Ön-vurgulama devresinin girişindeki çeşitli frekanslardaki işaretler için desibelmetre ile ölçülen çıkış değerleri Tablo-5-2'de verilmiştir.

Tablo-5-2 Ön-vurgulama sonuçları :

FREKANS		ÇIKIŞ SEVİYESİ
200	KHz	12,55 dB \pm 0,1 dB
400	KHz	10,0 dB \pm 0,1 dB
696,66	KHz	7,0 dB \pm 0,1 dB
1	MHz	4,95 dB \pm 0,1 dB
1,5	MHz	3,0 dB \pm 0,1 dB
3	MHz	1,0 dB \pm 0,1 dB
4	MHz	0,6 dB \pm 0,1 dB
5	MHz	0,2 dB \pm 0,1 dB
7	MHz	0,2 dB \pm 0,1 dB
10	MHz	0,1 dB \pm 0,1 dB

Şekil-5-12 Da-vurgulama ve yükseltme devresi



Şekil-5-12 Ön-vurgulama ve yükselteç devresi

Şimdiye kadar temel band vericisini oluşturan blokları iç yapılarıyla ayrıntılı olarak inceledik. Temelband verici çıkışındaki toplam (video işareti + 2FM modüleli ses işareti + servis kanalı + 9023KHzlik pilot işareti) işaret 11 GHzlik radyo frekansına yükseltilmek üzere radyofrekans modülatörüne uygulanır.

RF modülatör girişindeki bu işaretlerin radyofrekans FM modülasyon Δf frekans sapmaları C.C.I.R önerilerine göre şu şekilde tesbit edildi :

Video işareti :

$$f_m = 10\text{Hz} \sim 6\text{MHz}$$

$$\Delta f = 8\text{MHz} \text{ (tepeden tepeye)}$$

FM modüleli ses işaretleri :

$$f_m = 30\text{Hz} \sim 15\text{KHz}$$

$$f_{c1} = 7020 \text{ KHz}$$

$$f_{c2} = 8065 \text{ KHz}$$

$\Delta f_1 = \Delta f_2 = 75\text{KHz}$ şeklinde $f_m = 15\text{KHz}$ olan iki ayrı ses işareti f_{c1} ve f_{c2} yi FM olarak modüle etmiş ve toplanmışlardı. Yeni işaretin radyo frekansını FM olarak modüle edebilmesi için :

$$\Delta f = 300\text{KHz}(\text{rms})$$

Pilot işareti :

$$f_m = 9023\text{KHz}$$

$$\Delta f = 100\text{KHz} (\text{rms})$$

Servis kanalı :

$$f_m = 9220\text{KHz}$$

$$\Delta f = 200\text{KHz} (\text{rms})$$

Temel band verici çıkışındaki toplam işarete bulunan sinyal seviyeleri ve Δf frekans sapmaları bu şekilde belirlendikten sonra Bölüm-4'de de anlatıldığı gibi önce

radyofrekans taşıyıcısını modüle etmek üzere ön-vurgulama devresinin çıkışındaki işaret direkt FM modülatöre gönderilir. Şekil-4-1 deki genel blok diagramında radyofrekans alıcı-verici birimleri de gösterilmiştir. Radyofrekans vericisinin frekansının kararlılığı kristal kontrollü referans osilatör, faz kilitleme çevrimi (PLL), çarpıcı ve direkt modülatörden oluşan bir blokta sağlanmaktadır. RF modülatör ünitesinin çıkışındaki RF güç kuvvetlendiricisi GaAs FET'lerden oluşmaktadır.

Alıcı kısmında ise, antenden gelen RF işaret görüntü yokedici, karıştırıcıya uygulanır ve hayal frekansı bastırılır. Alıcı tarafın frekans kararlılığı da kristalli osilatörle sağlanmaktadır. Bu katta 11GHzlik RF işareti taşıyıcısı 70MHz olan ara frekansını modüle eder. Bu işlemin amacı düşük frekanslarda işaretin kuvvetlendirme ve dengelenmesi daha kolay ve iyi yapılmaktadır. Karıştırıcı çıkışındaki 70MHzlik işaret ara frekans kuvvetlendiricisinde kuvvetlendirilerek PLL demodülatöre uygulanır. Demodülatörden elde edilen toplam işaret temelbant alıcı katına gönderilir. Temel band alıcı katı ayrıntılı olarak incelenmeden önce RF verici ve alıcı sisteminin ünitelerinin elektriksel özelliklerini verelim.

5. 1° RF VERİCİ MODÜLATÖR ÜNİTESİ :

Verici modülatör ünitesi, referans osilatör, faz kilitleme çevrimi(PLL), çarpıcı ve direkt modülatör katlarından oluşan bir bloktur. Taşıyıcı frekansı 11GHz, maksimum frekans sapması ± 10 MHz, kararlılığı $\% \pm 0,0005$, minimum çıkış gücü 25mW'dır.

2° RF GÜÇ KUVVETLENDİRİCİ ÜNİTESİ :

FM modülatörün çıkışındaki 25mW'lık gücü 400mW'a yükselten bu ünitenin kazancı 12 dB, bandgenişliği 500MHz'dir.

3° DALLANMA BİRİMİ :

Bu birim kanal seçici band geçiren süzgeç ve sirkülatörlerden oluşur. Herbir kanalın verici çıkışları ile alıcı

girişleri sirkulatörler üzerinden ortak antene bağlanarak kanalların birbirlerini etkilemesi önlenmiştir. Kanal seçici bandgeçiren süzgeçler ise 10,7GHz ile 11,7 GHz arasında herhangi bir kanala ayarlıdır ve 100MHz band genişlikleri vardır.

4° GÖRÜNTÜ YOK EDİCİ, KARIŞTIRICI

Bu kat, huzme uçlu(Beum-Lead) diyotlarla gerçekleştirilmiştir. İki dengeli karıştırıcıya, mikrodalga osilatörünün işareti 90°kuadratör fazda uygulanmış, karıştırıcının çıkışlarına iki düşük gürültülü ara frekans kuvvetlendiricisi bağlanmıştır.

5° RF YEREL OSİLATÖR

RF yerel osilatör birimi, referans osilatör, faz kilitlemeli çevrim(PLL) ve çarpıcı devrelerden oluşmaktadır. Faz kilitlemeli çevrimde kullanılan tranzistorlu osilatörün frekansı çok kararlı bir kristal referans osilatörle sabit tutulmakta, elde edilen işaret çarpıcılarla katlanmaktadır. Osilasyon frekansı 11GHz, minimum çıkış gücü 20mW kararlılığı $\% \pm 0,0005$ 'tir.

6° DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ 70MHZ ARA FREKANS KUVVETLENDİRİCİSİ VE OKA'LI KUVVETLENDİRİCİ

Karıştırıcı çıkışında yer alan iki düşük gürültülü 70MHz arafrekans işaretinin kazancı ve fazı ayarlanarak optimum görüntü bastırması(image cancelling) sağlanmaktadır. Bunların çıkışındaki kuvvetlendirici katında ise 70MHzlik işaretin seviyesi OKA(Otomatik kazanç ayarı) ile sabit tutulmaktadır.

7° PLL DEMODÜLATÖR

Bu birim 70MHzlik ara frekans işaretini demodüle etmekte kullanılmakta ve faz kilitlemeli bir çevrim(PLL) içermektedir. PLL'in maksimum sapması ve kenetlenme bölgesi ± 10 MHz, giriş duyarlılığı -5dB'dir.

BÖLÜM: 6

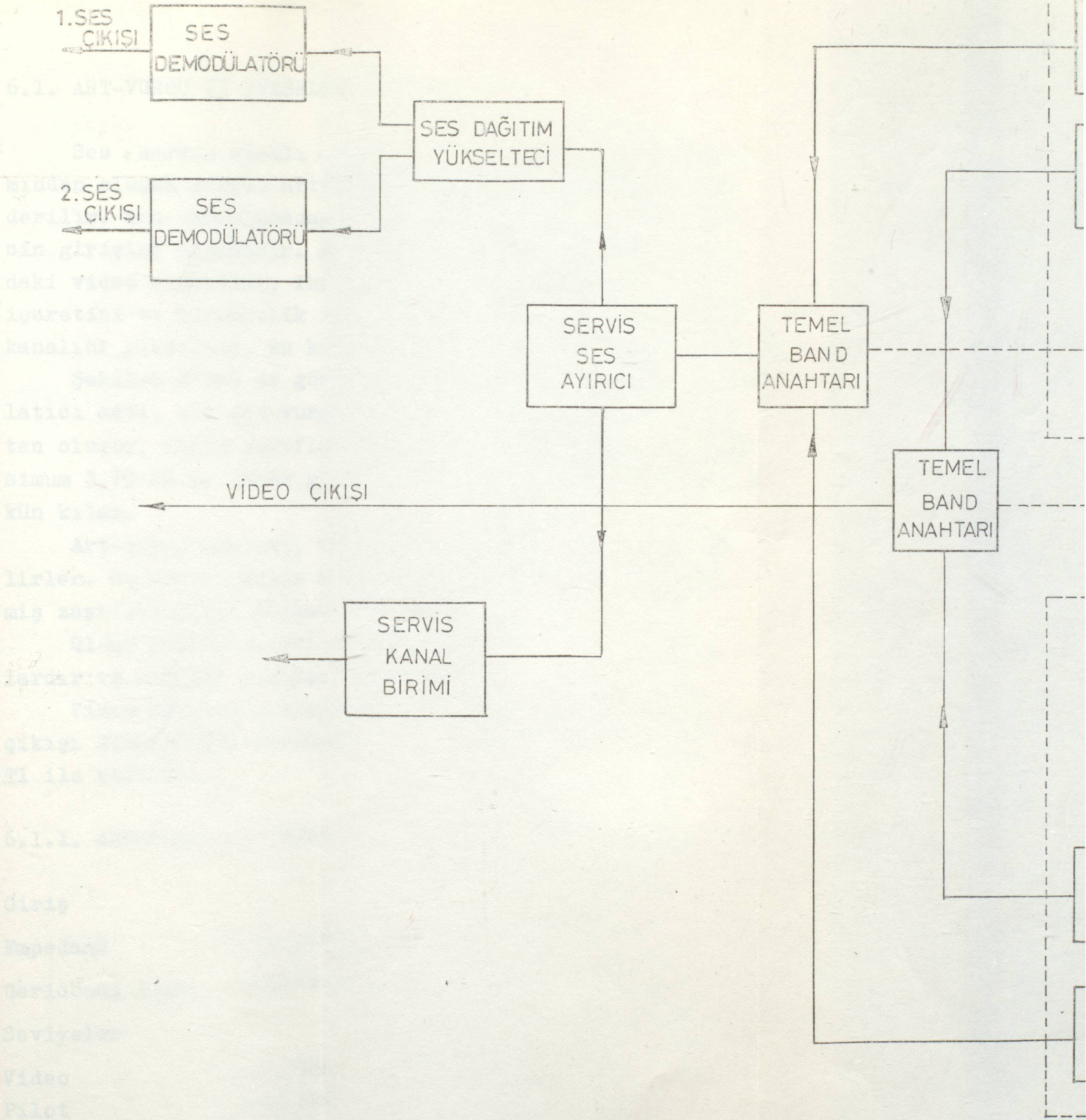
NORMAL KANAL
DEMÜLATÖRÜ

TEMEL BAND ALICISI

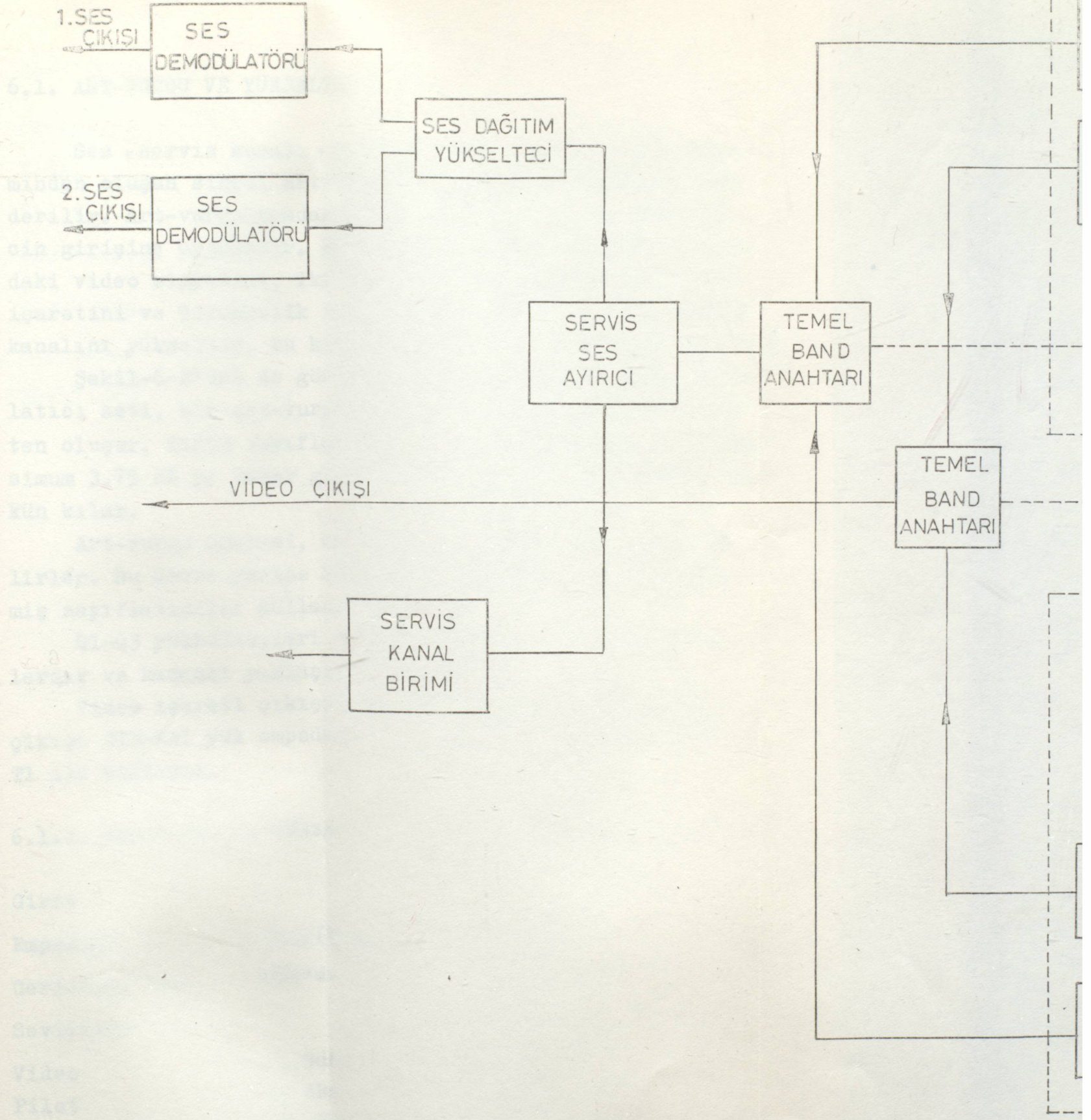
70MHz lik arafrekans PLL demodülatöründen sonra işaret temelband alıcı katında art-vurgu ve yükselteç devresine gönderilir. Art-vurgu devresinden iki ayrı çıkış alınır. Çıkışlardan biri 6MHz lik alt geçiren filtreye uygulanarak video işareti elde edilir. Diğer çıkış ise 6MHzlik üst geçiren filtreye gönderilerek servis ses işareti elde edilir. Servis ses işareti bir ayırıcı devresiyle birbirinden ayrılır. Ses demodülatörleri ile 1. ve 2.ses işareti, servis kanal teçhizatı vasıtasıyla da servis kanal sinyali elde edilir.

Temelband alıcı katında :

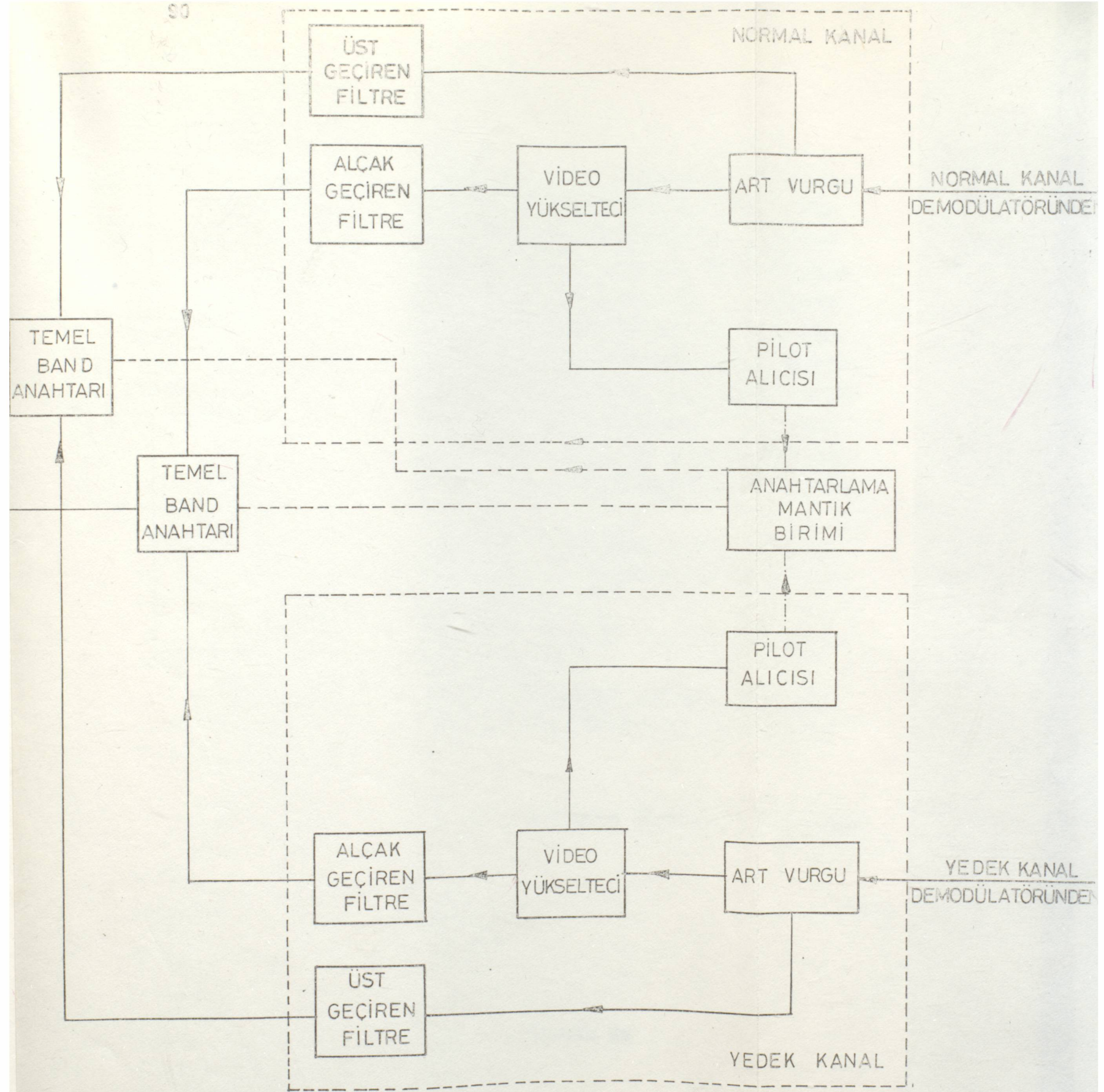
- 1 Art-vurgu ve yükselteç
- 2 Video yükselteç
- 3 Video alçak geçiren filtre
- 4 Temelband anahtarı
- 5 Pilot alıcısı
- 6 Mantık birimi
- 7 Üst geçiren filtre
- 8 Servis ses ayırıcı
- 9 Ses demodülatörleri
- 10 Servis kanal teçhizatı



ŞEKİL 6.1. VIDEO+2 SES TEMEL BAND ALICI



ŞEKİL 6.1. VIDEO+2 SES TEMEL BAND ALICI



ES TEMEL BAND ALICI BLOK DİAGRAMI

6.1. ART-VURGU VE YÜKSELTEÇ

Ses + servis kanalı + video + pilot işaretlerinin toplamından oluşan sinyal artvurgu(de-emphasis) devresine gönderilir. Art-vurgulamadan sonra işaret üç katlı yükseltecin girişine uygulanır. Bu yükselteç 10Hz ile 6MHz arasındaki video sinyalini, iki ses kanalını, 9023KHz deki pilot işaretini ve 9220KHzlik taşıyıcı ile modüleli olan servis kanalını yükseltir. Bu katın sonunda iki ayrı çıkış alınır.

Şekil-6-2'den de görüldüğü gibi devre bir giriş zayıflatıcı seti, bir art-vurgu devresi ve üç katlı yükselteçten oluşur. Giriş zayıflatıcıları, 0,25 dB aralıklarla maksimum 3,75 dB ye kadar giriş seviyesinin ayarlanmasını mümkün kılar.

Art-vurgu devresi, endüyük temel band frekansını belirler. Bu devre yerine R39-R41 den oluşan sabitleştirilmiş zayıflatıcılar kullanılabilir.

Q1-Q3 yükselteçleri birbirlerine dc olarak bağlanmışlardır ve kazanç yaklaşık 11dB dir.

Video işareti çıkışında etkileşmeyi önlemek için, ses çıkışı C13-R41 yük empedansı ve bir $600\Omega/75\Omega$ çeviricisi T1 ile bağlanır.

6.1.1. ART-VURGU ve YÜKSELTEÇ DEVRESİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Giriş

Empedans : 75Ω (Dengesiz)

Geridönüş kaybı : 30dB'den iyi

Seviyeler

Video : -1.9dBm 1500KHz de

Pilot : -28 dBm

Ses servis : -21,5dBm

Çıkış

Empedans : 75Ω (Dengesiz)

Geri dönüş kaybı : 30 dB den daha iyi

Seviyeler

Video : -3dBm (için 548 mV tepeden-tepeye)

Pilot : -32dBm

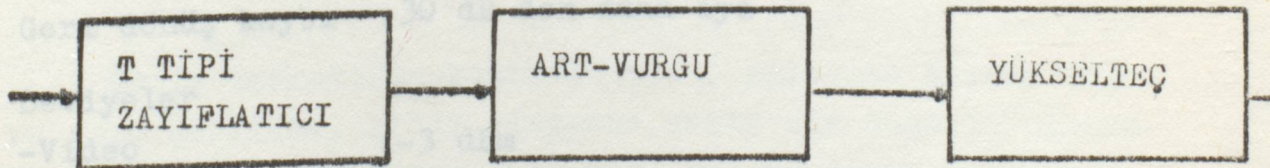
Ses servis kanalı : -25,5dBm

ART-VURGU

Empedans : 75Ω (dengesiz)

Zayıflama

1,45 dB	200KHz
3,95 dB	400KHz
7,0 dB	696,66KHz
9,05 dB	1MHz
11 dB	1,5MHz
13 dB	3MHz
13,4 dB	4MHz
13,6 dB	5MHz
13,8 dB	7MHz
13,9 dB	10MHz



Şekil-6-2 Artvurgu ve yükselteç blok diagramı

6.2. VIDEO YÜKSELTECİ

Bu birim video + pilot + ses servis işaretlerinin toplamından oluşan sinyalin, video kolunda istenilen seviyeyi elde etmek için kullanılır.

Şekil-6-3'de gösterilen devre, bir giriş zayıflatıcı seti, bir dc kuple edilmiş Q_1-Q_3 yükselteci ve bir push-pull çıkış Q_1-Q_3 den oluşur.

Giriş zayıflatıcıları T tipi olup, 0,25 dB aralıklarla maksimum 7,75 dB ye kadar ayarlanabilen şekildedir.

Çıkışta bir dc gerilimden sakınmak için bir pozitif ve negatif gerilimle beslenen push-pull çıkış katı kullanılır. Çıkıştaki dc seviye böylece bir ayarlı pot vasıtasıyla OV a ayarlanır.

6.2.1. VIDEO YÜKSELTECİNİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Giriş

Frekanslar

- Video : 10Hz 6MHz
- Ses taşıyıcıları : 7020KHz 8065KHz
- Pilot : 9023KHz
- Servis kanalı : 9220KHz
- Empedans : 75 Ω (Dengesiz)
- Geri dönüş kaybı : 30 dB den daha iyi

Seviyeler

- Video : -3 dBm
- Ses : -25,3 dBm
- Servis kanalı : -28,8 dBm

Çıkış

- Empedans : 75 Ω (Dengesiz)
- Geri dönüş kaybı : 30 dB'den daha iyi

Seviyeler

-Video : 8,2 dBm

-Ses : -14,1 dBm

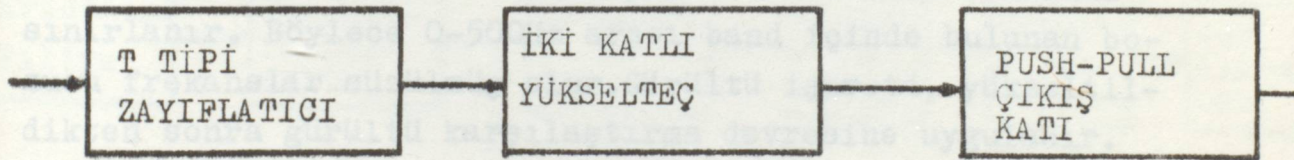
-Pilot : -20,74 dBm

-Servis kanalı : -17,6 dBm

AYARLAMALAR :

1° 200KHz'de 11dBlik bir kazanç elde etmek için giriş zayıflatıcıları devreye sokulur.

2° 10Hz'den 10MHz'e kadar 11dB \pm 0,125dB lik bir kazanç elde etmek için yükseltecin lineerliği ayarlanır.



Şekil-6-3 Video yükselteci blok diğramı

6.3. PİLOT ALICISI

Giriş işaretinin kontrolü için, pilottan alınan doğru akım gerilimi, pilot seviyesi belli bir değerin altına düştüğü zaman bir alarm devresini çalıştırarak temelband aktarma mantık devresine, denetleme donanımına ve alarm birimine işaret iletilmesini sağlar.

(1+1) video ve 2 ses işareti ile birlikte bir servis kanalının iletiminde aynı devrelerin çıkışları bir kontrol birimine verilir. Buradan alınan mantık işareti çıkışı te-

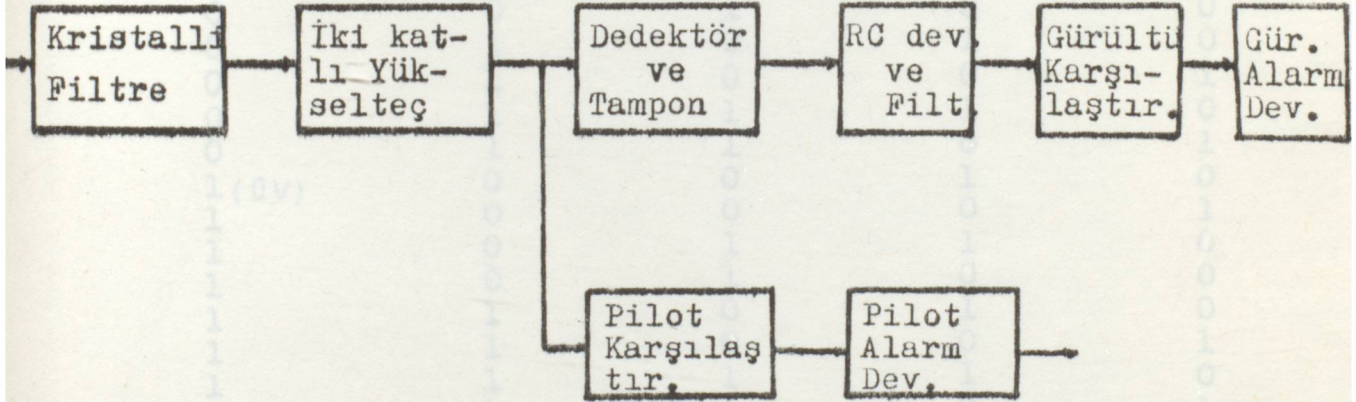
melbant aktarma mantık devresine ve dengeleyici teçhizat ile alarm birimine verilir. Temelband + pilot + gürültüden oluşan ve temelband alıcı yükseltecin ayrı bir çıkışından alınan işaret pilot alıcının giriş uçlarına verilir. Şekil-6-4'de blok diagram verilen pilot alıcı devresinde bir kristalli filtre ile girişe gelen 9023KHzlik pilot işareti seçilir. Kristal filtre alıcının seçiciliğini istenilen seviyede tutar. Band genişliği düşük S/N oranında, pilot işareti alınmadığı zaman dahi çalışabilecek şekilde seçilir. Pilot ve gürültü işaretleri iki katlı yükselteçle kuvvetlendirilir. Yükselteç çıkışındaki sinyal bir dedektör vasıtasıyla doğrultulur ve doğrultulan pilot işareti yüksek empedanslı dedektör yükünü oluşturan tampon katının çıkışında elde edilir. Pilot çıkışındaki istenmeyen bozucu işaretler RC devresi yardımıyla süzülür. Gürültü spektrum alıcı duyarlılığı ve bozucu frekansların süzülmesi için Pi filtresiyle 500Hz 1000Hz arasında sınırlanır. Böylece 0-500Hz arası band içinde bulunan bozucu frekanslar süzülmüş olur. Gürültü işareti, yükseltildikten sonra gürültü karşılaştırma devresine uygulanır. Bunun çıkışı dedektörde doğrultulur. Yükselteçlerin kazançları ayarlanarak temelband katında istenen en iyi S/N oranı elde edilir. Eğer yükselteç girişindeki gürültü işareti ayarlanan S/N oranına tekabül eden seviyede ise 3V luk sabit bir dedektör gerilimi elde edilir. Bu doğrultulmuş çıkış işareti karşılaştırma devresinin girişlerinden birisine uygulanır. Karşılaştırıcının normal konumda çıkışı -18V, pilot seviyesi sınırından 6dB altına düştüğünde ise çıkış 0V olur. Gürültü gerilimi ise bir başka karşılaştırma devresinin girişlerinden birisine uygulanır. Normal gürültü seviyesinde, gürültü karşılaştırma devresinin çıkışı 0V, gürültü seviyesi alarm seviyesini aşınca -18Vtur. Pilot seviyesi veya gürültü seviyesi alarm sınırını aşınca ilgili LED yanarak alarm verir.

6.3.1. PILOT ALICISI TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Normal alarm durumu

Pilot girişi

Empedans	: 75Ω
Frekans	9023KHz - 250Hz
Pilot alarm işaretleri	: Alarm yok -5V
	Alarm var 0V
Gürültü alarm işaretleri	: Alarm yok -5V
	Alarm var 0V



Şekil-6-4 Pilot alıcısı blok diagramı

6.4. ANAHTARLAMA MANTIK BİRİMİ

Anahtarlama mantık biriminin temel işlevi, pilot işaretinin seviyesinde düşme olduğunda veya gürültü seviyesinde artma meydana geldiğinde normal kanal yerine, yedek kanalı devreye koymaktır. Normal kanal uçları pilot seviyesi düzeline kadar açık kalır.

Şekil-6-5'de görülen devrede D1A-D1B ile normal kanal ve yedek kanalın gürültü seviyeleri D1C-D1D ile normal kanal ve yedek kanal seviyeleri kontrol edilmektedir. D2B, D2C ve D2D temelband anahtarlarını kontrol eden çıkışlardır.

D3A-B-C-D-E-F tamponları ile H1-2-3-4-5-6-7 LED leri alarm durumunda yanmaktadır. D1 tümdevresinin girişlerinden biri logic 1(0V) olduğunda, D2 tümdevresi ile temelband anahtarının yedek kanala kilitlemesi sağlanır. Burada logic(1) alarm durumuna, logic(0) normal duruma karşılık gelmektedir.

Devrenin doğruluk tablosu aşağıdaki gibidir :

<u>Pilot 1.Gür.</u>	<u>Pil.1.düz.</u>	<u>Pil.2.Gür.</u>	<u>Pil.2.düz.</u>	<u>ALARM</u>
0(-5V)	0	0	1	0
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
0	1	1	0	1
1(0V)	0	0	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0
1	1	0	0	1
1	1	1	1	0
1	1	1	0	1

xy \ zt	00	01	11	10
00		1	1	1
01				
11				
10		1	1	

$$f(u) = yt' + xz't'$$

BAZU FILTER

2000-2000

yapay

8000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

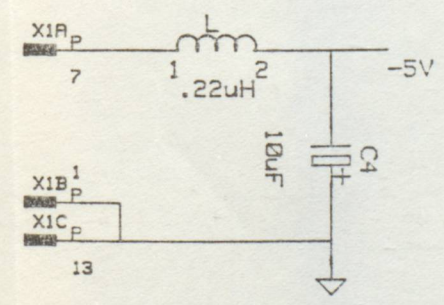
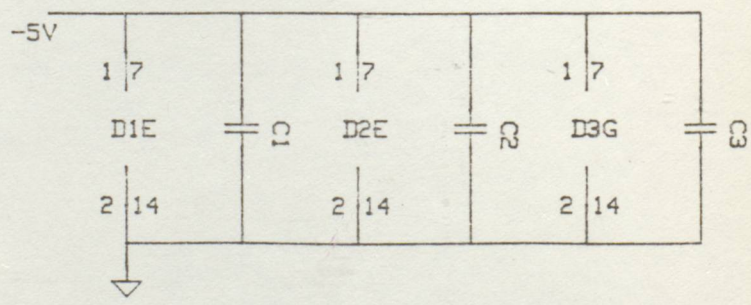
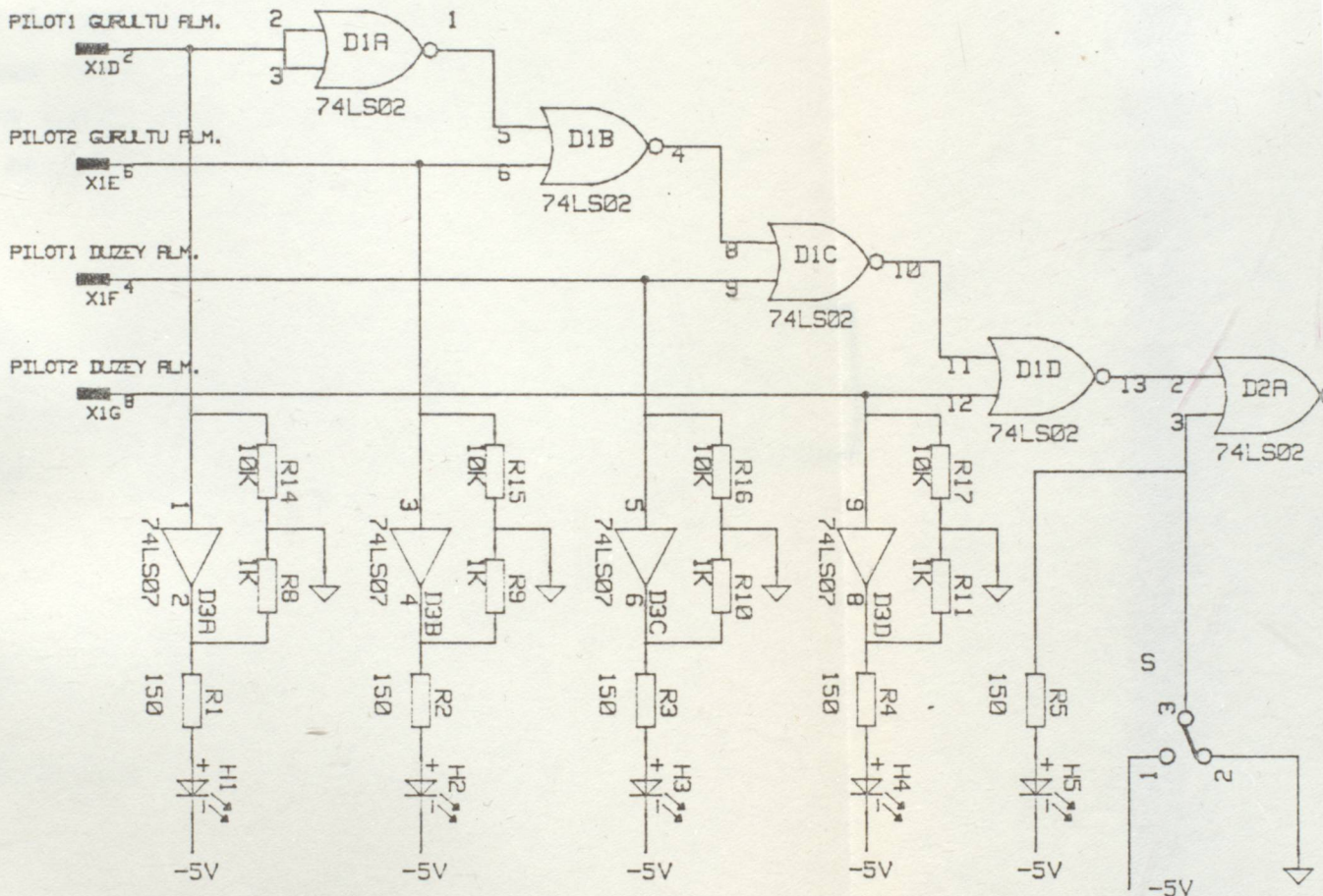
1000

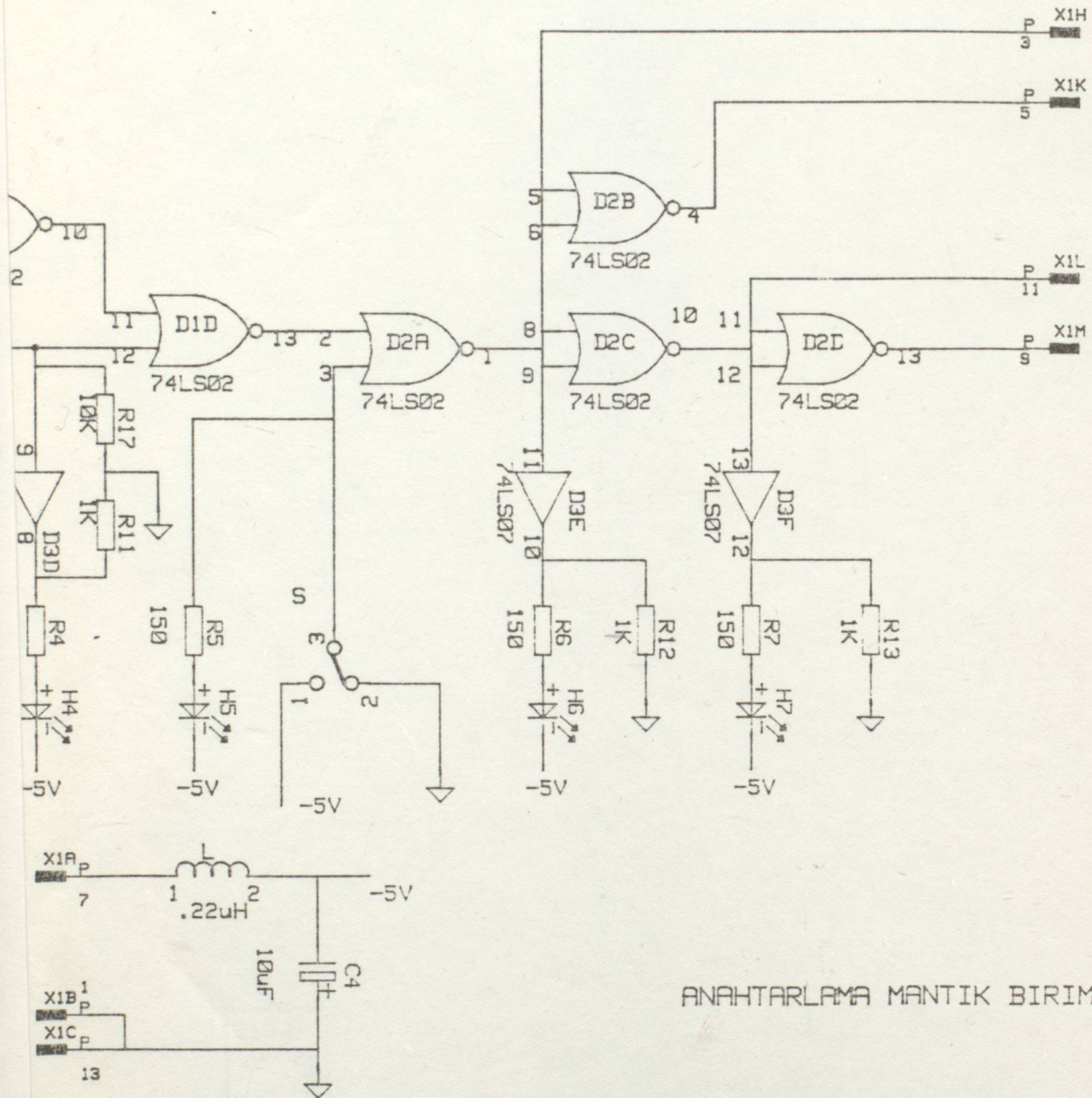
1000

1000

1000

1000



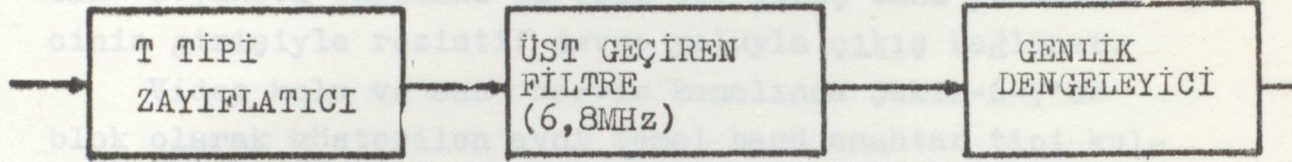


ANAHTARLAMA MANTIK BIRIMI

6.5. ÜST GEÇİREN FİLTRE

Bu filtre, 2ses+ servis işaretini video sinyalinden seçme işlemini yapar. Şekil-6-6'da blok olarak gösterilen devrede, 6,8MHzlik yüksek geçiren filtre ve bu filtre çıkışındaki genlik dengeleyicisinden meydana gelir.

Girişte bulunan zayıflatıcılar 0,25 dB aralıklarla maksimum 1,75 dB ye kadar ayarlanabilen seviyelerden meydana gelen T tipi zayıflatıcılardır.



Şekil-6-6 6MHz lik üst geçiren filtre

6.5.1. ÜST GEÇİREN FİLTRENİN TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Giriş frekansları

-Video :10 Hz - 6MHz

-Ses :6,8MHz ~ 8,6MHz

Giriş ve çıkış empedansı :75Ω (Dengesiz)

Geçirme bandı

-Frekans :6,8 MHz'in üstü

-Giriş ve çıkışta geri dönüş kayıpları:10MHz'den yukarı
26dB'den daha fazla

-Dalgalılık : ± 0,1 dB (6,8MHz ~ 10MHz)

-Girişim(insertion)kaybı :maksimum 0,5 dB

Durdurma bandı

-Frekans

:6MHz'in altı

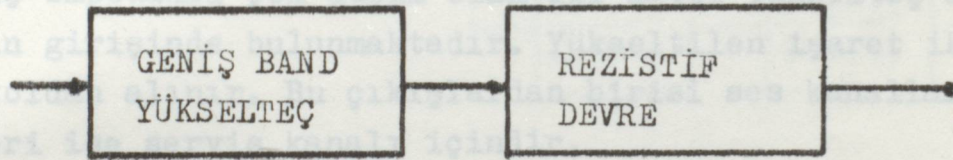
-Bastırma

:40dB'den daha fazla

6.6. TEMELBAND ANAHTARI

Bu analog anahtar bir çıkışa sahiptir. (1+1) sisteminin demodülatör katında, mantık biriminden gelen sinyale göre en iyi durumdaki kanala kilitlenir. Temelband anahtarları iki özdeş anahtarlama elemanına sahiptir ve yüksek empedans girişli bir geniş band yükseltecinin girişiyle rezistif devre yoluyla çıkış bağlanır.

Video kolu ve ses servis kanalında Şekil-6-7'de blok olarak gösterilen aynı temel band anahtar tipi kullanılmıştır.



Şekil-6-7 Temelband anahtarı

6.6.1. TEMELBAND ANAHTARININ TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Sinyal giriş empedansı	:75 Ω (Anahtar iletimde) 82 Ω (Anahtar açık)
Sürücü girişleri	:-5V (Anahtar iletimde) 0V (Anahtar açık)
Çıkış empedansı	:75 Ω
Frekans cevabı	: \pm 0,1dB (10Hz den 10MHz'e)
Kazanç	:0dB \pm 0,1dB
İzalsasyon	:10Hz ~ 10MHz arası 90dB'den daha iy.

Geri dönüş kaybı : Anahtar iletimdeyken 50Hz ~ 10MHz
arasında 30dB'den daha iyi

Anahtarlama zamanı : 10_M sn'den daha iyi

6.7. VIDEO ALÇAK GEÇİREN FİLTRESİ

Bu filtre, 5.Bölümün 5.1. kısmında anlatılan 6MHz-lik alçak geçiren filtrenin aynısı olduğundan tekrar anlatılmayacaktır.

6.8. SERVİS SES AYIRICI

Bu birim servis kanallarını ses kanallarından ayırmak için kullanılır. 6MHz lik üst geçiren filtre çıkışındaki servis+ ses işareti bu birimin girişine gönderilir.

Şekil-6-8'deki blok diagramından da görüldüğü gibi çıkış empedansı çok düşük olan iki katlı yükselteç ayırıcının girişinde bulunmaktadır. Yükseltelen işaret iki ayrı koldan alınır. Bu çıkışlardan birisi ses kanalları için, diğeri ise servis kanalı içindir.

Ses sinyalleri bir zayıflatıcı seti üzerinden ikinci bir yükseltece gönderilir.

Servis kanalı ise bir zayıflatıcı üzerinden 9,22MHzlik bir üst geçiren filtreye gönderilir. Filtre çıkışı bir ayarlanabilir çıkış zayıflatıcısına gönderilir. İşaret filtreye gönderilmeden önce 7dB zayıflatılır,

Üst geçiren filtrenin geçirme bandı sınırı 9220KHzdir. 9023KHz ve altındaki frekanslardaki işaretleri 20 dB'den daha fazla bastırır.

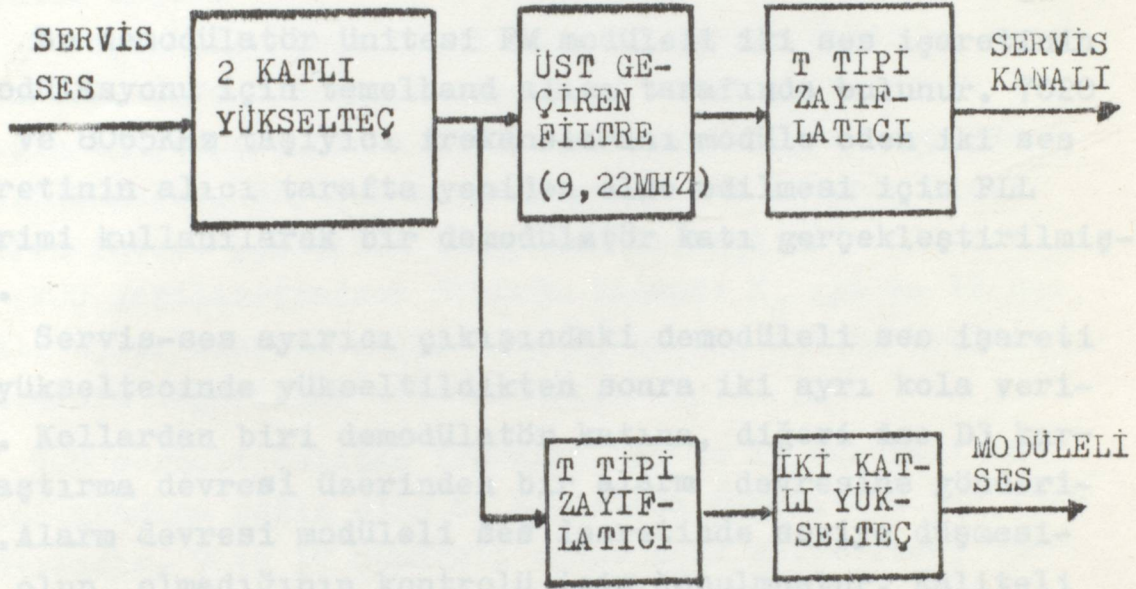
Servis kanalı çıkışa bir zayıflatıcı üzerinden gönderilir. Bu zayıflatıcı seti 0,5dB aralıklarla maksimum 15,5dB ye kadar ayarlanabilir (0,5+1+ 2+ 4 +8 dB) şekildedir.

Zayıflatıcı kullanılmadığı zaman servis kanalı için girişten çıkışa toplam 7,5 dB'lik kazanç elde edilir.

Ses sinyalleri çıkıştaki iki katlı yükseltece gönderil-

meden önce bir zayıflatıcıya uygulanır. Bu zayıflatıcı 0,25dB aralıklarla 7,75dB ye kadar maksimum zayıflatma yapabilen T tipi setten oluşur.

Ses kolunun çıkışındaki yükselteç, servis ses ayırıcının girişinde bulunan yükselteçle aynı 15 dBlik kazanç sahiptir. Böylece ses sinyalleri için toplam kazanç 30dB olur.



Şekil-6-8 Servis-ses ayırıcı blok diğramı

6.8.1. SERVİS SES AYIRICI TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Giriş

Empedans

: 75 Ω (Dengesiz)

Ses seviyeleri

-2 ses kanalı

: -28,8 ile -35 dBm arasında

Servis kanal seviyeleri : -33 dBmden -38,5dBm e kadar

Servis kanal çıkışı

Empedans

: 75 Ω (Dengesiz)

Geri dönüş kaybı

: en az 24 dB

Lineerliği

: \pm 0,1 dB

Ses kanal çıkışı

Empedans : 75Ω (Dengesiz)

Geri dönüş kaybı : en az 30 dB

Lineerliği : 7 MHz'den 8,2MHz'e kadar $\pm 0,1$ dB

6.9. 2SES DEMODÜLATÖRÜ

Bu demodülatör ünitesi FM modüleli iki ses işaretinin demodülasyonu için temelband alıcı tarafında bulunur. 7020 KHz ve 8065KHz taşıyıcı frekanslarını modüle eden iki ses işaretinin alıcı tarafta yeniden elde edilmesi için PLL çevrimi kullanılarak bir demodülatör katı gerçekleştirilmiştir.

Servis-ses ayırıcı çıkışındaki demodüleli ses işareti D1 yükseltecinde yükseltildikten sonra iki ayrı kola verilir. Kollardan biri demodülatör katına, diğeri ise D3 karşılaştırma devresi üzerinden bir alarm devresine gönderilir. Alarm devresi modüleli ses işaretinde seviye düşmesinin olup, olmadığının kontrolü için konulmuştur. Kaliteli bir ses iletiminin gerçekleşmesi için bu kontrol şarttır.

TV+ 2SES MODEM temelband alıcısında ses demodülatörü olarak kullanılan PLL yapısı için XR-210 tümdevresi kullanılmıştır. XR-210 bir monolitik PLL sistemidir. FSK modülasyon ve demodülasyon(MODEM) uygulamalarında özellikle yaygın olarak kullanılır.

XR-210'un özellikleri :

- Frekans bölgesi genişliği : 0,5Hz ~ 20MHz
- Besleme gerilimi : 5V'dan 26V'a kadar
- İzleme bölgesi genişliği : ± 1 den ± 50

XR-210 Şekil-6-9 'dan da görüldüğü gibi gerilim kontrollü osilatör, faz dedektörü ve bir analog gerilim komparatöründen oluşur.

Faz dedektör girişlerinden birisi modüleli sinyal gi-

rişi olarak kullanılır. Öbür girişin VCO çıkışına ac bağlantılı olması gerekir. Faz dedektörünün uygun kutuplanabilmesi için 5 numaralı bacakta seri bağlı olan direncin değerinin 4 ve 6 numaralı uçlarda bağlı dirençlerin yarısı olmalıdır.

Faz dedektör çıkışında elde edilen düşük frekanslı (veya dc), dedektör girişindeki işaretlerin faz farkını karşılık düşer.

Normal kullanımda alçak geçiren çevrim filtresi kapasitesi C_1 , 2 ve 3 numaralı bacaklar arasına bağlanır. İki çıkışın $6K\Omega$ empedansları toplam olarak $12K\Omega$ luk empedansa karşılık düşer. Böylece meydana gelen tek kutuplu alçak geçiren filtre çıkışında demodüleli işaret elde edilir.

VCO gerilim-frekans dönüşüm kazancı K_0 , 11 ve 12 numaralı uçlar arasına bağlı olan R_0 harici kazanç kontrol direncinin değeri ile orantılıdır.

VCO serbest çalışma frekansı, 13 ve 14 numaralı bacaklar arasına bağlı olan C_0 zamanlama kapasitesi ile ters orantılıdır. 9 ve 10 numaralı uçlar açık devre iken, VCO frekansı ve C_0 arasında şöyle bir bağıntı vardır :

$$f_0 = \frac{220}{C_0} \quad (\text{Hz})$$

Burada C_0 'ın birimi μF dir.

15 numaralı VCO çıkışında yaklaşık olarak tepeden tepeye 2,5V luk karedalga sinyal üretir. Bu bacak $10K$ ' luk bir dirençle, çıkış akımı sürüş kabiliyetini yükseltmek için topraklanmalıdır. Şimdi demodüle işleminde etkin olan büyüklükleri inceleyelim.

6.9.1. FAZ DEDEKTÖR KAZANCI (K_D)

Faz dedektör girişlerindeki faz farkının radyan cinsinden değerine karşılık, çıkışta elde edilen gerilimdir. K_D düşük seviyeli girişler ($< 2,5m V_{rms}$) için giriş sinyala-

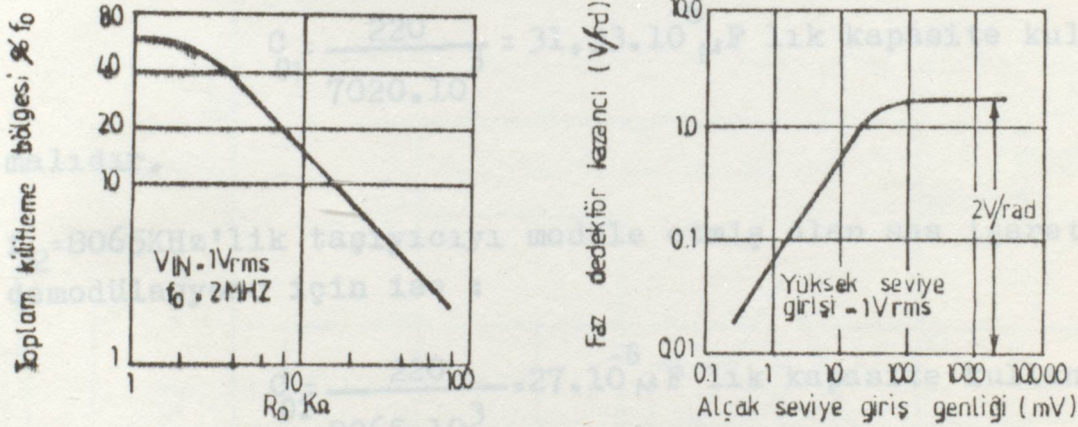
liyle orantılıdır. Yüksek giriş seviyelerinde ise sabittir.

6.9.2. VCO DÖNÜŞÜM KAZANCI (K_0)

$$K_0 = \frac{700}{C_0 R_0}$$

Burada C_0 μF , R_0 $K\Omega$ cinsindedir. R_0 'ın önerilen değeri $1K\Omega$ 'dan $10K\Omega$ 'a kadar olabilir.

XR-210 PLL olarak bağlandığı zaman kilitleme bölgesi, R_0 , VCO kazanç kontrol direncinin değiştirilmesi suretiyle kontrol edilebilir. Bu PLL sisteminde, 30mV'dan büyük giriş gerilimleri için çevrim kazancı sinyal genliğinden bağımsızdır. Şekil-6-10'daki eğri $\pm \Delta f_L$ kilitleme bölgesinin R_0 'a bağımlılığını göstermektedir.



Şekil-6-10 XR-210 genel karakteristik eğrileri

PLL f_0 çevresindeki belli bir frekans alanında giriş sinyaliyle kilitletlenmesini devam ettirebilir. Eğer doyum ve sınırlama bölgelerine girilmezse, kilitleme alanı çevrim kazancına eşittir.

$$\Delta\omega_L = K_T = K_D \cdot K_0$$

PLL'in yakalama bölgesi ise, giriş sinyaliyle kilitletlen-

meyi elde ettiği f_0 frekansı etrafındaki frekans bandıdır. Bu bölge daima kilitlenme bölgesinden daha küçüktür ve alçak geçiren çevrim filtresi bandgenişliğiyle ilişkilidir.

$$\Delta\omega_c = \Delta\omega_L |F(j\Delta\omega_L)|$$

Burada $|F(j\Delta\omega_c)|$, $\omega = \Delta\omega_c$ 'deki frekans-genlik cevabıdır.

XR-210 tümdevresinin özelliklerini inceledikten sonra 2 modüleli ses işaretinin demodülasyonu için devre elemanlarının değerini tesbit edelim.

$$C_0 = \frac{220}{f_0}$$

$f_{c1} = 7020\text{KHz}$ 'lik taşıyıcıyı modüle etmiş olan ses işaretinin demodülasyonu için :

$$C_{01} = \frac{220}{7020 \cdot 10^3} = 31,33 \cdot 10^{-6} \text{ MF} \text{ lık kapasite kullanılmalıdır.}$$

malıdır.

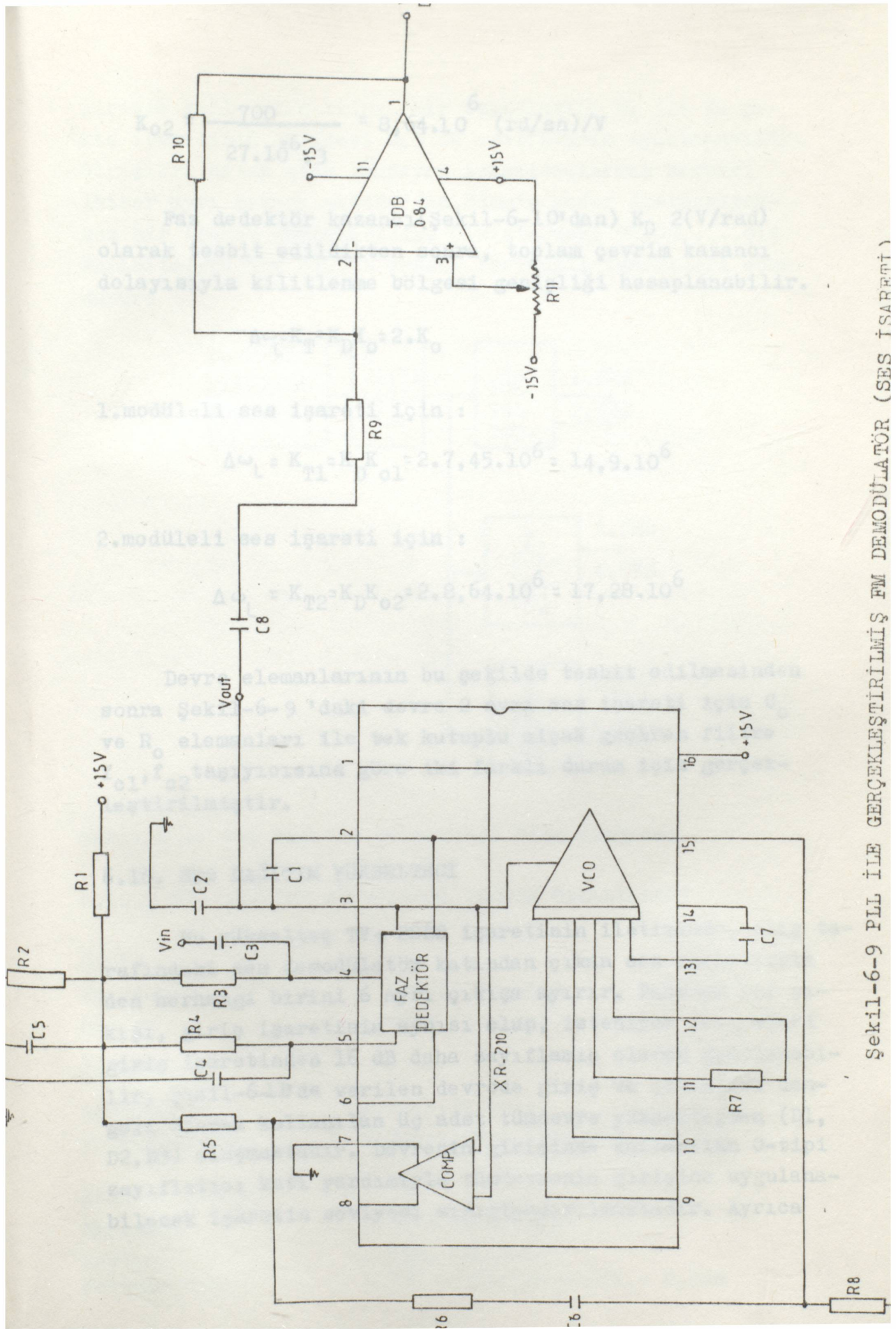
$f_{c2} = 8065\text{KHz}$ 'lik taşıyıcıyı modüle etmiş olan ses işaretinin demodülasyonu için ise :

$$C_{02} = \frac{220}{8065 \cdot 10^3} = 27 \cdot 10^{-6} \text{ MF} \text{ lık kapasite kullanılmalıdır.}$$

Şekil-6-10'daki eğriden $R_0 = 3\text{K}\Omega$ olması gerektiği belirlenmesinden sonra K_0 , VCO dönüşüm kazancı hesaplanabilir.

$$K_0 = \frac{700}{C_0 R_0}$$

$$K_{01} = \frac{700}{31,33 \cdot 10^{-6} \cdot 3} = 7,45 \cdot 10^6 \text{ [(rd/sn)/V]}$$



Şekil-6-9 PLL İLE GERÇEKLEŞTİRİLMİŞ FM DEMODÜLATÖR (SES İŞARETİ)

$$K_{o2} = \frac{700}{27 \cdot 10^6 \cdot 3} = 8,64 \cdot 10^6 \text{ (rd/sn)/V}$$

Faz dedektör kazancı(Şekil-6-10'dan) K_D 2(V/rad) olarak tesbit edildikten sonra, toplam çevrim kazancı dolayısıyla kilitlenme bölgesi genişliği hesaplanabilir.

$$\Delta\omega_L = K_T = K_D K_O = 2 \cdot K_O$$

1.modüleli ses işareti için :

$$\Delta\omega_L = K_{T1} = K_D K_{O1} = 2 \cdot 7,45 \cdot 10^6 = 14,9 \cdot 10^6$$

2.modüleli ses işareti için :

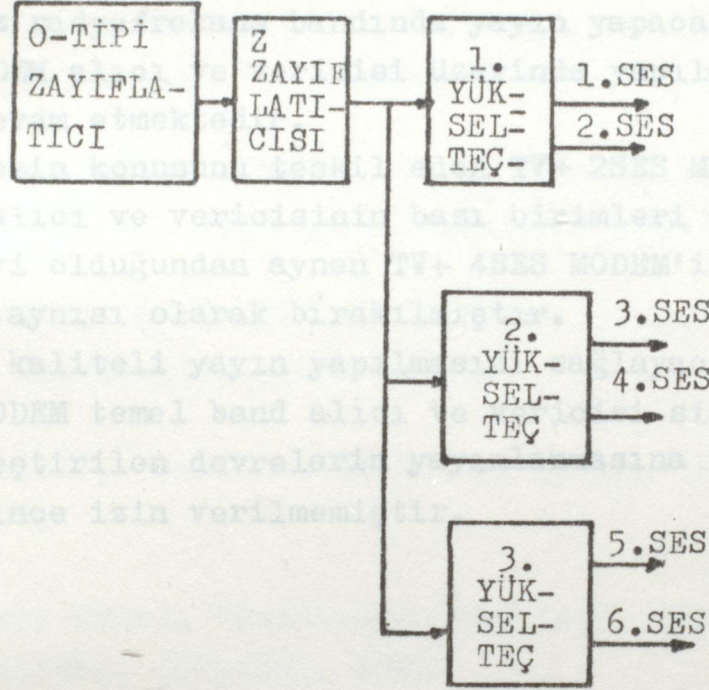
$$\Delta\omega_L = K_{T2} = K_D K_{O2} = 2 \cdot 8,64 \cdot 10^6 = 17,28 \cdot 10^6$$

Devre elemanlarının bu şekilde tesbit edilmesinden sonra Şekil-6-9 'daki devre 2 ayrı ses işareti için C_o ve R_o elemanları ile tek kutuplu alçak geçiren filtre f_{c1}, f_{c2} taşıyıcısına göre iki farklı durum için gerçekleştirilmiştir.

6.10. SES DAĞITIM YÜKSELTECİ

Bu yükselteç TV+ 2SES işaretinin iletiminde, alış tarafındaki ses demodülatör katından çıkan ses işaretlerinden herhangi birini 6 ayrı çıkışa ayırır. Panonun her çıkışı, giriş işaretinin aynısı olup, istenirse seviyeleri giriş işaretinden 16 dB daha zayıflamış olarak ayarlanabilir. Şekil-6-11'de verilen devrede giriş ve çıkışları dengeli olarak kullanılan üç adet tümdevre yükselteçten (D1, D2, D3) oluşmaktadır. Devrenin girişinde kullanılan O-tipi zayıflatıcı katı yardımıyla tümdevrenin girişine uygulanabilecek işaretin seviyesi sınırlandırılmaktadır. Ayrıca

girişte kullanılan ikinci bir zayıflatıcı z_1 ile de çıkış işaretinin seviyesi 0,5 dB aralıklarla ayarlanabilir. Girişleri ortak olan tümdevre yükselteçlerden herbiri ikişer ayrı çıkışa -16dBm'den, 8dBm'e kadar distorsiyonsuz bir işaret gönderebilir. Çıkışlardaki C2, C3, C14 kapasiteleri ise oluşan yüksek frekanslı işaretleri söndürür.



Şekil-6-11 Ses dağıtım yükselteci blok diagramı

6.10.1 SES DAĞITIM YÜKSELTECİ TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Giriş

Empedans : 600 Ω (Dengeli)

Seviye : 6dBm (nominal)

Çıkışlar

Empedans : 30 Ω (Dengeli)

Frekans cevabı : 30Hz-15KHz arasında -0,2dB

Monitor çıkışı

Empedans : 600 Ω (Dengesiz)

Seviye : 0dBm (nominal)

Frekans cevabı : 30Hz-15KHz arasında - 0,2dB

B Ö L Ü M : 7

KAYNAKLAR

S O N U Ç

1) 11GHz radyofrekans bandında yayın yapacak olan TV+2SES MODEM alıcı ve vericisi üzerinde yapılan çalışmalar devam etmektedir.

2) Bu tezin konusunu teşkil eden TV+ 2SES MODEM temelband alıcı ve vericisinin bazı birimleri çıkış seviyesi iyi olduğundan aynen TV+ 4SES MODEM'indeki devrelerin aynısı olarak bırakılmıştır.

3) Daha kaliteli yayın yapılmasını sağlayacak olan TV+ 2SES MODEM temel band alıcı ve vericisi sisteminde gerçekleştirilen devrelerin yayınlanmasına TELETAS yetkililerince izin verilmemiştir.

4) Tansu, M. (1981), "Telekomünikasyon Sistemleri", İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, 1981.

5) Canbazoglu, T. (1981), "Telekomünikasyon Sistemleri", İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, 1981.

6) Taub, P., Schilling, R. L. "Telecommunication Systems", Mc-Graw Hill, New York, 1971.

7) Rohde and Schwarz "C.C.I.R. and P.C.C. TV Standards".

8) İTİ(BTM)'nin TV+2SES MODEM hakkındaki tüm çalışmaları.

9) Hacer Eryasitli, "Telekomünikasyon Teknolojisi Temelleri", İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, 1981.

K A Y N A K L A R

- 1) Rohde, Ulrich L. "Digital PLL frequency synthesizers Theory and Design ", Prentice-Hall Inc.,1983
- 2) Arthur B. Williams by Sid Ghosh 1984 Mc Graw Hill Co. "Designer's handbook of Integrated circuits"
- 3) Aşkar Murat, Derin Haluk "İletişim Kuramı" Orta Doğu Teknik Üniversitesi,Ankara,1979
- 4) Saal Rudolf, "Handbook of Filter Design" AEG-TELEFUNKEN, 1979
- 5) Panayırca Erdal, "Modülasyon Teorisi", İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, 1982
- 6) Canbazoğlu Türker, "Üstel Modülasyon", İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, 1980.
- 7) Taub,H.,Schilling,D.L. "Principles of Communication Systems", Mc-Graw Hill, New York,1971.
- 8) Rohde and Schwarz "C.C.I.R. and F.C.C. TV Standards"
- 9) ITT(BTM)'nin TV+'SES MODEM hakkındaki tüm dokümanları.
- 10) Süder Ziyaettin, "Telekomünikasyon Tekniğinin Temelleri" İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul,1983.