

RENKLİ TV TEKNİĞİNİN İNCELENMESİ VE  
FM STEREO RADYO YAYINLARINDAN  
YARARLANILARAK BİLGİ İLETİŞİMİ.

Ersin ÖZKAN /

Anadolu Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Lisansüstü Yönetmeliği Uyarınca  
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Olarak Hazırlanmıştır.

Danışman : Dr. Halil T. EYYUBOĞLU

EYLÜL 1987

Ersin ÖZKAN'ın YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı "Renkli TV tekniğinin incelenmesi ve FM stereo yayınlarından yararlanılarak bilgi iletişimi" başlıklı bu çalışma, jürimizce lisansüstü yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

...!!.. / .9.. / 1987

Dr.Halil T. EYYUBOĞLU

Üye : .....

Prof.Dr.Atalay BARKANA

Üye : .....

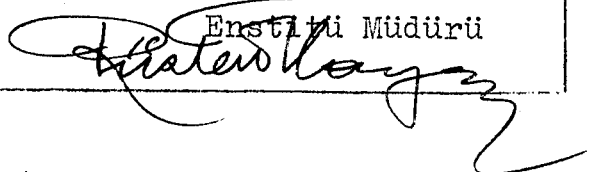
Doç.Dr.Atıla BARKANA

Üye : .....

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 15-9-1987.  
gün ve ...154/1... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof.Dr.Rüstem KAYA

Enstitü Müdürü



## ÖZET

Bu çalışmada Bölüm 1'de renkli televizyon teorisi incelenerek, renkli televizyon tekniğinin stüdyo sistemlerine yönelik özel konuları araştırılmıştır. Bölüm 2'de Anadolu Üniversitesi A.Ö.F. stüdyo sistemleri örnek alınarak, stüdyo sistemlerinin blok tasarımları ve çalışma prensipleri üzerinde çalışılmıştır.

Bölüm 3 ve 4'deki konular pratik çalışma sınırları içerisinde incelenmeye çalışılmıştır.

Bölüm 3'de FM stereo kodlayıcısı ve kod çözücüsü konusunda çalışılmış ve pratik olarak gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 4'de stereo yayınlarda yan taşıyıcı 19KHz'i kullanarak bilgi iletişimi konusunda çalışılmış ve pratik olarak gerçekleştirilmiştir.

## SUMMARY

In this thesis "in section one", by examining the colour television theory; the special subjects covering the colour television technics about the studio systems had been examined.

In section two; by adopting the model of the studio systems that have been used in the Open Educational Faculty of the Anatolia University; a study had been made on the block designs and the study principles about them.

In section three and four the subjects had been examined practically.

In section three; a study had been made about the FM stereo coder and decoder, and it had been practically put into use.

And in section four; by using the sub-carrier 19 KHz in the stereo broadcasts, a study had been made on the data transmission and it had been practically put into use..

Tez alışmamı yrten ve bu alışmada teşvik ve yardımlarını esirgemiyeu Sayıu Hocam Dr. Halil T. Eyyupoęlu'na en derin saygılarımla teşekkr etmeyi bir bor bilirim.

Eskiřehir, 1987

## ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>		<u>Sayfa</u>
1-1	Birleşik video sinyalinin elde edilmesi.....	4
1-2	TV sisteminin genlik transfer karakteristiği.	9
1-3	Gamma düzeltici devresi.....	11
1-4	Yetersiz belirtme.....	17
1-5	Yetersiz belirtmede kenar keskinliğinin yok olması.....	18
1-6	Aperture karakteristiği.....	18
1-7	Simetrik elektron ışını.....	19
1-8	Türev alıcı devre.....	21
1-9	Türevsel aperture düzelticisinin blok diyagramı.....	22
1-10	Türevsel aperture düzeltme işleminin zaman ekseninde gösterilmesi.....	23
1-11	Yarım satır ofset tekniğine göre renk taşıyıcısının ekrandaki etkisinin kaybolması.	25
1-12	Pal sistemi ilkesinin vektörel gösterilmesi..	26
2-1	Televizyon yayın sistemi.....	31
2-2	Video sistemi.....	33
2-3	Ses sistemi.....	34
2-4	Matris devresi.....	35
2-5	Video sinyalinin resim seçme masasından geciktirilerek çıkışa verilmesi.....	36

2-6	Video sinyalinin üzerine yazı görüntüsünün eklenmesi.....	37
2-7	Burst sinyalinin fazörel gösterilimi.....	39
3-1	FM stereo yayın kodlayıcısının blok diyagramı	42
3-2	Stereo kodlanmış işaretin frekans spektrumu.	43
3-3	Matris devresinin blok diyagramı.....	44
3-4	İşlemsel kuvvetlendirici ile gerçekleştirilen matris devresi.....	44
3-5	Matris devresi çıkışındaki toplam ve fark işaretleri.....	45
3-6	Analog çarpma devresi ile frekans çoğaltma..	46
3-7	İşlemsel kuvvetlendiricisi ile gerçekleştirilmiş toplama devresi.....	47
3-8	Stereo yayın kodlayıcısının pratik uygulaması.....	49
3-9	Frekans çoğullamalı sistemde stereo kod çözücü.....	51
3-10	Sol ve sağ kanal işaretlerinin, kodlanmış işaretle zaman çoğullamalı sistem oluşturması.....	54
3-11	Tepe detektörleri yardımıyla zaman çoğullamalı sistemde kod çözme.....	55
3-12	Zaman çoğullamalı sistemde stereo kod çözücü.	57
3-13	MC 1310 devresi ile stereo kod çözücünün pratik uygulaması.....	59
4-1	19 KHz yan taşıyıcı üreticisi üzerinden bilgi sinyalinin verilmesinin pratik uygulaması....	62

4-2	Bant geçiren filtre.....	63
4-3	Faz kenetlemeli olarak çalışan FM demodülatör devresi.....	66
EK 1-1-1	Elektromanyetik radyasyon ve görülebilir ışık spektrumu.....	69
EK 1-1-2	Temel renkler için göz hücrelerinin duyarlılık eğrileri.....	69
EK 1-2-1 a)	TV ekranında sabit bir görüntü.....	70
b)	Görüntüyü oluşturan sinyal.....	70
EK 1-2-2	Bir çerçeve resmin görüntü elemanları.....	71
EK 2-2-1	Video sistemi blok tasarımı.....	73
EK 2-2-2	Ses sistemi blok tasarımı.....	74
EK 2-2-3	Senkron sistemi blok tasarımı.....	75
EK 2-2-4	Resim seçme ünitesi blok gösterimi.....	76
EK 2-2-5	Krominans anahtarlama ünitesi blok gösterimi	77
EK 3-2-1 a)	Dengeli modülatörün basitleştirilmiş devresi.....	79
b)	a'daki dengeli modülatörün eşdeğer devresi.	80
EK 3-2-2	A ve B anahtarlarının komut fonksiyonları...	80
EK 3-3-1 a)	Demodülatör devresi.....	83
b)	Baz akımlarının ihmal edilmesi halinde devredeki akım ve gerilimler.....	83
EK 4-1-1	Dengesiz multivibratör devresi ve ilgili sinyallerin gösterimi.....	91

## SİMGELER DİZİNİ

<u>Simgeler</u>	<u>A c i k l a m a</u>
K	Kırmızı renk işareti
Y	Yeşil renk işareti
M	Mavi renk işareti
P	Parlaklık
V	Renk fark işareti
U	Renk fark işareti
R	Karesel modülasyonlu krominans işareti
$i_s$	Kamera tübü sinyal akımı
E	Foto iletken tabakadaki aydınlatma
$B_s$	Sahnenin parlaklığı
$V_s$	Kamera tübü yük direncine ve resim tübü elektro- duna uygulanan voltaj
$\gamma$	Işık transfer karakteristiğinin şeklini belirleyen gama üstel değeri
$B_p$	Resim tübü aydınlanması
K	Kazanç
$V_t$	Termal gürültü voltajı
k	Boltzman sabiti
T	Mutlak hareket
$\Delta f$	Termal gürültünün kararlaştırdığı bant genişliği
$i_{sh}$	Parazit efekti akımı

$i_o$	Tam yayılma akımı
$e$	Elektron yükü
$\Psi$	Sinyal gürültü oranı
$V_{sh}$	Parazit efekti sinyal gerilimi
$W_b$	Darbe sinyal aralığı
$d_b$	Elektron ışığının çapı ve satır aralığı
$\Delta_i$	Yetersiz belirtme fonksiyonu
$\alpha$	Aperture frekans karakteristiği
$f_{rt}$	Renk taşıyıcı frekansı
$f_s$	Satır frekansı
$V_L$	<b>Sol kanal işareti</b>
$V_R$	Sağ kanal işareti
$V_k$	Kodlanmış stereo işaret gerilimi
$f_{min}$	Bir çerçeve resmin minimum frekansı
$f_{max}$	Bir çerçeve resmin maksimum frekansı
$h$	Çerçeve yüksekliği
$Z$	Bir çerçevedeki satırların sayısı
$P$	Çerçeve oranı

## İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	iv
SUMMARY.....	v
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vii
SİMGELER DİZİNİ.....	x
1. GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 1: RENKLİ TV TEORİSİ ÖZEL KONULARI.....	2
1-1 RENK BİLİMİNİN TEMELİ.....	3
1-2 BİRLEŞİK VİDEO İŞARETİNİN ELDE EDİLMESİ.....	3
1-3 BİR KAMERA VE RESİM TUBÜNÜN GENLİK TRANSFER KARAKTERİSTİĞİNİN DÜZELTİLMESİ.....	7
1-4 TV KAMERALARINDA VİDEO SİNYALİNİN YÜKSELTİLMESİNDE OLUŞAN GÜRÜLTÜNÜN DENGELENMESİ.....	13
1-5 YETERSİZ BELİRTMENİN DENGELENMESİ.....	17
1-6 RENKLİ TELEVİZYON SİSTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI	24
BÖLÜM 2: BİR KAPALI DEVRE TV SİSTEMİNİN BLOK OLARAK TASARIMI VE SİNYAL ANALİZİ YÖNÜNDEN İNCELENMESİ.....	30
2-1 TELEVİZYON YAYIN SİSTEMİ.....	31
2-2 KAPALI DEVRE TV SİSTEMİNİN BLOK OLARAK TASARIMI.	32
2-3 SİNYAL ANALİZİ YÖNÜNDEN VİDEO SİSTEMİ.....	35
BÖLÜM 3: STEREO YAYIN KODLAYICISI VE KOD ÇÖZÜCÜSÜ...	40
3-1 GİRİŞ.....	41
3-2 STEREO YAYIN KODLAYICISI.....	41
3-3 MATRİS DEVRESİ.....	44
3-4 FREKANS ÇOĞALTICI.....	46

3-5 TOPLAMA DEVRESİ.....	47
3-6 STEREO YAYIN KODLAYICISININ PRATİK UYGULAMASI.	48
3-7 STEREO YAYIN KOD ÇÖZÜCÜSÜ.....	50
3-7-1 Frekans Çoğullamalı Sistemde Stereo Kod Çözücü.....	50
3-7-2 Zaman Çoğullamalı Sistemde Stereo Kod Çözücü.....	53
3-7-3 Zaman Çoğullamalı Sistemde Stereo Kod Çözücünün Pratik Uygulanması.....	56
 BÖLÜM 4: STEREO YAYINLARDA YAN TAŞIYICI 19KHz'İ KULLANARAK BİLGİ İLETİŞİMİ.....	 60
4-1 19 KHz YAN TAŞIYICI ÜRETİCİSİ ÜZERİNDEN BİLGİ SİNYALİNİN VERİLMESİ.....	61
4-2 19 KHz'E AKORDLU BAND GEÇİREN FİLTRE.....	63
4-3 STEREO YAYIN KOD ÇÖZÜCÜSÜ ÜZERİNDEN BİLGİ SİNYALİNİN ALINMASI.....	64
 5 SONUÇ VE ÖNERİLER.....	 67
 KAYNAKLAR DİZİNİ.....	 68
 EK 1-2 BİR ÇERÇEVE RESMİN MİNİMUM VE MAKSİMUM FREKANS DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI.....	 70
EK 3-1 MATRİS DEVRESİ İLE İLGİLİ HESAPLAMALAR.....	78
EK 3-2 DENGELİ MODÜLATÖR.....	79
EK 3-3 MC 1310 TUM DEVRESİNİN DEMODÜLATÖR BÖLÜMÜ..	83
EK 4-1 DENGESİZ MULTİVİBRATÖR.....	90
EK 5-1 MC 1496 TUM DEVRESİNİN KATALOG BİLGİLERİ...	94
EK 5-2 MC 1310 TUM DEVRESİNİN KATALOG BİLGİLERİ...	96
EK 5-3 LM 565 TUM DEVRESİNİN KATALOG BİLGİLERİ....	98

## 1- GİRİŞ

Uluslararası aydınlatma kurulunun (ICI) yaptığı deneylerde, kırmızı, yeşil ve mavi renklerin belirli ölçülerde karıştırılarak, doğada bulunan tüm renklerin elde edilebileceği ispatlanmıştır. Bu üç temel rengin renkli televizyon sisteminde iletilmesi siyah beyaz televizyon sistemiyle uyum sorunu yarattığından üç temel rengin iletilmesi yerine, renk fark işaretlerinin iletilmesi yoluna gidilmiştir. Bu renk fark işaretlerine senkronizasyon sinyallerinin ilâve edilmesiyle oluşturulan video sinyalinin stüdyo sistemindeki yolunun incelenmesinde ve blok tasarımında değişik özel konularla karşı, karşıya gelinmektedir.

Radio stüdyolarındaki sağ ve sol kayıt mikrofonlarından gönderilen sağ ve sol ses sinyallerinin kodlanması ile oluşturulan stereo yayın bir taşıyıcı ile modülasyon yapılarak iletişim ortamına gönderilir. Alıcıda bu taşıyıcı frekansa akordlu işaret kod çözücüden geçirilerek sağ ve sol kanal işaretleri elde edilir.

Bu kodlamada yan taşıyıcı olarak kullanılan 19KHz üzerinden bilgi sinyali gönderilerek, alıcıda bu sinyal tekrar elde edilir. Böylece FM stereo yayınları üzerinden bilgi iletişimi sağlanmış olur.

BÖLÜM 1

RENKLİ TV TEORİSİ

ÖZEL KONULARI

## 1-1 RENK BİLİMİNİN TEMELİ

İnsan gözünün görebildiği ışık çok geniş eletromanyetik radyasyon spektrumunda  $10^{14}$  Hz'den  $10^{25}$  Hz'e kadar küçük bir bölüm işgal eder. Şekil EK 1-1-1.

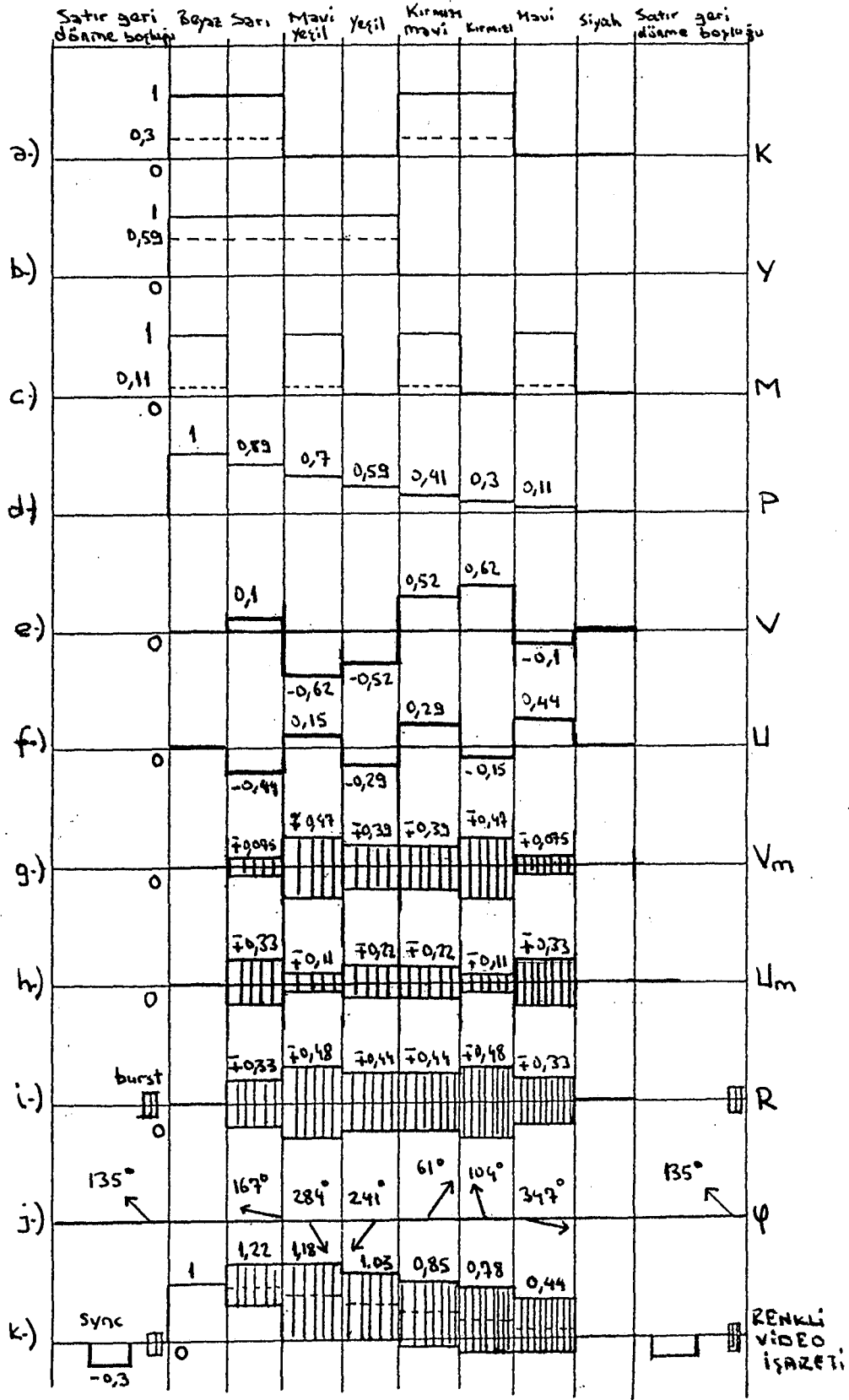
Bu spektrum aralığında normal insan gözünün 180 renk tonu farketdiği International Commission on Illumination birliği tarafından yapılan deneylerle ispatlanmıştır. Bu spektrumun merkez frekansı  $5 \times 10^{14}$  Hz minimum ve maksimum dalga boyları ise 380 ile 780 nm dir.

Renkli televizyonun temelini oluşturan 3 renk teorisi ilk defa 1756 yılında Rus Bilgini M.V. Lomonosov tarafından ifade edilmiş ve bundan 150 yıl sonra Helmholtz tarafından formüle edilmiş ve halen günümüzde kullanılmaktadır.

İnsan gözünde üç temel renk olan kırmızı, yeşil ve mavi renge karşı duyarlı konik hücre bulunmaktadır. Bu konik hücrelerin karakteristikleri Şekil EK 1-1-2 deki gibi birbirinden farklıdır. Diğer renkler bu üç rengin çeşitli oranlarda karışımlarından elde edilmektedir. Renk (Video), renk türü (Krominans) ve parlaklık (Lüminans) olarak ifade edilir. Renk türü, renk tonu ve renk doyumu ile belirlenir. Renk dairesindeki bir vektörün başlangıcı ile yaptığı açı renk tonunu, vektörün boyuda renk doyumunu verir. Parlaklık renk kaynağı şiddeti ile insan gözünün o renk için olan duyarlılığına bağlı olmaktadır. Siyah beyaz televizyonda renkli görüntü noktalarının yalnızca parlaklık değerleri kullanılır.

## 1-2 BİRLEŞİK VIDEO İŞARETİNİN ELDE EDİLMESİ

Şekil 1-1 (a), (b), (c) deki K,Y,M renk işaretlerinin-



Şekil 1-1 Birleşik video sinyalinin elde edilmesi

den parlaklık matrisinde

$$P = 0,30K + 0,59Y + 0,11M$$

bağıntısıyla, parlaklık işareti (d) elde edilir. Bu işaret siyah beyaz alıcıyla uyum içinde olması nedeniyle 5 MHz'lik bant genişliğinde iletilir.

NTSC komitesinin yaptığı deneylerde gözün renk ayırtması ayırdetme gücünün (rezolasyon), parlaklık ayırdetme gücünden küçüktür, buda 2 MHz ile sınırlıdır. 3 renk işaretinin iletilmesi için 6 MHz'lik bant genişliğine ihtiyaç vardır, buda uyum sorunu yarattığından üç renk işaretinin iletilmesi yerine iki renk fark işaretlerinin iletilmesi ile renkli televizyon işaret bileşenleri (e), (f) oluşturulur.

$$V = a (K-P)$$

$$U = b (M-P)$$

a ve b ağırlık katsayılarının alınmasıyla aşırı modülasyon önlenmiş olur. Bu katsayılar sarı için elde edilen en büyük genlik değeri 1,34 ve kırmızı için elde edilen en küçük genlik değeri 0,34 olan sınırlamalar için şu şekilde hesaplanır.

Sarı için  $K = 1$ ,  $Y = 1$ ,  $M = 0$  dir.

$$P + \sqrt{a^2 (K-P)^2 + b^2 (M-P)^2} = 1,34$$

$$0,89 + \sqrt{a^2 \cdot 0,11^2 + b^2 \cdot 0,89^2} = 1,34 \quad (1)$$

Kırmızı için  $K = 1$ ,  $Y = 0$ ,  $M = 0$  dir.

$$P - \sqrt{a^2 (K-P)^2 + b^2 (M-P)^2} = - 0,34$$

$$0,3 - \sqrt{a^2 \cdot 0,7^2 + b^2 \cdot 0,3^2} = - 0,34 \quad (2)$$

(1) ve (2) iki bilinmeyenli denklemler çözülerek

$$a = 0,877$$

$$b = 0,493 \text{ ağırlık katsayıları bulunur.}$$

İki renk fark işaretini 5 MHz bant genişliğinde parlaklık işareti spektrumu içine sığdırılması için karesel modülasyon kullanılır. Bu bir taşıyıcısı bastırılmış genlik modülasyonudur (1).

$$R = \sqrt{U^2 + V^2}$$

Burada iki renk fark işareti aynı taşıyıcı ile modüle edilmekte ve aynı bantda iki renk fark işareti iletilmektedir, buda bant genişliğini iki kat verimli kullanmak demektir.

Bilindiği gibi karesel modülasyonda renk taşıyıcı bastırılmıştı, bunun satır geri dönme boşluklarına renk taşıyıcısının  $10 \pm$  titreşiminden oluşan burst işareti gönderilerek alıcıdaki renk taşıyıcı osilatörü senkron olur. Böylece alıcıda demodülasyon işleminde renk taşıyıcı vericidekiyle zamandaş olur. Kamera tübündeki taramalar ile resim tübündeki taramaların senkron olması gerekir. Bu senkronizasyonu sağlamak için satır geri dönme boşluklarına satır senkronizasyon darbeleri ilâve edilmiştir. Bunlar siyahtan daha siyah bir bölgede bulduklarından resim tübü ekranında görülmezler. Renk noktalarının fazör gösterilimi (j) ise

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{V}{U} \right) \text{ bağıntısıdır.}$$

Parlaklık işareti, karesel modülasyonlu krominans işareti, burst işareti ve senkron (Sync) işaretinin toplamaları ile birleşik video sinyali elde edilmiştir. (The composite video signal).

### 1-3 BİR KAMERA VE RESİM TÜBÜNÜN GENLİK TRANSFER KARAKTERİSTİĞİNİN DÜZELTİLMESİ (GAMMA CORRECTION)

Bir resim tübünde oluşturulan resimin kalitesi televizyon devrelerinin genlik (ya da ışık) transfer karakteristiğine büyük ölçüde bağlıdır.

Bir televizyon sisteminde nonlinear genlik cevabı gösterebilecek bir sürü eleman vardır. Bunlar kamera tübü, TV merkezindeki video yükseltici, TV vericisinin modülatör ve radyo frekans katları, alıcının radyo frekans ve ara frekans yükselticileri, dedektör, video yükselticisi ve resim tübüdür. Bu elemanlardan video yükselticileri, verici modülatörü, alıcının dedektör ve ara frekans yükselticisi gibi birçoğu önemli derecede nonlinearite katmazlar. Bu uygun tasarımla sağlanır. Öyleyse bir televizyon sisteminde nonlineariteye sebep kamera tübü ve resim tübüdür.

Bir kamera tübünün genlik (ışık) transfer karakteristiği sinyal akımıyla foto iletken tabakadaki aydınlanma arasındaki bağıntıdır,  $I_s = f(E)$ . Foto iletken tabakadaki aydınlanma sahnenin parlaklığı (Lüminans)  $B_s$ 'e doğru orantılı olduğundan ve kamera tübünün yük direncindeki voltaj sinyal akımına doğru orantılı olduğundan şu yazılabilir.

$$V_s = \psi(B_s)$$

Pratikte ışık transfer karakteristiğine şöyle yaklaşılr.

$$V_s = k \cdot B_s^{\gamma_1} \quad (3)$$

Burada  $\gamma_1$  ışık transfer karakteristiğinin şeklini belirleyen gama üssüdür. Değişik kamera tüblerinin değişik gama üssüleri vardır. Fakat genelde  $\gamma_1 \leq 1$  dir. Genelde vidikon için  $\gamma_1 = 0,6 - 0,7$ ; plumbicon içinse  $\gamma_1 = 0,8 - 1$  kabul edilir. Bu değerler yaklaşıktır. Pratikte kamera tübünün ışık

transfer karakteristikleri belirli ölçülerde çalışma şartları ve sahne içeriğiyle değişebilir.

Bir resim tübünün ışık transfer karakteristiği ekran parlaklığı ile modülasyon elektroduna uygulanan voltaj arasındaki bağıntıdır,  $B_p = F(V_s)$ . Bir çok pratik durum için yeterli doğrulukla bu bağıntı şöyle yaklaşılabılır,

$$B_p = k_2 V_s^{\gamma_2} \quad (4)$$

Kural olarak resim tüplerinin  $\gamma_2$  üsleri 2'den 3'e yada 1'e kadar değişir. TV sisteminin geri kalan elemanlarının Lineer olduğunu varsayarak tüm "ışıkta ışığa" genlik, transfer karakteristiği analitik olarak (3) bağıntısındaki  $V_s$  ifadesini (4)'e yerleştirilerek elde edilir.

$$B_p = k_2 (k_1 B_s^{\gamma_1})^{\gamma_2} = k B_s^{\gamma} \quad (5)$$

Burada  $k = k_1^{\gamma_2} k_2$  ve  $\gamma = \gamma_1 \gamma_2$  dir.

(5) bağıntısından görüldüğü gibi, bir televizyon sisteminin tüm genlik transfer karakteristiğinin gama üssü  $\gamma_1$  ve  $\gamma_2$  nin çarpımlarıyla belirlenir. (5) bağıntısındaki  $k$  katsayısının  $\gamma_1$  ve  $\gamma_2$ 'ye, yani kullanılan tüplerin tipine bağlı olarak kompleks boyutları vardır. Pratikte hesaplamalarda bu katsayıdan kurtulmak için  $B_p$  ve  $B_s$ 'i bağıl birimlerle ifade etmek uygundur. Resimin ve sahnenin parlaklığı maksimum olduğunda, (5) bağıntısından şu yazılabilir.

$$B_p, \max = k B_s^{\gamma} \max \quad (6)$$

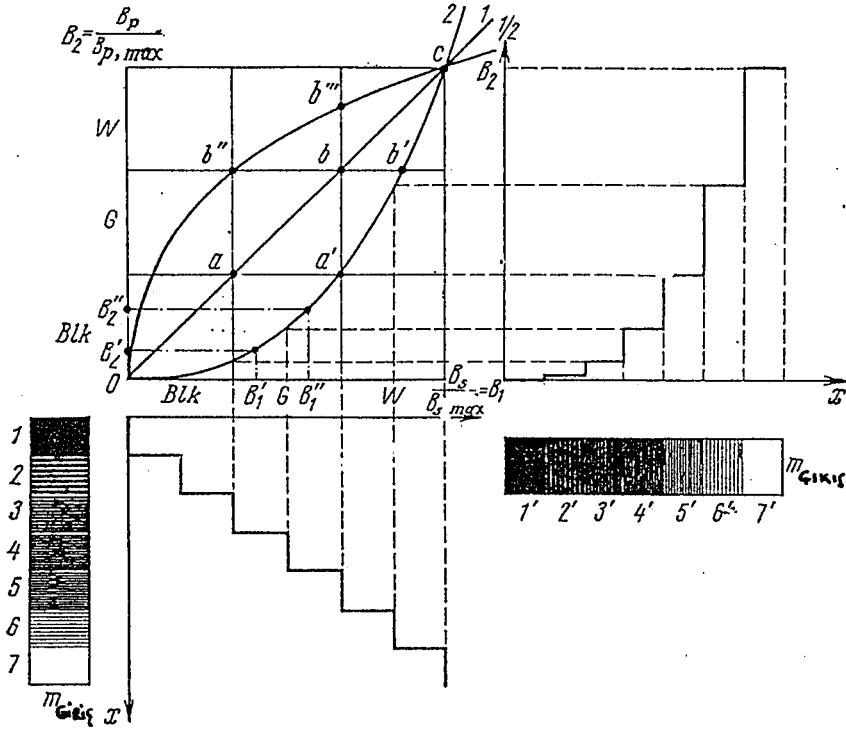
(5) i, (6) ya bölersek şunu elde ederiz,

$$\frac{B_p}{B_p \max} = \left( \frac{B_s}{B_s \max} \right)^{\gamma} \quad (7)$$

Tüm transfer karakteristiğini bağıl birimlerle ifade

etmek uygun olur, çünkü (7) bağıntısına giren terimler 0'dan 1'e değişen değerler alırlar ve  $k=1$  dir.

Şekil 1-2 de gösterilen tam bir TV sisteminin genlik transfer karakteristiği üç durumda şöyledir. 0-1 düz çizgisi  $\gamma=1$ , 0-2 eğrisi  $\gamma=2$ , 0-1/2 eğrisi  $\gamma=0,5$



Şekil 1-2 TV sisteminin genlik transfer karakteristiği.

Non lineer distorsiyon olup, olmadığı TV sisteminin girişine bir siyahtan-beyaza belirli eşit aralıklarda değişen görüntü uygulayarak anlaşılabilir. Doğru reproduksiyon yalnızca  $\gamma=1$  ise mümkündür.  $\gamma \neq 1$  olduğu zaman parlaklık işaretin derecelmeleri doğru reproduksiyon için mümkün değildir. Şekil 1-2 den görüleceği gibi parlaklık işaretin 1'den 4'e kadar derecelmeleri eşit değildir.

Görülürki 1,2 ve 3 üncü derecelmeler arasındaki parlaklık değışiklikleri çıkışta ayrılamaz hale gelir. Alıcı uçta ayrılabilen parlaklık derecelmeleri sayısı 4'e düşer. Öyleyse siyah beyaz televizyonda nonlinear distorsiyon lüminans distorsiyonu olarak ortaya çıkar. Her zaman genlik (yada ışık) transfer karakteristiğindeki nonlinearitye dayalı parlaklık distorsiyonu görülen imajın kalitesini bozamaz. Önemli nokta şudur. Resim tüpünde oluşan resmin kontrastı iletilen sahneninkinden genellikle oldukça düşüktür. Burada resim tüpünde görülebilen resim her zaman için orijinal sahnedeki değışik olacaktır, iletim sistemi lineer olsa bile ışık transfer karakteristiği biraz konkav ise (yani  $\delta > 1$ ) ise resim tüpünde görülen resim bu distorsiyonla gelişecektir.

Daha iyi anlaşılması için Şekil 1-2 de  $B_1$  ve  $B_2$  eksenini boyunca 0'dan 1'e kadar olan aralığı üç eşit parçaya bölelim ve bunlara sırayla siyah, gri ve beyaz isimlerini verelim. 0-1 karakteristiği ideal olarak lineer olduğunda, kamera tübündeki siyah, gri ve beyaz alanlar aynı bağıl miktarlarda resim tübünde siyah, gri ve beyaz alanlarda ifade edilecektir (a, b ve c noktaları). Karakteristik nonlinear ise, (0-2) siyah ve gri alanlar yalnızca siyah olarak alınacaktır ( $a^1$  noktası) öyleyse 0-2 nonlinear karakteristiği gölgelerin ve gri tonlarının daha siyah görünmesine yol açar. Bu az pozlandırılmış bir negatiften bir kontrast fotoğraf kâğıdına az kontrastlı kısımların daha karanlık olduğu bir baskı yapmaya benzer. Bu (0,2) karakteristiğine TV resimine "touches up." yapar denir. Resmin daha kırışık ve daha kontrast görünmesine neden olur. Bu da resme çok fazla siyah katabilir ve bu karbona çizilmiş gibi görünür. İşte bu yüzden (0-2) ışık transfer karakteristiğinin düz derecesi (degree of knee) seçerken fazla kontrasttan kaçınmak önemlidir.

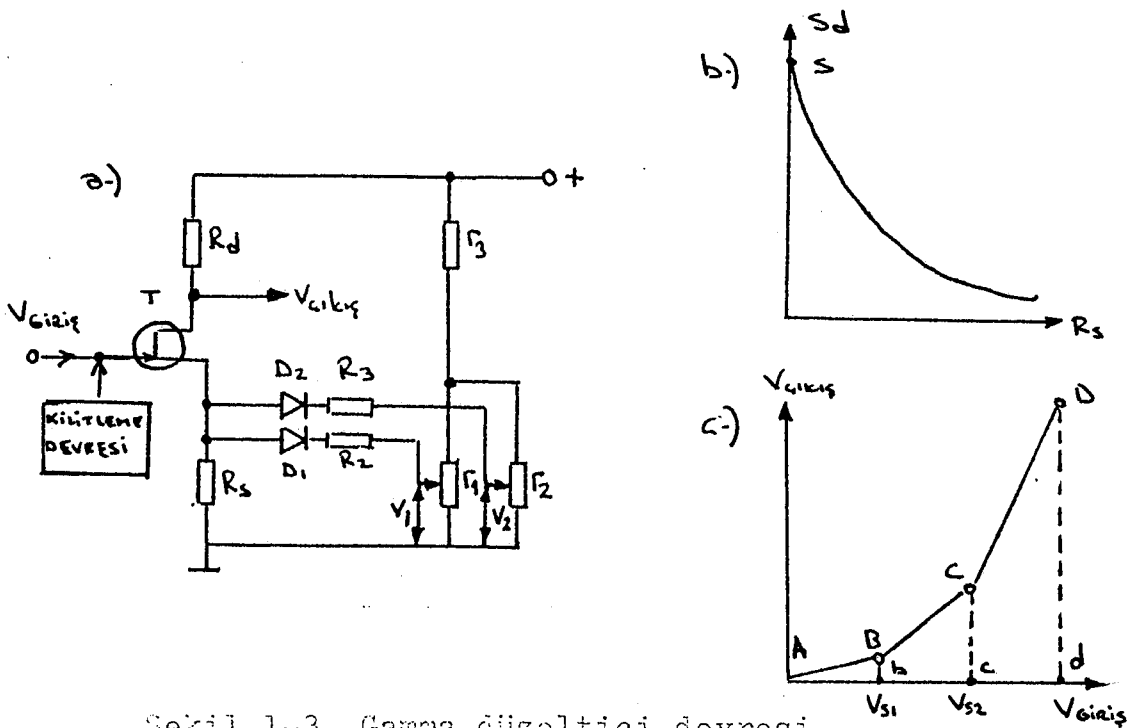
Tersine (0-1/2) karakteristiğine bağlı parlaklık distorsiyonu resim kalitesine önemli ölçüde zarar verir. Şekil 1-2 den izlersek siyah önemli ölçüde grileşir  $[(b^{11})$  noktası] ve gri beyaza dönüşür  $[(b^{11})$  ve  $(b^{111})]$  noktaları

Pratikte siyah-beyaz televizyonlarda gamma üssünün 1,5-2 civarında olması gerektiği saptanmıştır.

Renkli televizyonda, kamera görüntüsü ve oluşturulan resim arasındaki tüm sistem genlik transfer karakteristiğindeki herhangi bir nonlinearityden arınmış olmalıdır. Çünkü bu renk naklini distorsiyona uğratar.

Bir nonlineer genlik transfer karakteristiği bir gamma düzeltici devresi kullanımıyla kabul edilebilir şekilde lineerleştirilebilir. Kural olarak bir gamma düzeltici devresi stüdyo ve kontrol odası donanımında bulundurulur. Etkisi bakımından bir gama düzeltici devresi, nonlinearityleri TV sisteminin gama üssünü gerektikçe değiştirebilecek şekilde ayarlanabilen nonlineer elemanların kullanımına dayanır.

Örnek olarak Şekil 1-3 a'da en çok kullanılan bir gamma düzeltici devresi görülmektedir.



Şekil 1-3 Gamma düzeltici devresi.

Bu devrede negatif geri beslemenin miktarı Fet'in gate'ine uygulanan televizyon sinyalinin anlık değerine bağlı olarak nonlinear bir şekilde değişmektedir. Sinyal olmadığı durumda source devresindeki  $D_1$  ve  $D_2$  diyotları  $V_1$  ve  $V_2$  voltajlarıyla kesime süreklenir. Sinyal belirli bir pozitif değere ( $V_{s1}$ ) ulaştığında, gate'te  $D_1$  iletmeye başlar ve source devresinin direnci ilk değerinden ( $R_{s1} = R_1$ ) yeni bir değere ( $R_{s2} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ ) düşer. Sinyal  $V_{s2}$ 'ye kadar yükseldiğinde ise,  $D_2$  iletmeye başlar ve source devresinin direnci daha düşerek  $R_{s3} = R_{s2} R_3 / (R_{s2} + R_3)$  değerine ulaşır, çünkü artık  $R_3$ ,  $R_{s2}$  ile paralel bağlıdır.

Bir kapasitörle bypass edilmeyen source devre direnci olan, FET kullanan bir katın kazancı şöyle verilir.

$$K = \frac{V \text{ çıkış}}{V \text{ giriş}} = S_d R_d$$

Burada  $S_d = S / (1 + S R_s)$  dinamik eğim,  $R_d$  drain devresindeki direnç ve  $S$  statik eğimdir. Şekil 1-3 b

Öyleyse source devresine bir  $R_s$  direncinin sokulması kazanç düşürür. Şekil 1-3 a'daki devrede  $R_s$ 'in gate'teki sinyalin artmasıyla azaldığını hatırlarsak, kazancın bu sinyaldeki artışta arttığını buluruz. (Şekil 1-3-c.)  $V_{\text{çıkış}}$ 'ın  $V_{\text{giriş}}$ 'e nasıl bağlı olduğunu gösteren ABCD kırık çizgisi  $V_{\text{çıkış}} = k V_{\text{giriş}}^{\delta}$  şeklinde bir parabolle yaklaşılabılır.

Source devresine yerleştirilen diyotların sayısı arttıkça, yaklaşım daha kesin hale gelir. Gama üssünün ( $\delta$ ) değeri  $V_1$  ve  $V_2$  gecikme voltajlarını ayarlayan  $r_1$  ve  $r_2$  potansiyometreleriyle ayarlanabilir.

#### 1-4 TV KAMERALARINDA VIDEO SİNYALİNİN YÜKSELTİLMESİNDE OLUŞAN GÜRÜLTÜNÜN DENGELENMESİ :

Bir vidikon kamera tübünde sinyal akım genellikle 0,1 ile 0,3 mA arasındadır. Böyle bir sinyalin yükseltilmesi, özellikle yükselticideki gürültünün varlığı yüzünden belirli teknik zorluklarla karşılaşır. Temelde bu gürültünün iki kaynağı vardır. İletkenlerdeki elektronların rastgele ısıl hareketleri ve elektronların termoiyonik ve fotoelektrik katotlardan rastgele yayımı. Birincisi Termal (Johnson) gürültüsü, ikincisi parazit efekti (shot noise) gürültüsüdür.

Bir televizyon kamerasında gürültü asıl olarak kamera tübünde, video sinyalinin alındığı tüp yük direncinde ve ön kuvvetlendirici transistöründe oluşur. Takip eden katlar gittikçe daha az gürültü katarlar ve payları bir ilk yaklaşımda ihmal edilebilir.

Termal, ya da Johnson, gürültüsü mutlak hararet ve bant genişliğiyle (8) ifadesine göre orantılıdır.

$$V_t^{-2} = 4 kTR \Delta f \quad (8)$$

Burada  $\bar{V}_t^{-2}$  = Termal gürültü voltajının ortalama karesi

k = Boltzman sabiti,  $k=1,38 \cdot 10^{-23} \text{ } 3 \text{ deg}^{-1}$

T = Mutlak hararet, Kelvin

R = Direnç

$\Delta f$  = Termal gürültünün kararlaştırdığı bant genişliği (Hz)

Televizyon sinyalinin maksimum frekansı ( $f_{\max}=6,5\text{MHz}$ ) minimum frekansından ( $f_{\min}=50\text{Hz}$ ) defalarca daha büyüktür. Dolayısıyla bağıntıdaki " $\Delta f = f_{\max} - f_{\min} = f_{\max}$ " rahatlıkla kullanabiliriz. Televizyon sinyalinin minimum ( $f_{\min}$ ) ve maksimum ( $f_{\max}$ ) frekanslarının hesaplanması EK 1-2'de verilmiştir.

Yük direncinin direnci yeterince büyükçe,  $f_{\max}$ 'a yakın frekanslarda devredeki dağılma kapasitanslarının söntleme etkisi dikkate alınmalıdır. O zaman (8) bağıntısı empedansın yalnızca direnç kısmını dikkate almak zorundadır.

Parazit efekti akımının (shot noise current) ortalama karesi şöyle tanımlanabilir.

$$\bar{i}_{\text{sh}}^2 = 2 i_0 e \Delta f \quad (9)$$

Burada  $\bar{i}_0$  = tam yayılma akımının ortalaması

$e$  = elektron yükü  $1,6 \times 10^{-9}$  C

$\Delta f$  =  $f_{\max}$ 'a eşit olduğu kabul edilen bant genişliği.

(9) bağıntısı tüp doyum bölgesinde çalışıyorsa uygulanabilir. Katodun etrafında bir saha yükü (space charge) var ise bağıntıya parazit akımındaki (shot current) azalmayı gözönüne alacak şekilde bir düzeltme katsayısı eklenmelidir. (genellikle 0,5 yada 0,6)

Ön kuvvetlendirici FET devresindeki gürültüyü eşdeğer gürültü direnci  $R_n$  cinsinden ifade edilir.

$$\text{Bir FET için } R_n = \frac{0,7}{g_m} \text{ dir.}$$

Televizyon kamerasının değişik elemanların neden olduğu gürültüler şöyle ifade edilebilir. Kamera tübünün tarama ışınındaki, parazit efekti akımının (shot noise current) rms değeri

$$\sqrt{i_n^2} = \sqrt{2e i_b f_{\max}} \quad \text{ifadesiyle hesaplanır.}$$

Vidikon tübünde ışın (beam) akımı  $i_b = 5 \cdot 10^{-7}$  A ve  $f_{\max} = 6,5$  MHz olduğu zaman  $i_n^2 = 1 \cdot 10^{-9}$  A dır. Pratikten bilindiği gibi vidikon sinyal akımı 0,2 A dır. Buna göre tübün sinyal gürültü oranı (SNR) şöyle olur.

$$V_t = \frac{i_s}{\sqrt{i_n^2}} = \frac{0,2 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 200$$

Vidikonun gerçek SNR'ı biraz daha düşüktür, çünkü yukarıdaki hesapta target eşdeğer direncine bağlı dalgalanmalar gözönüne alınmamıştır.

Şimdi kamera tübüne bağlı dalgalanmaları ihmal ederek ve tüm gürültünün tübün yük direncinden ve ilk yükseltici katından geldiğini farzederek yükseltici çıkışındaki sinyal gürültü oranını bulalım.

Yükselticinin kazancı  $K_o$ 'nın ilgilendiğimiz frekans aralığında sabit olduğunu farzedelim. O zaman yükselticinin çıkışındaki termal dalgalanmalara bağlı voltajın ortalama karesinin değeri şöyle olur.

$$V_t^2 \text{ çıkış} = 4 kTR_L K_o^2 f_{\max}$$

Birinci kata bağlı olan parazit efekti (shot noise)

$$\bar{V}_{sh}^2 \text{ çıkış} = 4 kTR_n K_o^2 f_{\max}$$

yükselticinin çıkışında toplam ortalama karesinin değeri

$$\overline{V_n^2} = \overline{V_t^2} + \overline{V_{sh}^2} = 4 kTK_o^2 f_{max} (R_L + R_n) \quad (10)$$

Kamera tübü bir akım jeneratörü olduğu için, yükseltici çıkışındaki sinyal gerilimi şöyle tanımlanabilir.

$$V_{s.çıkış} = i_s R_L K_o \quad (11)$$

10 ve 11 bağıntılarına dayanarak sinyal gürültü oranı için şu ifade yazılabilir.

$$\Psi_{çıkış} = \frac{V_s}{\sqrt{\overline{V_n^2}}} = \frac{i_s R_L}{\sqrt{4 kTf_{max} (R_L + R_n)}}$$

$R_n = 500$ ,  $i_s = 0,2 \mu A$  ve  $R_L = 1k$  için

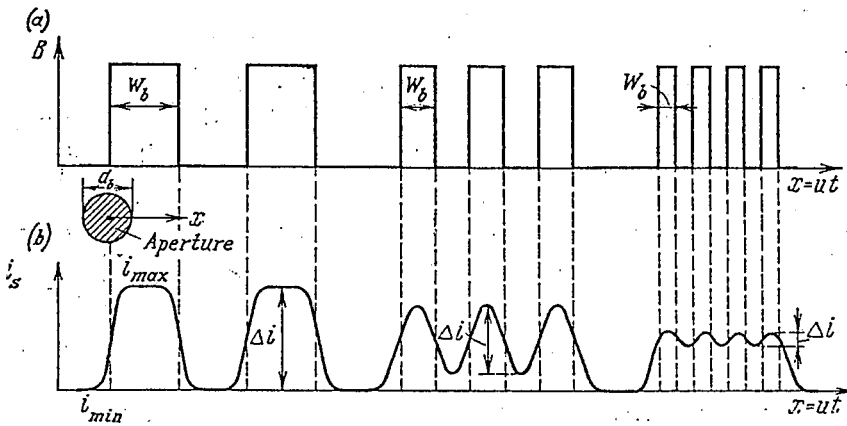
$$\Psi_{çıkış} \approx 15,5$$

Yukarıdaki sonucun daha önceden çıkarılan SNR ifadesiyle karşılaştırılınca, oranın 1/10 undan daha az bir değere indirildiği görülür. Başka bir deyişle, bir televizyon kamerasının çıkışındaki SNR tamamıyla önkuvvetlendiricinin kalitesine bağlıdır. Bu buluş vidikon tüpü için geçerlidir.

## 1-5 YETERSİZ BELİRTMENİN (APERTURE DISTORTION) DENGELENMESİ :

Elektron ışını kamera ve resim tüplerinde, görüntü elemanlarının sayısına ve ileri frekans bölgesine bağlı olarak yetersiz belirtmeye neden olur.

Şekil 1-4-a'da bir test görüntüsünün değişik darbe aralıklarında ideal görüntüsü ile, değişik darbe aralıklarına göre elektron ışınının neden olduğu yetersiz belirtme Şekil 1-4-b'deki gibidir.



Şekil 1-4 Yetersiz belirtme (Aperture distorsiyon)

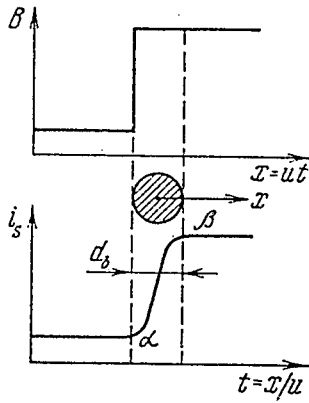
$W_b$  = Darbe sinyal aralığı (Lüminans sinyal aralığı)

$d_b$  = Elektron ışınının çapı

$\Delta_i$  = Yetersiz belirtmenin fonksiyonu.

Eğer  $d_b < W_b$  ise sinyal %100 modülasyona sahip olacak ve akım minimum değerinden maksimum değerine doğru akanacaktır. (siyah seviyesinden beyaz seviyesine doğru).

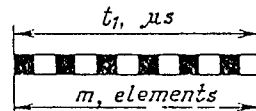
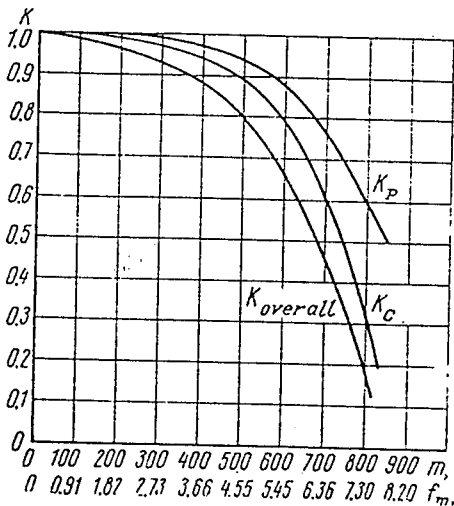
Eğer  $d_b > w_b$  olursa siyah seviyesi beyaz seviyesine, beyaz seviyeside siyah seviyesine yaklaşacaktır ve  $\Delta_i$  aralığı azalacaktır.  $d_b = 2w_b$  olduğu zaman  $\Delta_i$  aralığımız çok azalacak ve sinyal gri seviyesine sahip olacaktır. Buda resimde iyi detayların alınmamasına ve kenar keskinliğinin (Sharpness) yok olmasına neden olacaktır. Şekil 1-5.



$$K = \frac{\Delta i}{(i - i_{\min})}$$

Şekil 1-5 Yetersiz belirtmede kenar keskinliğinin yok olması.

Tarama aralığına ve görüntü elemanlarının sayısına göre aperture karakteristiği  $K=f(m)$  Şekil 1-6'daki gibidir.

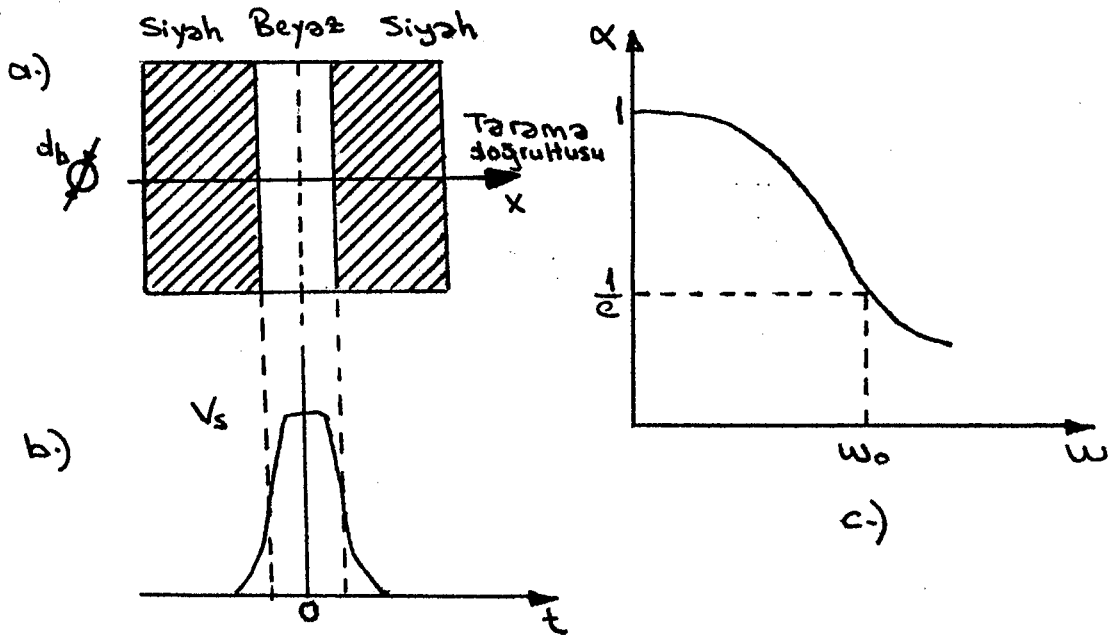


$$K = K_c K_p$$

(tüm faktörlerin yetersiz)  
belirtilmesi

Şekil 1-6 Aperture karakteristiği

Yetersiz belirtmenin temelde, detayların keskinliğinde ve lüminansın derecelenmesindeki kayıpları, bir açıdan video devresinin yüksek frekans eğrisinin sarkmasından meydana gelen bozulmaya benzemez değildir. Fakat aslında aralarında, yetersiz belirtmenin azaltılması için özel şemaların kullanımına gerektiren önemli bir fark vardır. Video yükselticilerinde frekans bozulması genellikle faz bozulmasıyla beraber olur. Tersine yetersiz belirtmede, kesitte simetrik bir eletron ışını tarafından meydana getirildiyse ferdi spektral bileşenlerin faz kayması olmaz. Bu olay Şekil 1-7'de açıklanmıştır. Siyah fonda bir beyaz çizgi görüntüsü, çapı  $d_p$  olan bir simetrik eletron ışını tarafından tarandığı zaman video sinyali dik eksene göre hemen-hemen simetriktir. Başka bir deyişle bir çift fonksiyondur ve bir çok kosinüs terimi bulunan bir Fourier serisi olarak ifade edilebilir. Buna göre aperture karakteristiği bir çift fonksiyonla yaklaşılmalıdır.



Şekil 1-7 Simetrik eletron ışınının a) Görüntüsü  
b) Video sinyali c) Fonksiyon yaklaşımı.

Aperture düzelticileri çok sık kullanılan iki tipten biri olabilir. Birinin temeli türev alıcı devrelerdir. Türevsel yetersiz belirtme dengelemesi (Differential aperture compensation) şu demektir.

Aperture karakteristiği

$$\alpha = \exp \left[ - \left( \frac{w}{w_0} \right)^2 \right] \quad (11) \text{ şeklinde bir çift fonksiyon-}$$

la yaklaşılar. Burada  $w_0$  sinyal genliğinin ilk değerinin  $\frac{1}{e}$  sine indiği frekanstır. Grafikselsel olarak  $\exp-(w/w_0)^2$  fonksiyonu Şekil 1-7-c'dedir. (11) bağıntısını güç serisi halinde açarsak şunu elde ederiz.

$$\alpha = \frac{1}{1 + a_1 \left( \frac{w}{w_0} \right)^2 + a_2 \left( \frac{w}{w_0} \right)^4 + a_3 \left( \frac{w}{w_0} \right)^6 + \dots} \quad (12)$$

$$1 + a_1 \left( \frac{w}{w_0} \right)^2 + a_2 \left( \frac{w}{w_0} \right)^4 + a_3 \left( \frac{w}{w_0} \right)^6 + \dots$$

$$\text{Burada } a_1 = \frac{1}{1!}, \quad a_2 = \frac{1}{2!}, \quad a_3 = \frac{1}{3!}$$

Bunun giderilmesi için, bir aperture düzeltici yüksek frekans cevabı (boost'u) sağlanmalıdır. Etkisi (12) ifadesine ters olan frekans karakteristiği ifadesi şöyle olmalıdır.

$$\alpha_1 = 1 + a_1 \left( \frac{w}{w_0} \right)^2 + a_2 \left( \frac{w}{w_0} \right)^4 + \dots \quad (13)$$

Türevsel yetersiz belirtme dengelemesi (13) bağıntısının sentezi demektir. Bağıntıdan görülebileceği gibi tüm frekans karakteristiği  $\alpha_1 = f(w)$

$$a_1 \left( \frac{w}{w_0} \right)^2, \quad a_2 \left( \frac{w}{w_0} \right)^4 \dots \text{ terimlerinin}$$

yani frekans cevaplarının toplamıdır. Bu tür frekans cevabı bildiğimiz sıradan türev alıcı devrelerle sağlanabilir.

Şekil 1-8 a'daki gibi tek bir türev alıcı devrenin frekans cevabı şöyledir.

$$A_1(\omega) = \frac{(\omega RC)}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

Zaman sabiti RC uygun olarak seçildiğinde  $\omega RC \ll 1$  eşitsizliği sağlanır ve

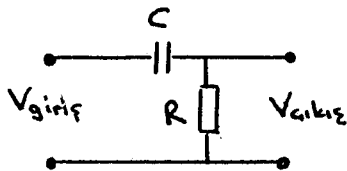
$$A_1(\omega) \approx \omega RC \text{ olur.}$$

Faz cevabı o zaman

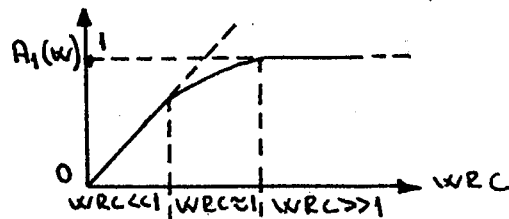
$$\varphi_1(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan \omega RC \text{ olur.}$$

$$\omega RC \ll 1 \text{ şartında ise } \varphi_1(\omega) = \frac{\pi}{2} \text{ dir.}$$

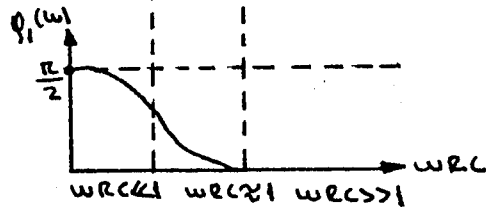
a)



b)



c)



Şekil 1-8 Türev alıcı devrenin a) devre şeması b) frekans cevabı c) faz cevabı.

Tek bölüm türev alıcı bir devrenin frekans ve faz cevapları Şekil 1-8-b ve Şekil 1-8-c'de gösterilmiştir.

İki türev alıcı devrenin frekans cevabı

$$A_2(\omega) = R_1^2 C_1^2 \omega^2$$

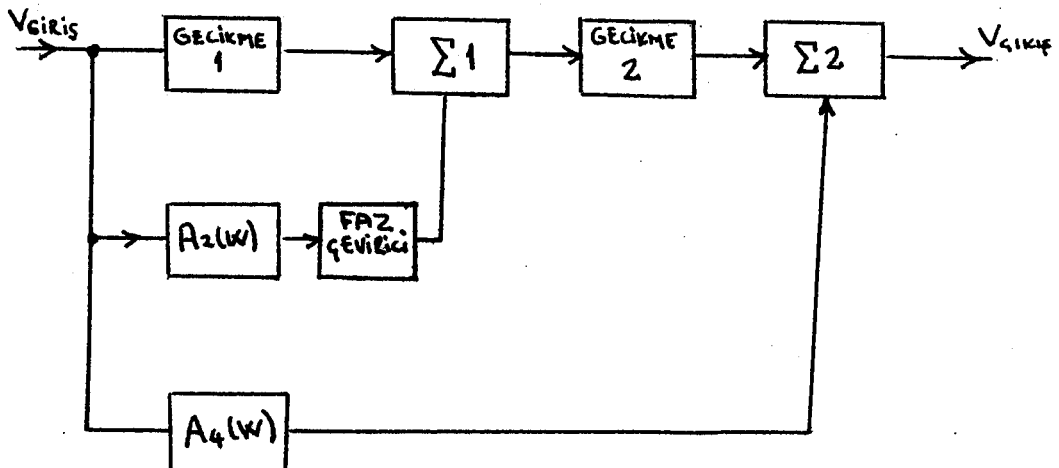
Dört türev alıcınıninki

$$A_4(\omega) = R_2^4 C_2^4 \omega^4 \text{ olacaktır.}$$

Tek bölümle devre için  $\frac{\pi}{2}$  olan faz kayması iki seri devre için  $\pi$  ve dört seri devre için  $2\pi$  olacaktır.

Pratikte, daha çok devre elemanı kullanıldığı için yüksek kazançlı ve lineer faz cevaplı olan devreler kullanılır. Hatta direkt olarak ikinci türev olan devreleride vardır.

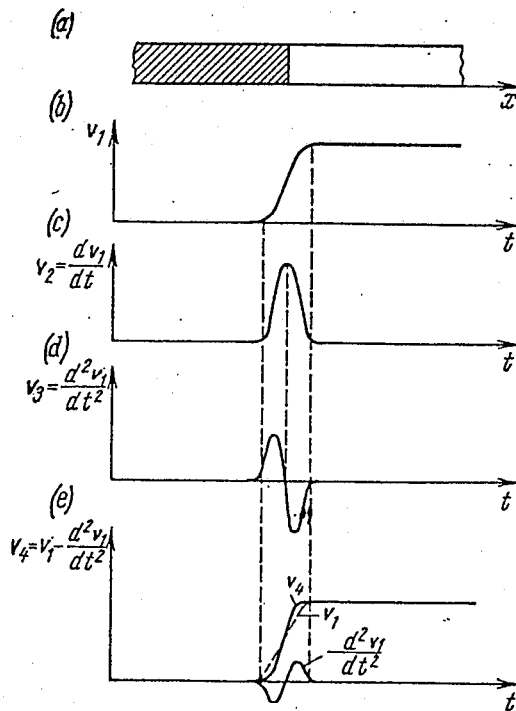
Bir türevsel aperture düzeltici devrenin blok şeması Şekil 1-9'da verilmiştir.



Şekil 1-9 Türevsel aperture düzelticisinin blok diyagramı

Burada sarkmış olan yüksek frekans cevabı asıl sinyalle ikinci ve dördüncü dereceden türetilmiş sinyallerin eklenmesiyle düzeltme sağlanmıştır. Bu olay  $\sum_1$  ve  $\sum_2$  toplayıcılarında gerçekleştirilmiştir. İkinci türev sinyali üreten devrede bir faz çeviricisi vardır. Çünkü iki bölüm türev alıcı giriş sinyalinin fazını çevirir. ( $\pi$  kadar değiştirir). Eğer basit türev alıcılar yerine zaman gecikmesine neden olan daha gelişmiş devreler kullanılmışsa  $D_{L1}$  ve  $D_{L2}$  gecikme hatları asıl ve dengeleme sinyalleri arasında zaman uyuşturması yapar. Pratikte dengeleme sinyali üretimi ikinci türevle sınırlamak kolaylık açısından çok kullanılan bir yöntemdir.

Türevsel aperture düzeltme işlemini zaman ekseninde incelersek Şekil 1-10-a'da iletilen sinyalin lüminansında siyahla beyaz arasındaki sınırla belirlenen ani bir değişiklik olduğunu varsayalım. Yetersiz belirtmeden dolayı kamera tüpü çıkışındaki sinyal Şekil 1-10-b'deki şekli alır.



Şekil 1-10 türevsel aperture düzeltme işleminin zaman ekseninde gösterilmesi.

Birinci ve ikinci türev sinyalleri Şekil 1-10-c ve d'de gösterilmiştir. Asıl sinyal  $V_1$ 'e ters polaritede alınmış ikinci türev sinyalinin toplanması Şekil 1-10-c'de frekans cevabını "boost" etmekle eşanlamlı olan daha dik kenarlı  $V_4$  sinyalini oluşturur.

#### 1-6 RENKLİ TELEVİZYON SİSTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI :

1962 yılında EBU (European Broadcasting Union) tarafından çeşitli renkli televizyon sistemlerini incelemek ve karşılaştırmak üzere kurulan EBU Ad-Hoc Group on Colour Television adlı uzman bir ekibin raporları verilebilir.

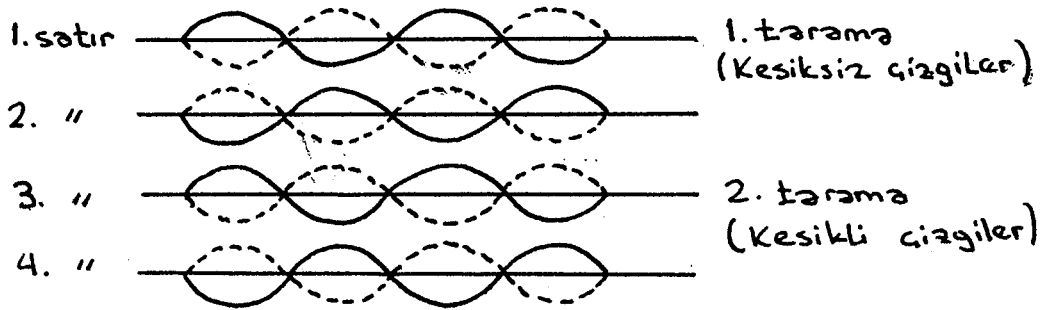
NTSC sisteminde, renkli video işareti modülasyonlu renk taşıyıcısı ve parlaklık işaret değerine bağlı olarak farklı zayıflama ve faz kaymalarına uğrar. Bu bilindiği gibi türevsel genlik buruşumu ve türevsel faz buruşumudur. Türevsel genlik buruşumu renk doyumu yanılıgılarını, türevsel faz buruşumuda renk tonu yanılıgılarını doğurur. NTSC sisteminin bu zayıf yönüne karşı siyah beyaz televizyon sisteminde daha iyi uyum göstermesi nedeniyle PAL ve SECAM sisteminden üstündür.

Bu uyum renk taşıyıcı frekansının yarım satır ofset tekniğine göre seçilmesiyle sağlanır. Bu tekniğe göre renk taşıyıcısı, 5 MHz'lik bantın yukarı bölgesi içinde ve parlaklık spektrumunda iki komşu spektrum çizgisi arasında seçilir. Bu nedenle NTSC sisteminin renk taşıyıcı frekansı

$$f_{rt} = \frac{(2n - 1) f_s}{2} \quad \text{olarak seçilir.}$$

$$f_s = 15625 \quad n = 284 \quad f_{rt} = 4,4296875 \text{ MHz}$$

Bu frekans, parlaklık spektrumunda 283. satır çizgisiyle 284. satır çizgisinin tam ortasına düşmektedir. Çünkü renk taşıyıcı frekansı satır frekansının yarısının 567 tam katı olarak seçilmiştir. İşte bu tekniğe göre bir satırın taranmasındaki renkli taşıyıcı fazı ile bir sonraki satırın taranmasındaki renkli taşıyıcı fazı ile bir sonraki satırın taranmasındaki renkli taşıyıcı fazı  $180^\circ$  farklıdır, böylece parlaklık işareti üzerine eklenmiş krominans bileşeninin ekranda düşey yönde ince çizgiler olarak görüntüyü bozma etkisi önlenmiş olur Şekil 1-11. Krominans işareti siyah beyaz televizyonda yalnızca ortalama parlaklığı bir miktar yükseltmiş olur.



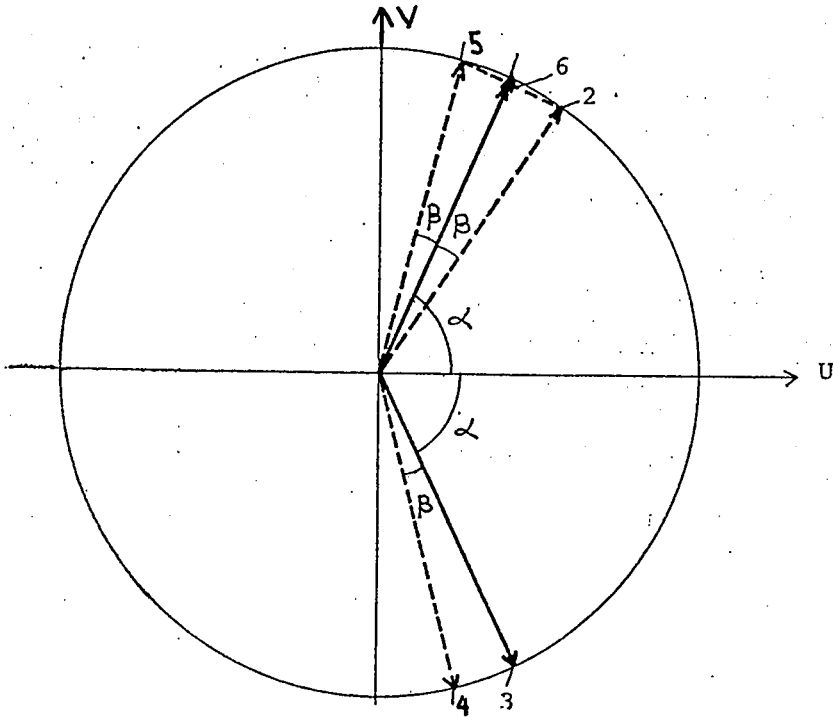
Şekil 1-11 Yarım satır ofset tekniğine göre renk taşıyıcısının ekrandaki etkisinin kaybolması.

NTSC sisteminde verici ve alıcılar PAL ve SECAM'dakilerine kıyasla basit ve ucuzdur. Ayrıca gözün renk ayrıntısı

ayırדתme gücü (rezolüsyon) PAL ve SECAM dakinden 2 kat daha büyüktür.

PAL sistemi SECAM sistemine göre NTSC'ye daha çok benzer. Bu sistemin NTSC'ye göre üstünlüğü ise PAL'de V modülatörüne gelen renk taşıyıcı fazının her satırda  $180^\circ$  farklı olması nedeni ile türevsel faz buruşumundan doğan renk tonu yanlışlıklarının ortadan kaldırılmasıdır. PAL (Phase-alternation-line) adı da buradan gelmektedir.

Şekil 1-12'de görüntünün herhangi bir noktasının modülasyonlu krominans işareti 1 fazörüyle gösterilmiştir. İletim yolunda türevsel faz buruşumu nedeniyle ortaya çıkan faz kayması nedeniyle alıcıda faz kayma miktarı  $\beta$  kadar olan 2 fazörü elde edilir.



Şekil 1-12 Pal sistemi ilkesinin vektörel gösterilmesi.

Bir sonraki satırda V modülatörüne gelen renk taşıyıcı fazının  $180^\circ$  değişmesinden dolayı modülasyonlu krominans işareti 3 fazörüyle elde edilir, bunun  $\beta$  kadar faz kayması

ile alıcıda 4 fazörü oluşacak. Alıcıda demodülasyon yapılırken 4 fazöründen, bunun V eksenine göre simetriği olan 5 fazörü elde edilir. Alıcıda elde edilen 2 ve 5 fazörleri toplanarak 6 fazörü elde edilir, böylece faz hatası  $\beta$  ortadan kaldırılmış olur. Bu toplamın yapılabilmesi için 5 fazöründen bir satır dönemi ileride olan 2 fazörünün 64msn geciktirilmesi gerekmektedir. Elde edilen 6 fazörünün boyu  $\beta$  ile değişmektedir. Buda PAL sisteminde renk tonu hatalarının, renk doyumu hatalarına çevrildiğini gösterir. İnsan gözü renk doyumu hatalarını, renk tonu hataları gibi ayırtedemez. Böylece video teyp kayıtlarında, uzun linklerde iletimde, alıcılarda, v.b.g NTSC'den daha iyi sonuçlar alınmaktadır.

PAL'in siyah beyaz sistemle uyumu NTSC'ninki kadar iyi değildir. Nedeni PAL sisteminde renk taşıyıcı frekansı, V bileşeninin her satırda  $180^\circ$  değişmesi nedeniyle çeyrek satır ofset tekniğine göre seçilmiştir. Renk taşıyıcısı etkileri toplamı ancak 4 tarama (160msn) sonra birbirini götürmektedir. Bu süre, bu etkileri gözün ayırtedebilmesi için yeterlidir. Bu nedenle rahatsız edici etkileri azaltmak için dörtte bir satır frekansının tam katı olarak bulunan değere 25 Hz lik bir ekleme yapılarak renk taşıyıcısı frekansı saptanmaktadır.

$$f_{rt} = \frac{(4_n - 1) f_s}{4} + 25 \text{ Hz}$$

$$f_s = 15625 \quad n = 284 \quad f_{rt} = 4,43361875 \text{ MHz}$$

Alıcıda iki satırın krominans işaretlerinin toplanmalarından dolayı da, PAL'deki düzey renk rezolüsyonu NTSC dekinin yarısıdır. Verici ve alıcılar NTSC'dekilerden daha karışık ve daha pahalıdır.

SECAM sisteminde bir satırda bir renk fark işareti, diğer satırdada diğer renk fark işareti iletilmektedir. Fransızca "peşpeşe bellekli" anlamına gelen SECAM adı buradan gelmektedir. İşte bu iki renk fark işaretinin iki satır süresi içinde iletilmesi nedeniyle düşey renk rezolüsyonu, PAL deki gibi, NTSC dekinin yarısına düşmektedir. SECAM sistemi, türevsel faz ve genlik buruşumundan etkilenmediğinden NTSC ve PAL'den üstündür. SECAM da stüdyo sistemlerinde, PAL ve NTSC dekine göre görüntü karıştırması (mixing) zordur. SECAM da krominans işareti frekans modülasyonu yapıldığından, iki görüntünün renkli video işaretleri birbirleriyle doğrudan karıştırılamazlar. Önce frekans modülasyonlu krominans işaretlerinin demodülasyonu yapılır, sonra iki görüntünün krominans işaretleri kendi aralarında, parlaklık işaretleride yine kendi aralarında karıştırılır ve SECAM kodlaması yapılarak karışmış görüntünün renkli video işareti elde edilir. Yine stüdyo sistemlerinde PAL ve NTSC'de doğrudan yapılabilen bir görüntüden diğerine geçme işlemi (fading) görüntü karıştırmasında olduğu gibi dolaylı yoldan gerçekleştirilir.

Renk taşıyıcısının siyah beyaz sisteme etkileri bakımından SECAM sistemi NTSC ve PAL'e göre daha kötü sonuçlar verir. Bu bozucu etkiyi azaltmak için renk taşıyıcı genlikleri mümkün olduğu kadar küçük seçilir. Ancak taşıyıcı genliklerinin küçük seçilmesi işaret/gürültü oranını azaltmaktadır. Buna engel olmak için ön buruşum (pre-emphasis) teknikleri kullanılır. Bazı koşullarda da ön buruşum tekniğide yatay yöndeki renk sıçramalarında renk yanılğıları doğurmaktadır.

Dolayısıyla üç sistemin karşılaştırılması aşağıda özet olarak tablo halinde sunulmuştur.

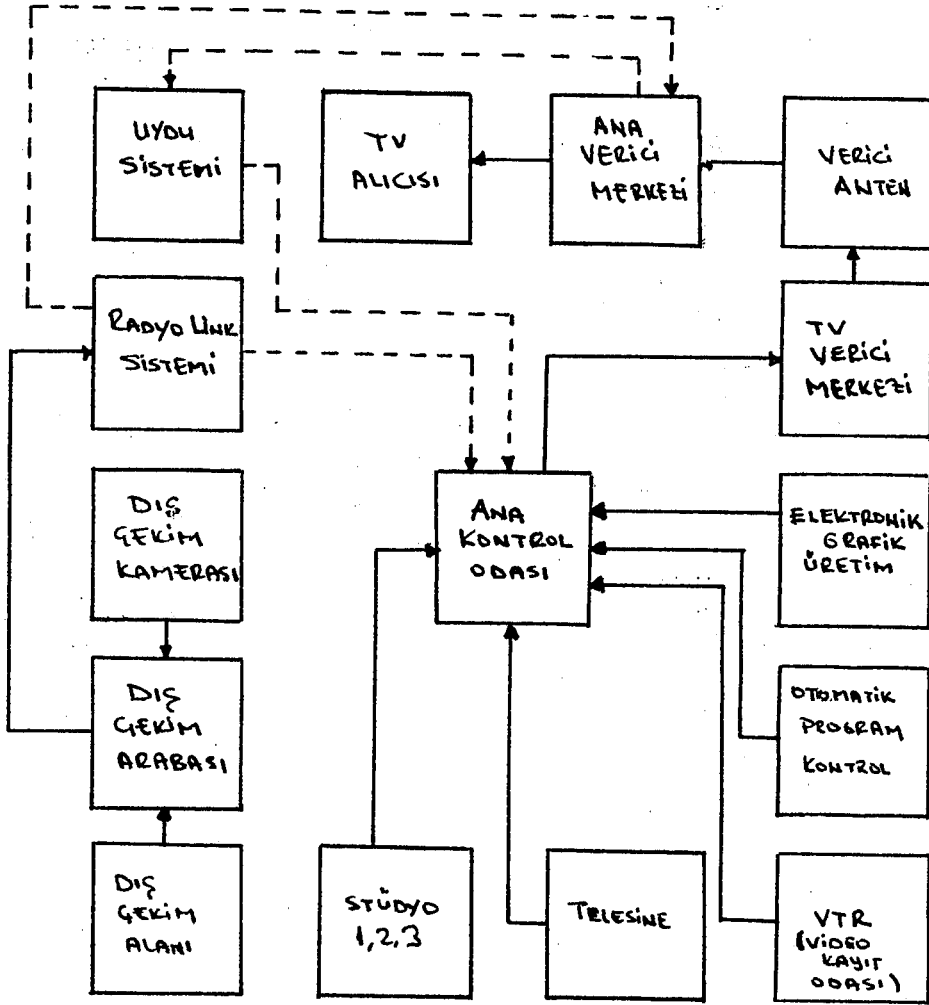
	NTSC	PAL	SECAM
1) Siyah Beyaz TV sistemiyle uyum	Pal ve Secam'a göre daha iyidir.	NTSC kadar iyi değildir.	NTSC ve Pal'den daha kötü sonuçlar verir.
2) Türevsel genlik ve Türevsel faz buruşumları	Mevcut	Mevcut değil	Mevcut değil
3) Renk taşıyıcı frekansı	Yarım satır ofset tekniğine göre seçilmiştir	Çeyrek satır ofset tekniğine göre seçilmiştir.	İki renk fark işareti için iki ayrı taşıyıcı frekansı seçilmiştir.
4) Modülasyon	Karesel Modülasyon	Karesel Modülasyon	Frekans Modülasyonu
5) Verici ve Alıcılar	PAL ve SECAM'a göre basit ve ucuz	NTSC'den daha karışık ve daha pahalıdır	Vericiler PAL'den pahalı, alıcılar PAL'dekilerden ucuzdur.
6) Gözün renk ayrıntısı ayırdetme gücü	PAL ve SECAM'dakinden 2 kat daha büyük	NTSC'nin yarısı	NTSC'nin yarısı
7) Stüdyo sistemlerinin görüntü karıştırması	SECAM'a göre kolay	SECAM'a göre kolay	PAL ve NTSC'dekine göre zordur.

## BÖLÜM 2

BİR KAPALI DEVRE TV SİSTEMİNİN  
BLOK OLARAK TASARIMI VE  
SİNYAL ANALİZİ YÖNÜNDEN İNCELENMESİ

## 2-1- TELEVİZYON YAYIN SİSTEMİ

Şekil 2-1'deki gibi televizyon yayın sistemi stüdyo, video kayıt odası, telesine, dış çekim arabası, v.b.g. bir çok sistemden oluşmaktadır. Bu sistemlerden gönderilen görüntü sinyalleri ana kontrol odasında toplanırlar, burada istenilen amaca göre hazırlanan görüntü yayınlanmak üzere TV verici merkezine gönderilir, buradan verici anten ve verici istasyon merkezi tarafından evdeki alıcılara ulaştırılır.



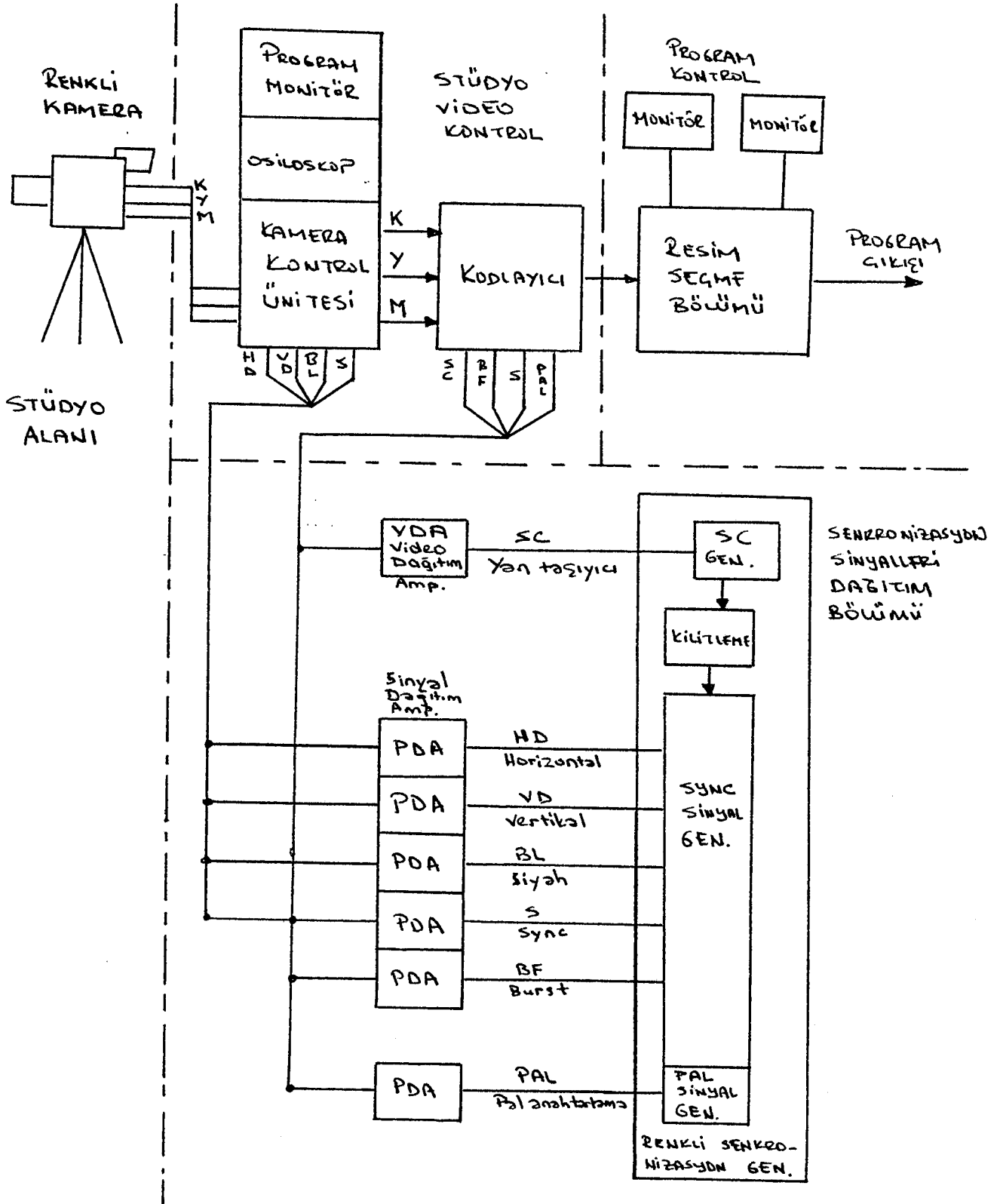
Şekil 2-1 Televizyon yayın sistemi

## 2-2 KAPALI DEVRE TV SİSTEMİNİN BLOK OLARAK TASARIMI :

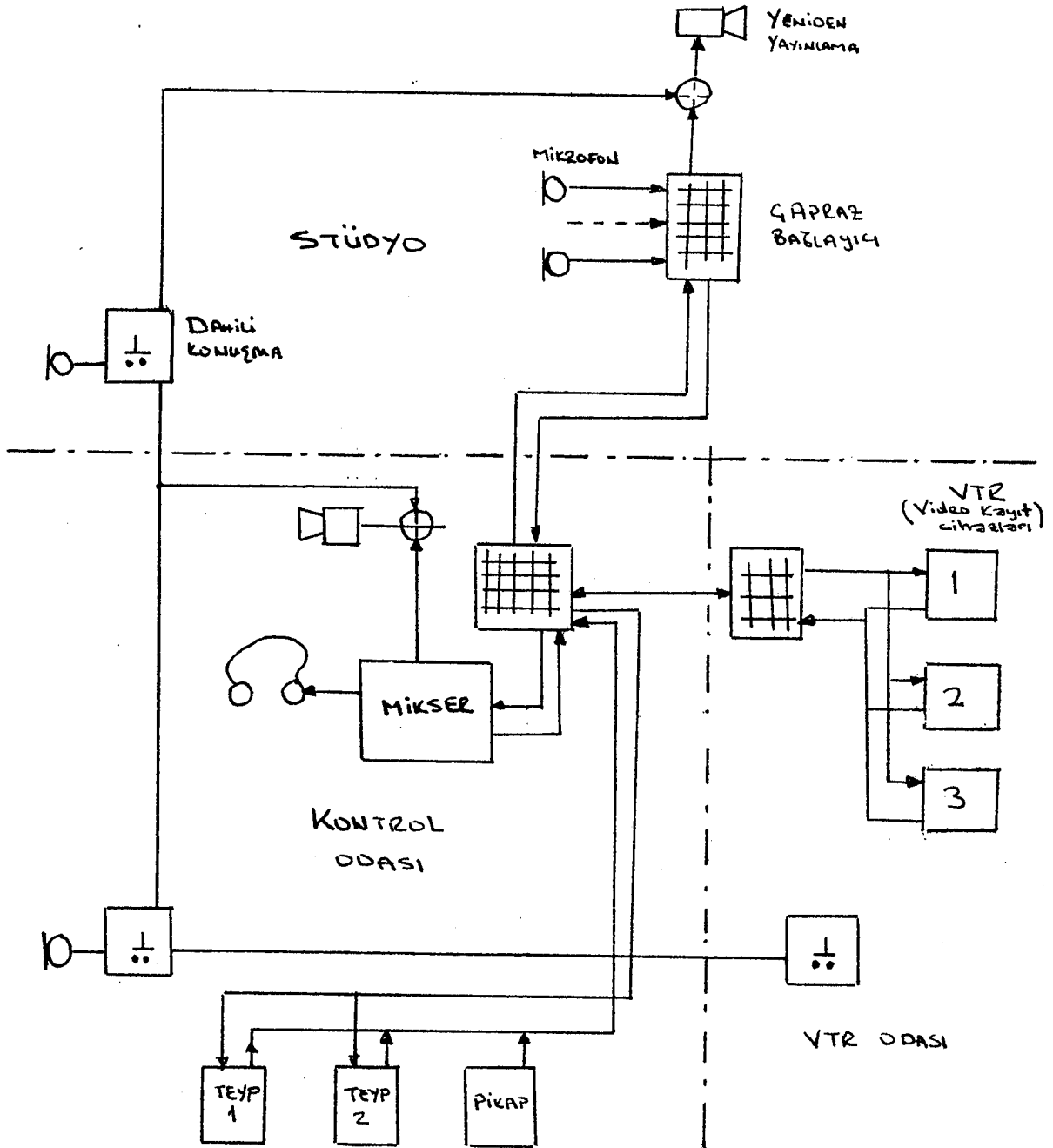
Bir televizyon sisteminin tasarımında esas olarak üç yol izlenmektedir. Birincisi video sisteminin, ikincisi ses sisteminin blok tasarımları ile video sistemleri arasında senkronizasyonu sağlayan senkron sisteminin blok tasarımıdır. Bunun yanında ışık sistemi, güç sistemi, akustik sistemi .. v.b.g diğer tasarımlarda düşünülmalıdır.

Örnek olarak Anadolu Üniversitesi A.Ö.F. stüdyolarındaki uygulamalar verilebilir. Şekil EK 2-2-1 bu uygulamanın video sistemi, Şekil EK 2-2-2 ses sisteminin ve Şekil EK 2-2-3'de senkron sisteminin blok tasarım şemalarıdır. Video sisteminin ana üniteleri, kamera, kamera kontrol ünitesi, kodlayıcı, video dağıtıcıları, resim seçici, video kayıt cihazı ve monitörlerden oluşmaktadır. Kamera kontrol ünitesinde K,Y,M renk işaretlerinin düzey ve yatay yakınsama ayarları ve kazanç ayarları yapılır, bu renk işaretlerinden kodlayıcıda kodlanmış video işareti elde edilir. Video işaret, video dağıtıcıları aracılığı ile monitör, resim seçme v.b.g ünitelere gider.

Resim seçme ünitesi temel 4 bölümden meydana gelir. Şekil EK 2-2-4. Birinci bölümde ana çıkış potu ve ona bağlı tuş sırası hangi görüntü kaynağından çıkış sinyalinin alınacağını saptar (CUT). İkinci bölümde A ve B karıştırıcı iki ayrı görüntü arasında zincirleme, bindirme, karartma ve aydınlatma yapmak için kullanılır (MIXER). Üçüncü bölümde birden fazla görüntüyü çeşitli şekillerde birleştirmek yada bir görüntüden, diğer bir görüntüye geçmek için kullanılır (SPECIAL EFFECT), dördüncü bölümde diğer bölümde oluşturulan görüntünün üzerine yazı eklemek için kullanılır (CAPTION ADDER). İsteğe göre bu bölümde hazırlanan görüntü program kaydı için video kayıt cihazına veya prog-



Şekil 2-2 Video sistemi



Şekil 2-3 Ses sistemi

ram yayını için TV verici merkezine gönderilir.

Değişik görüntü kaynaklarından gelen video sinyallerinin senkronizasyonu için senkronizasyon generatörünün basit bir video sistemi ile bağlantıları Şekil 2-2 dedir.

Şekil 2-3'deki ses sisteminde, ses mikserine mikrofon, teyp, pikap v.b.g. cihazlardan gelen ses sinyalleri istenilen oranlarda filtre edilerek ses kayıt ve video kayıt cihazlarına gönderilir.

### 2-3 SİNYAL ANALİZİ YÖNÜNDE VIDEO SİSTEMİ

Kameralardan gelen K,Y,M renk işaretlerinden matris devresinde parlaklık işareti ve renk fark işaretleri elde edilir. Şekil 2-4. Bu işaretlerin bağıntıları şöyledir.

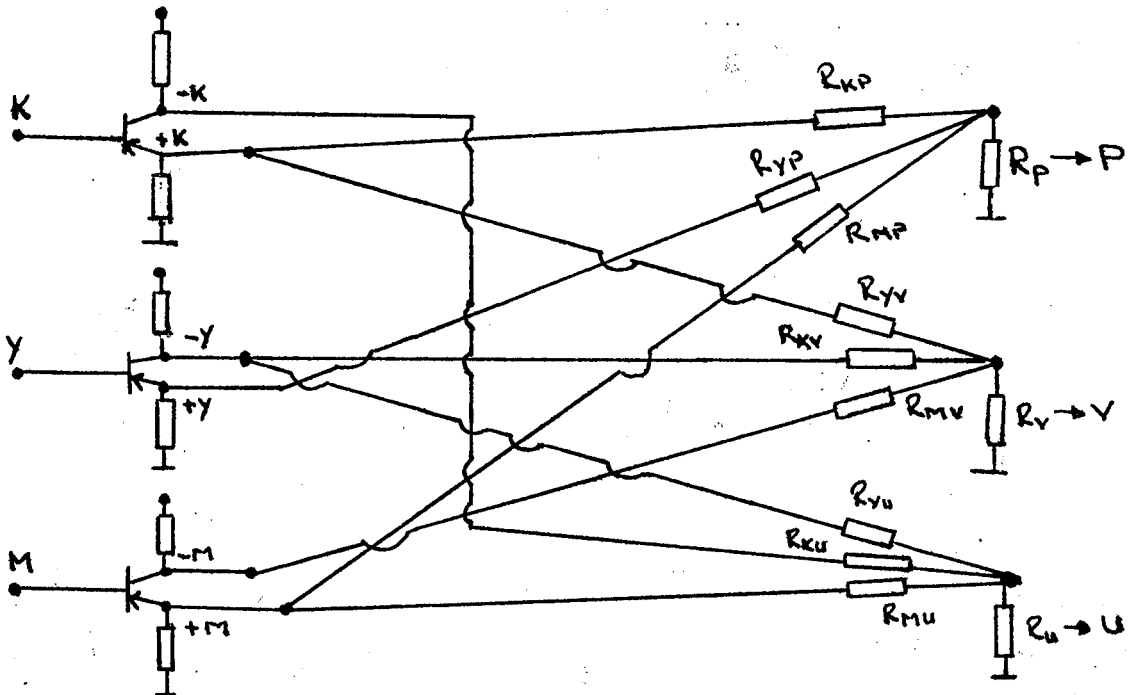
$$P = 0,30K + 0,59Y + 0,11M$$

$$K-P = K - (0,30K + 0,59Y + 0,11M)$$

$$K-P = 0,7K - 0,59Y - 0,11M$$

$$M-P = M - (0,30K + 0,59Y + 0,11M)$$

$$M-P = -0,30K - 0,59Y + 0,89M$$

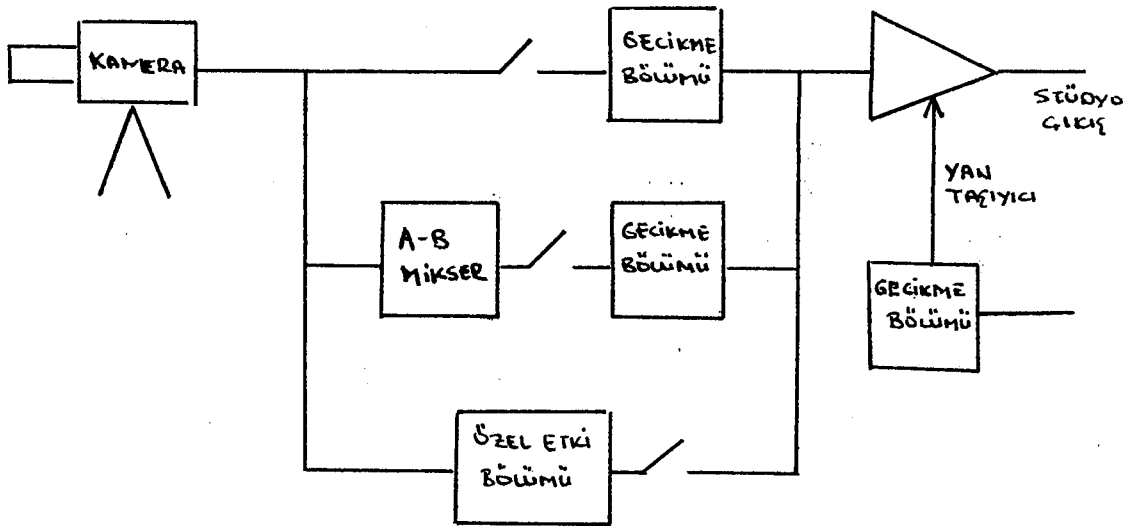


Şekil 2-4 Matris devresi

Beyaz renk için  $K=Y=M=1V$  dir. Buna göre parlaklık işareti  $P=1V$  olur. Renk fark işaretleri ise  $K-P=0$  ve  $M-P=0$  dir. İfadelerden görüldüğü gibi beyaz için bir renk işareti yoktur. Yalnızca parlaklık bileşeni vardır.

Kodlayıcıların çıkışlarında elde edilen video sinyalleri  $10 \times 10$  karşılıklı hat seçme (Video Crossbar) devresine gelirler. Aynı zamanda kameradaki K, Y, M renk işaretleride arka fonda bir rengin yok edilmesi işleminin yapılabilmesi için anahtar rengi seçecek olan hat seçme devresine gelirler. Şekil Ek 2-2-4. Karşılıklı hat seçme devresi çıkışındaki video sinyalleri resim seçme masasının bölümlerine gelirler. Bu bölümlerde video sinyalleri üç şekilde çıkışa verilir. Şekil 2-5.

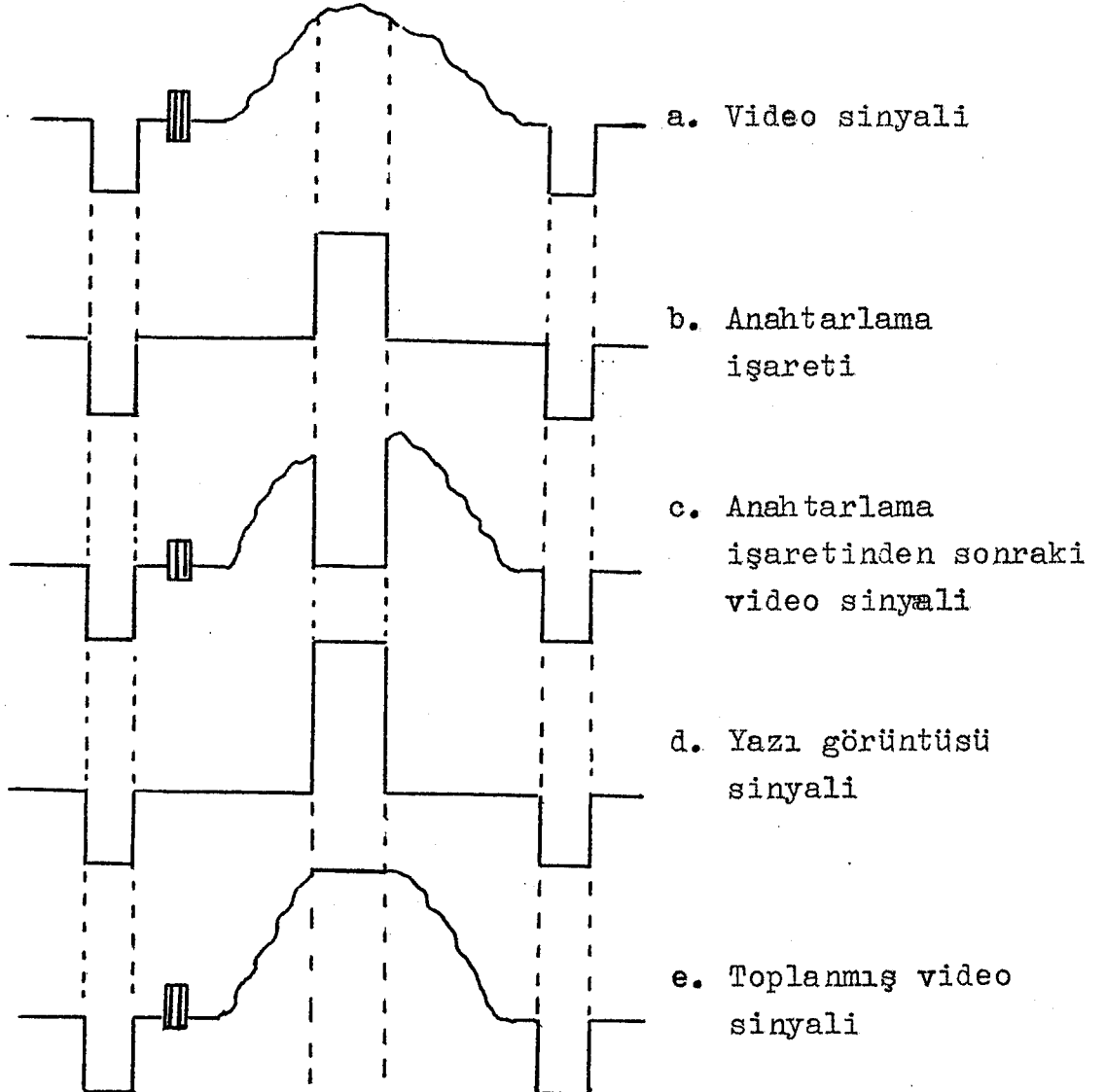
1. Ana çıkış katında direkt olarak (Cut line)
2. A-B Mikser katında biraz gecikmiş olarak
3. Özel etki katında (Special Effect) biraz daha gecikmiş olarak.



Şekil 2-5 Video sinyalinin resim seçme masasında geciktirilerek çıkışa verilmesi.

Örneğin A-B mikser katında sinyal 10ns, Özel etki katında 20ns gecikme olsun. Eğer geciktirme devresi kullanmazsak bu iki kattaki resimlerde sıçrama olur. Aynı zamanda renk taşıyıcı frekansı yaklaşık 4,4 MHz (220 ns) olduğundan 20ns bir gecikme renk değişmesine yol açar. Bu nedenle özel etki katında gecikme referans alınarak, ana çıkış katı ve A-B mikser katındaki işaretler geciktirilir.

Resim seçme masasında dördüncü bölümde yazı ekleme işlemi (Caption) için, eklenecek sinyale bağlı olarak bir anahtarlama işareti üretilir. Bu işaret gönderilen video sinyalinin o bölgesini siyah seviyesine dönüştürür, bu boşalmış bölgeye yazı görüntüsü eklenerek video sinyalinin üzerine yazı görüntüsü eklenmiş olur. Şekil 2-6.



Şekil 2-6 Video sinyalinin üzerine yazı görüntüsünün eklenmesi.

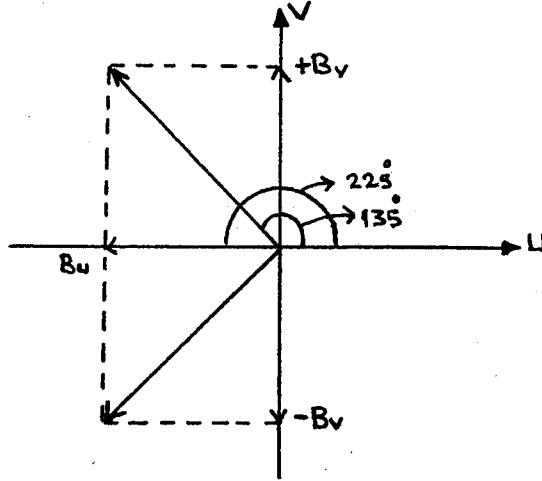
Kameranın aldığı görüntünün arkasındaki arka fonu yok etme işlemine anahtarlama (Keying) denir. İnsan teninde mavi renk olmadığı için, insan görüntüsünün hakim olduğu prodüksiyonlarda mavi renk yok edilir, bu işleme krominans anahtarlama (chroma key) denir. Şekil Ek 2-2-5'de blok şeması verilen bu devrenin çalışması şöyledir. Elde edilen renk fark işareti  $\sin\psi$  ve  $\cos\psi$  değerleri ile çarpılır. Bu çarpımların toplamları  $\psi$  nin değerine göre değişir. Bu toplam değerleri aşağıdaki tablodaki gibidir. Tablodan

$$U = (B-Y) ; \quad V = (R-Y)$$

	$0^\circ$	$90^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$	$360^\circ$
$V \sin\psi$	0	V	0	-V	0
$U \cos\psi$	-U	0	U	0	-U
+	-U	V	U	-V	-U
=====					
$V \cos\psi$	-V	0	V	0	-V
$-U \sin\psi$	0	-U	0	U	0
+	-V	-U	V	U	-V
=====					
$-V \cos\psi$	V	0	-V	0	V
$U \sin\psi$	0	U	0	-U	0
+	V	U	-V	-U	V
-----					

görüldüğü gibi  $\psi$  nin değişmesi ile renk dairesinde istenilen renk türü için anahtarlama işlemi yapılmış olur.

Stüdyodaki burst generatöründen elde edilen burst sinyali V modülatörüne aynen, U modülatörüne - işaretli olarak gönderilmektedir. Bir satırda modülatörün çıkışında  $B_v$  ve  $B_u$ , bir sonraki satırda ise  $-B_v$  ve  $B_u$  elde edilir. Şekil 2-7 deki B ve B' burst işaretlerinin U eksenine göre fazları  $135^\circ$  ve  $225^\circ$  dir.



Şekil 2-7 Burst sinyalinin fazöral gösterilimi.

BÖLÜM 3

STEREO YAYIN KODLAYICISI

VE

KOD ÇÖZÜCÜSÜ

### 3-1 GİRİŞ :

Yüzümüz bir ses kaynağının geldiği yere dönükken, bu kaynaktan iki kulağa gelen ses dalgalarının genlik ve fazlarının karşılaştırılması ile beynimiz ses kaynağının yerini belirler.

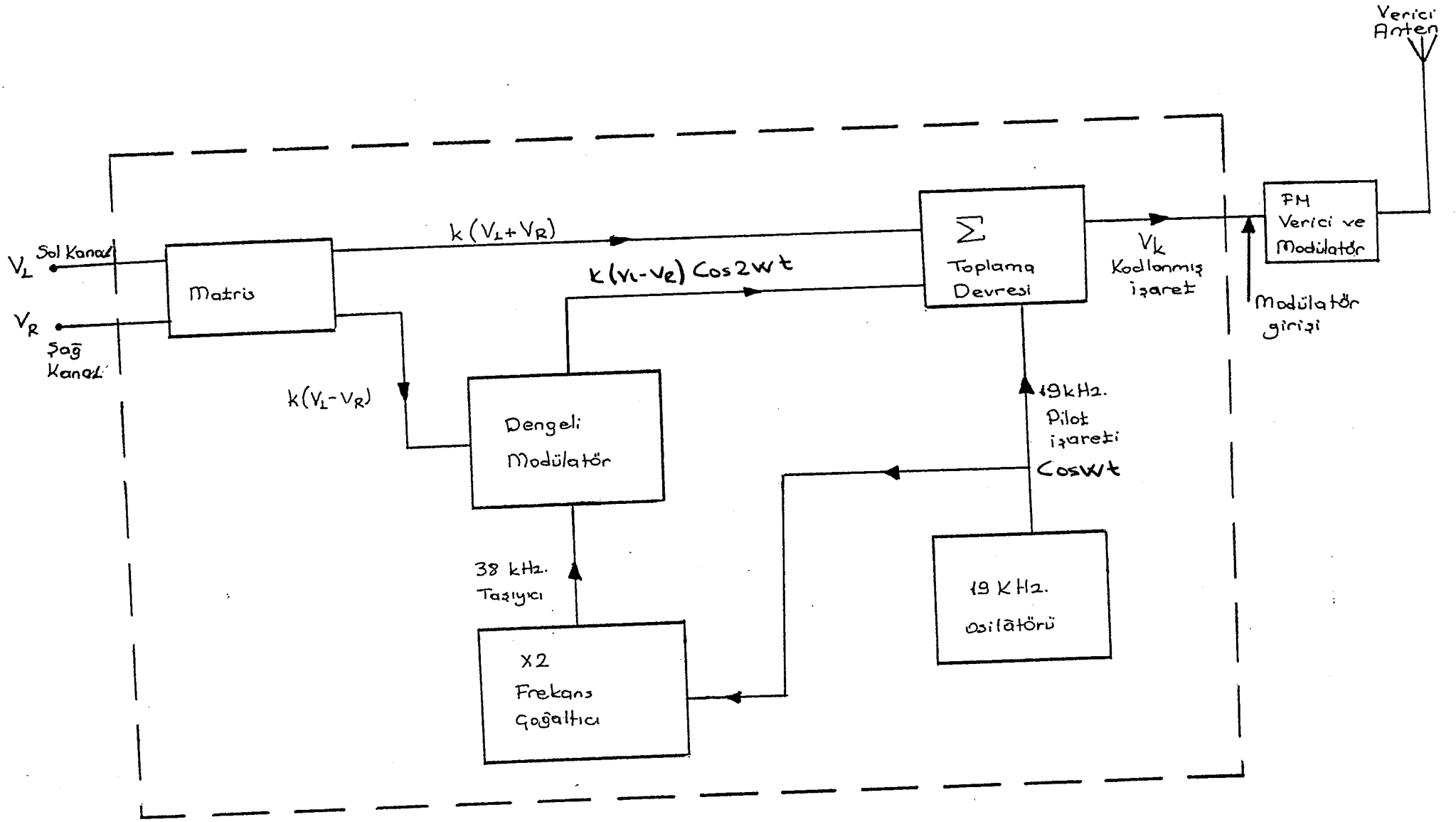
Konuşma ve müziğin kaydedilmesinde aynı prensipten dolayı iki mikrofon kullanılır. Bu mikrofonlara sol ve sağ kayıt mikrofonları denir. İşte böyle yapılan kayda stereo kayıt, yayına ise stereo yayın denir. Buna göre bir stereo yayınının iki kanallı olacağı açıktır. Böyle bir yayının uzayda gönderilebilmesi için iki kanalın birbirine karışmadan farklı frekanslardaki iki taşıyıcı ile yayılması gerekir. Buda bant genişliğini arttırır. Bant genişliğinin artması daha çok gürültü değerlerine neden olacağı için böyle bir uygulama pratik yönden uygun değildir. Bu yüzden sağ ve sol kanal işaretleri karıştırılarak tek bir verici ile bir kanal halinde uzaya gönderebiliriz. Alıcıda ise bu taşıyıcı frekansa akordlu işaret kod çözücüden geçirilerek sağ ve sol kanala ayrılır.

### 3-2 STEREO YAYIN KODLAYICISI :

Stereo yayının kaliteli olması için frekans modülasyonu kullanılır. Bunun için taşıyıcı işaret frekans bantı FM yayınındaki gibidir, yani II bant 88 ve 108 MHz dir.

FM alıcı yayını sağ ve sol kanalların toplamı olarak alırki böyle bir kodlama Şekil 3-1 deki gibidir.

Blok diyagramdan görüldüğü gibi sağ ve sol kanal işaretleri matris devresine girmektedir. Bunun çıkışında toplam  $k (V_L + V_R)$  ve fark  $k (V_L - V_R)$  işaretlerini verir. 19 KHz pilot işareti (Pilot Töne) osilatöründen (X2)

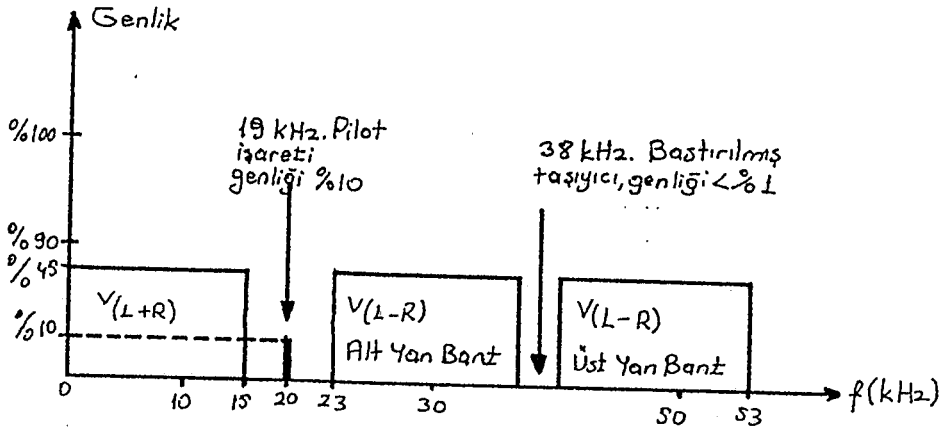


Şekil 3-1 : FM stereo yayın kodlayıcısının blok diyagramı.

frekans çoğaltıcısı ile 38 KHz'lik taşıyıcı elde edilir. Bu taşıyıcı ve fark işareti ile dengeli modülatörde çift yan bantlı, taşıyıcısı bastırılmış genlik modilasyonlu işaret elde edilir ki bu % 1'den küçük bir genliğe kadar bastırılmış olan  $0,45 (V_L - V_R) \text{ Cos}2\omega t$  işaretidir. ( $\omega = 2\pi 1910^3 \text{ rad / sn}$ ) Modülatör çıkışı, toplam işaret ve 19 KHz'lik pilot işaretleri analog toplama devresi çıkışında kodlanmış stereo işaret gerilimini verir.

$$V_k = \left[ 0,9 \left( \frac{V_L + V_R}{2} + \frac{V_L - V_R}{2} \text{ Cos}2\omega t \right) + \underbrace{0,1 \text{ Cos}\omega t}_{\text{pilot işareti}} \right]$$

Bu işaretin frekans spektrumu Şekil 3-2'deki gibidir.



Şekil 3-2 Stereo kodlanmış işaretin frekans spektrumu

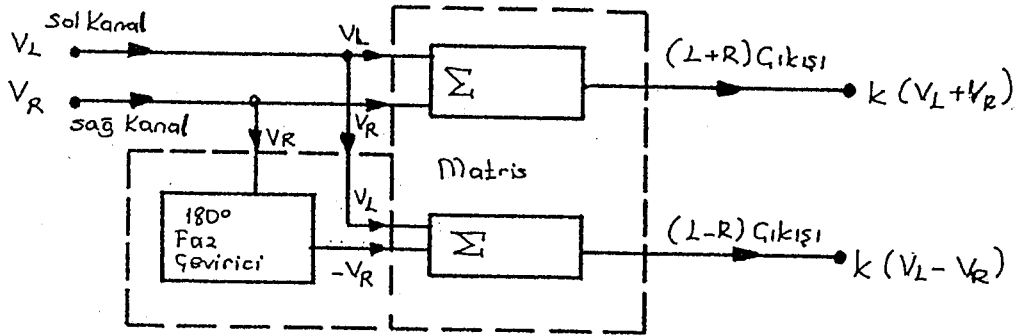
Modülatör o şekilde ayarlanmıştır ki, verici çıkışındaki taşıyıcı frekans kaymasının ani değeri

$$\Delta f(t) = V_k(t) 75 \text{ KHz} = 0,9 \left( \frac{V_L + V_R}{2} + \frac{V_L - V_R}{2} \text{ Cos}2\omega t \right) + 0,1 \text{ Cos}\omega t$$

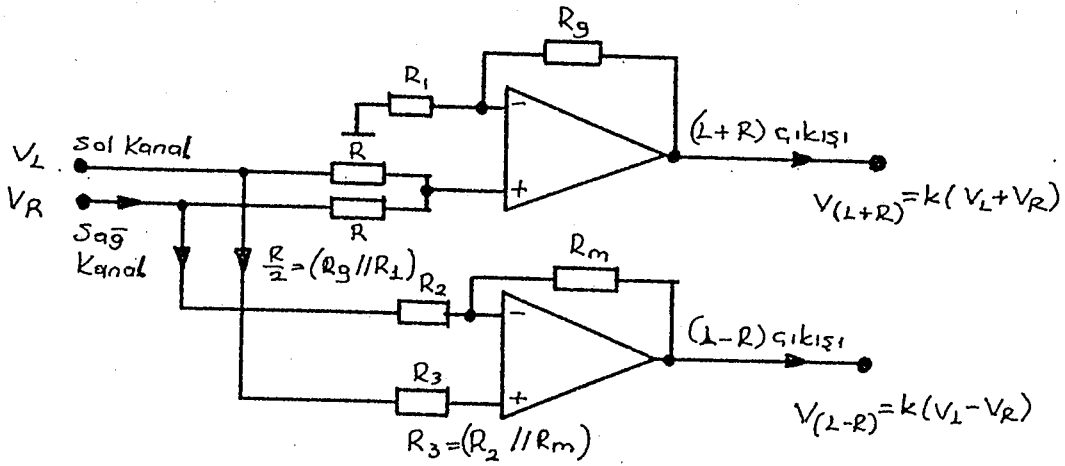
x 75 KHz olur.

## 3-3 MATRİS DEVRESİ :

Matris devresinin blok diyagramı Şekil 3-3'deki, işlemsel kuvvetlendiricileri ile gerçekleştirilmesi ise Şekil 3-4 deki gibidir.



Şekil 3-3 : Matris devresinin blok diyagramı



Şekil 3-4 : İşlemsel kuvvetlendiricileri ile gerçekleştirilen matris devresi

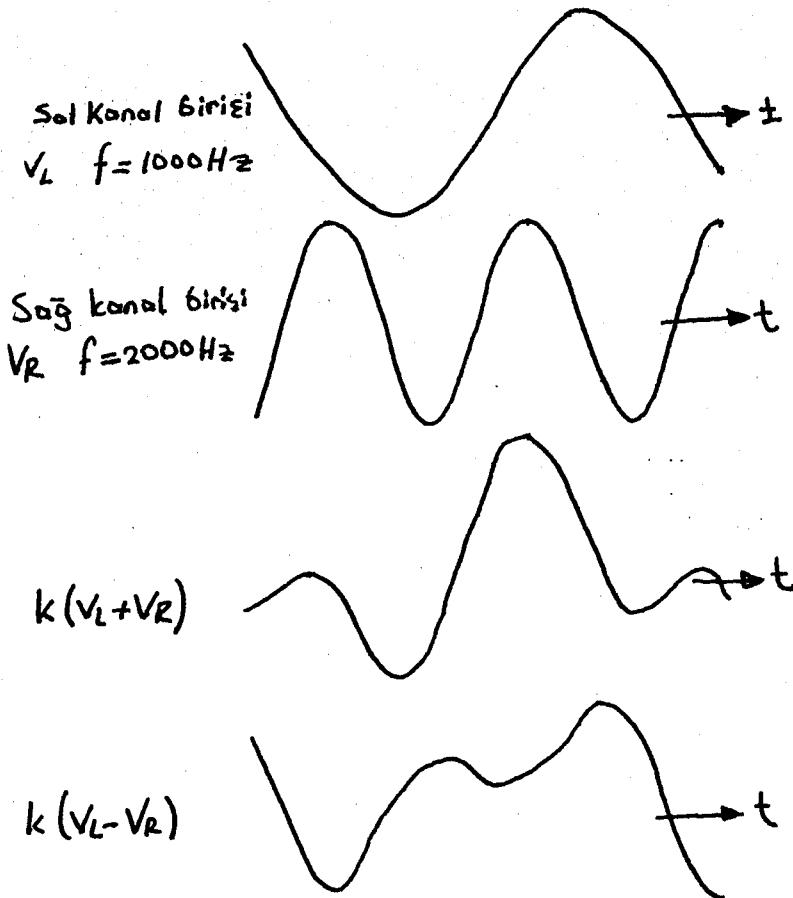
Bu devremizin toplamı ve fark işaretleri çıkışları

$$(V_{L+R}) = k (V_L + V_R)$$

$$(V_{L-R}) = k (V_L - V_R) \text{ dir}$$

ilgili hesaplamalar Ek 3-1'de verilmiştir.

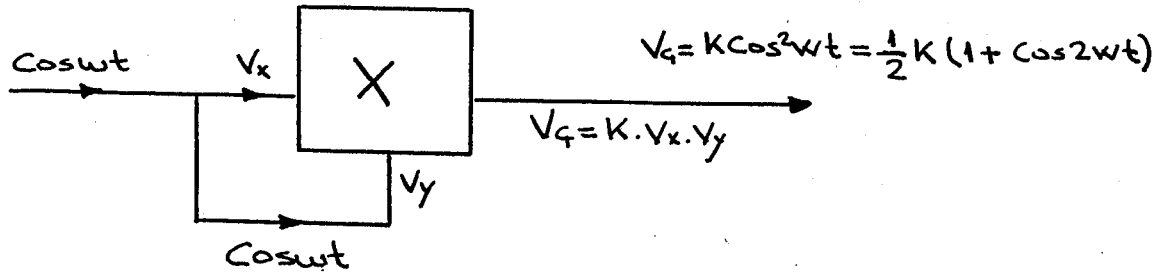
$f = 1$  KHz lik işaret sol kanal,  $f = 2$  KHz lik işaret sağ kanal uygulandığında matris çıkışındaki toplam ve fark işaretleri Şekil 3-5 deki gibidir.



Şekil 3-5 : Matris devresi çıkışındaki toplam ve fark işaretleri.

### 3-4 FREKANS ÇOĞALTICI :

Dengeli modülatör (Balanced modülatör) devreleri frekans çoğaltıcı olarak kullanılabilir. Bu tür devre tümdevre olarak MC 1596 ve MC 1496 olarak gerçekleştirilmiştir. İki girişli olan bu tür devrelerin çıkışlarında girişlerine uygulanan gerilimlerin çarpımı ile orantılı bir gerilim verirler. Bu tür analog çarpma işlemi ile devremizin frekans çoğaltıcı olarak kullanılmasının blok diyagramı Şekil 3-6'deki gibidir.



Şekil 3-6 : Analog çarpma devresi ile frekans çoğaltma

Her iki girişine de ( $\text{Coswt}$ ) pilot işareti uygulanır çıkış gerilimi ise

$$V_g = K \text{Cos}^2 \text{wt} = \frac{1}{2} K (1 + \text{Cos} 2\text{wt}) \text{ olur.}$$

Çıkışa yüksek geçiren bir RC filtresi konarak ( $\frac{K}{2} \text{Cos} 2\text{wt}$ ) işareti kolayca süzülüp alınabilir. Çıkışta filtre olarak rezonans devresi kullanılmadığından, giriş frekansı ayarlanırken, çıkış filtresini ayarlamak gerekmez.

Dengeli modülatörün basitleştirilmiş devresinin açıklamaları ve MC 1496 tüm devresi ile ilgili katalog bilgileri Ek 5-11'dedir.

## 3-5 TOPLAMA DEVRESİ :

Modülör devresi çıkışı, toplam işaret ve 19 KHz'lik pilot işaretin analog toplama devresinde toplanmasıyla elde edilen kodlanmış stereo işaret gerilim Şekil 3-7'deki işlem kuvvetlendiricisi ile gerçekleştirilmiştir. Bu devrenin (-) girişine  $R_1$  direnci üzerinden dengeli modülörün  $k(V_L - V_R) \cos 2\omega t$  çıkışı,  $R_2$  direnci üzerinden matris devresinin  $k(V_L + V_R)$  çıkışı,  $R_3$  direnci üzerinden 19 KHz'lik pilot işareti osilatörünün  $V_{\text{pilot}} = \cos \omega t$  çıkışı uygulanmasıyla çıkıştan

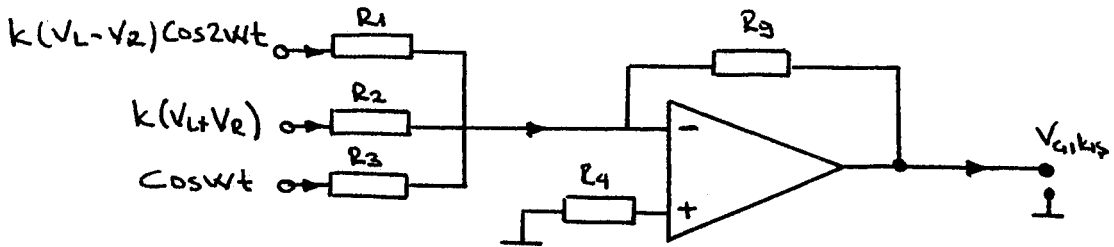
$$V_{\text{çıkış}} = - \left[ k \frac{R_g}{R_2} (V_L + V_R) + k \frac{R_g}{R_1} (V_L - V_R) \cos 2\omega t + \frac{R_g}{R_3} \cos \omega t \right]$$

gerilimi elde edilir.

Kodlanmış işaretin elde edilmesi için

$$k \frac{R_g}{R_1} = 0,45 \quad k \frac{R_g}{R_2} = 0,45 \quad \frac{R_g}{R_3} = 0,1 \text{ olmalıdır.}$$

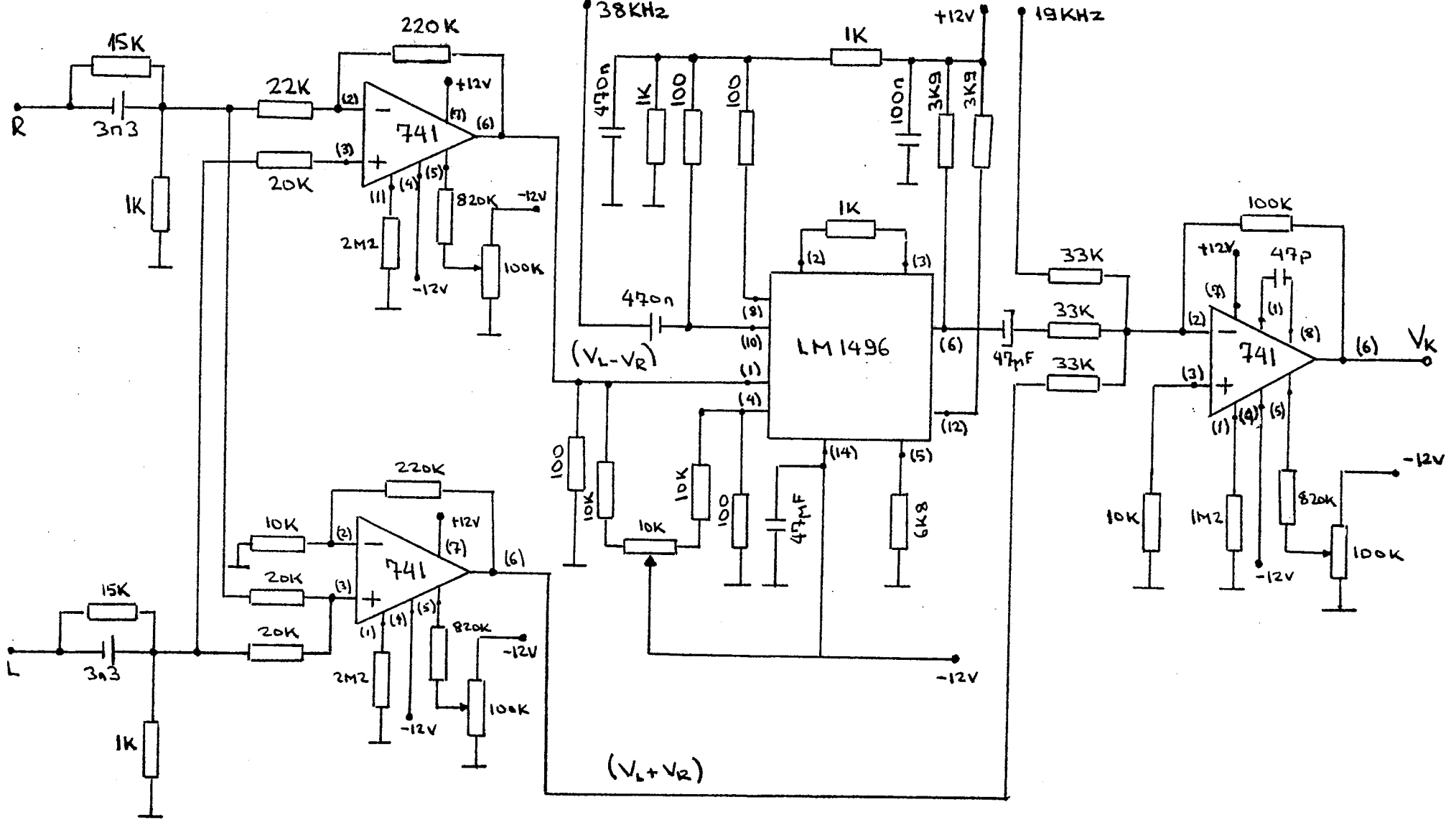
$R_g$ 'nin seçilmesiyle  $R_1$ ,  $R_2$  ve  $R_3$  hesaplanabilir. Isıl kararlılığın (ofset ayarının) iyi olması için  $R_4 = (R_1 // R_2 // R_3)$  olarak hesaplanır.



Şekil 3-7 : İşlem kuvvetlendiricisi ile gerçekleştirilmiş toplama devresi.

### 3-6 STEREO YAYIN KODLAYICISININ PRATİK UYGULAMASI :

Bölüm 3-3'deki Matris devresi, 3-4'deki frekans çoğaltıcı ve 3-5'deki toplama devrelerinin birleştirilmeleriyle oluşan stereo yayın kodlayıcısının pratik uygulaması Şekil 3-8'de görüldüğü gibidir.



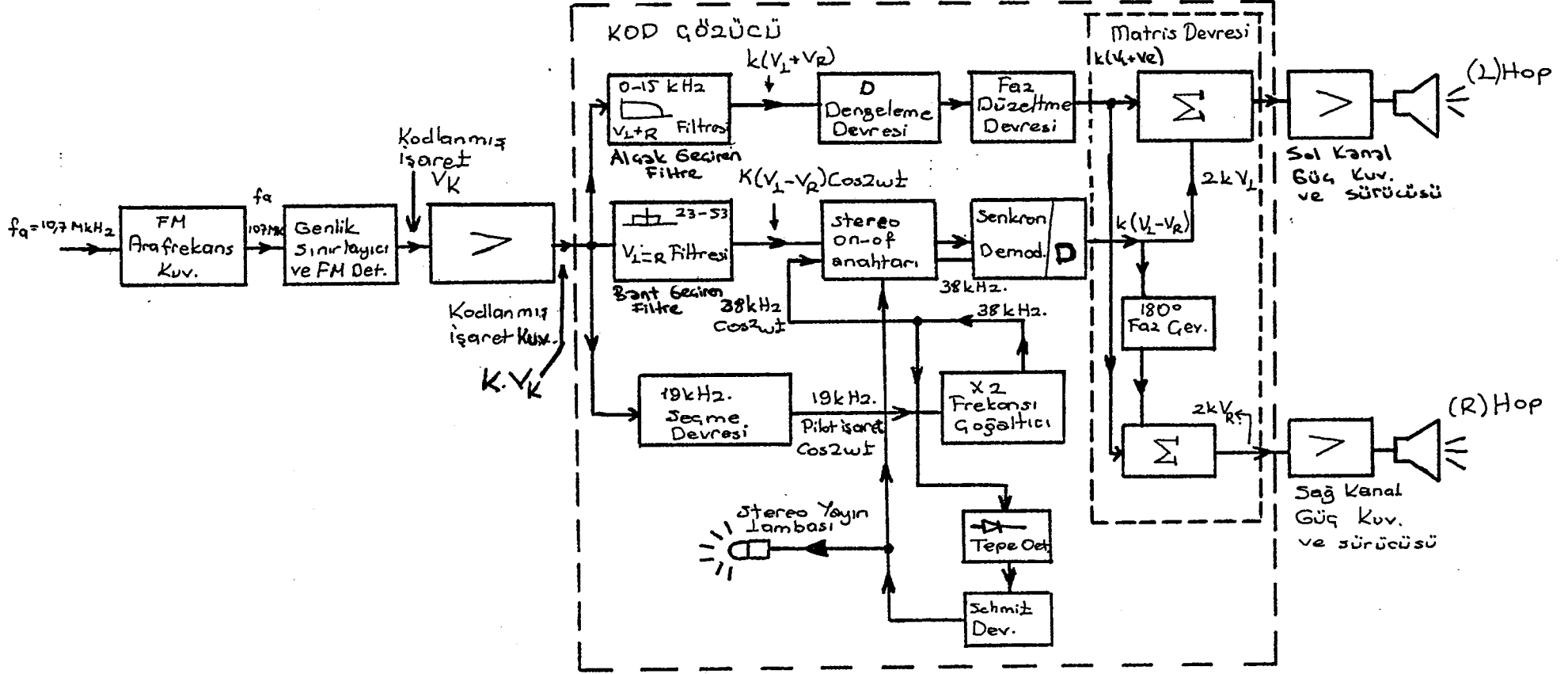
Şekil 3-8 Stereo yayın kodlayıcısının pratik uygulaması

### 3-7 STEREO YAYIN KOD ÇÖZÜCÜSÜ :

Stereo yayın kodlayıcısından elde edilen  $V_k$  kodlanmış işaret gerilimi stereo yayın kod çözücüsüne uygulanmasıyla  $V_L$  sol kanal ve  $V_R$  sağ kanal işaret gerilimleri elde edilir. Stereo kod çözme işlemi frekans çoğullamalı ve zaman çoğullamalı sistemde stereo kod çözme işlemi olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilmiştir.

#### 3-7-1 Frekans Çoğullamalı (Frequency Multiplex) Sistemde Stereo Kod Çözücü

Blok diyagramı Şekil 3-9'de verilen kod çözücünün frekans spektrumu Şekil 3-2'deki gibidir. İşte bu sistemde spektrumdaki üç farklı grubu elde etmek için üç ayrı filtre kullanılır. Bu filtreler 0-15 KHz arasını geçiren  $V_{L+R}$  alt geçiren filtresi, 19 KHz'e akordlu pilot işareti seçme devresi, 23-53 KHz arasını geçirerek  $V_{L-R}$  yanbandlarını ayıran band geçirme filtresidir.  $V_{L+R}$  filtresi çıkışındaki  $k(V_L + V_R)$  gerilimi, dengeleme ve faz düzeltme devrelerinden geçtikten sonra matris devresine uygulanır. 19 KHz pilot işaretinden (X2) frekans çoğaltma devresi ile 38 KHz'lik referans taşıyıcı elde edilir, bu taşıyıcı bir tepe dedektöründe doğrultularak smitt trigger devresine buradan da stereo açık-kapalı devresi üzerinden senkron demodülatörüne gider, bu demodülatörün diğer girişine stereo açık-kapalı kısmı üzerinden  $V_{L-R}$  yanbandlarından oluşan işaret gelmektedir.



Şekil 3-9 : Frekans çoğullamalı sistemde stereo kod çözücüsü ile çalışan FM stereo alıcısının ara frekans kuvvetlendiricisinden hoparlör çıkışına kadar blok diyagramı.

FM yayın stereo ise 19 KHz'lik pilot işareti gönderilir bu 38 KHz referans taşıyıcı oluşturur ve tepe dedektöründen elde edilen basamak gerilimi Scmitt trigger devresini tetikleyerek stereo açık-kapalı kapısını açar ve stereo yayın lambasını yakar. Kapının açılmasıyla senkron demodülatöre ulaşan iki giriş işaretinden demodülatör çıkışında  $k (V_L - V_R)$  gerilimi elde edilir. Bilindiği gibi demodülasyon, modülasyon gibi bir çarpma işlemidir. Bu işlemde 38 KHz'lik referans taşıyıcı, kodlayıcıdaki modülasyon sonucu elde edilen  $V_{L-R}$  yanbantları ile modüle edilmiş olacaktır.

$$\left[ k (V_L - V_R) \cos 2\omega t \right] \cdot \cos 2\omega t = \frac{1}{2} k (V_L - V_R) (1 + \cos 4\omega t)$$

$$= \frac{1}{2} k (V_L - V_R) + \frac{1}{2} k (V_L - V_R) \cos 4\omega t$$

demodülatör  
çıkışında elde  
edilir.

yüksek frekanslı bu bileşen  
süzülerek atılır.

$$= \frac{1}{2} k (V_L - V_R)$$

Kodlayıcı ve kod çözücüdeki taşıyıcıların frekans ve fazları aynı olmalıdır. Eğer kod çözücüdeki referans taşıyıcı  $\varphi$  kadar faz farklı olursa senkron demodülatör çıkışında

$$\left[ k (V_L - V_R) \cdot \cos 2\omega t \right] \cdot \cos (2\omega t + \varphi)$$

$$= \frac{1}{2} k (V_L - V_R) \cdot [\cos \varphi + \cos (4\omega t + \varphi)]$$

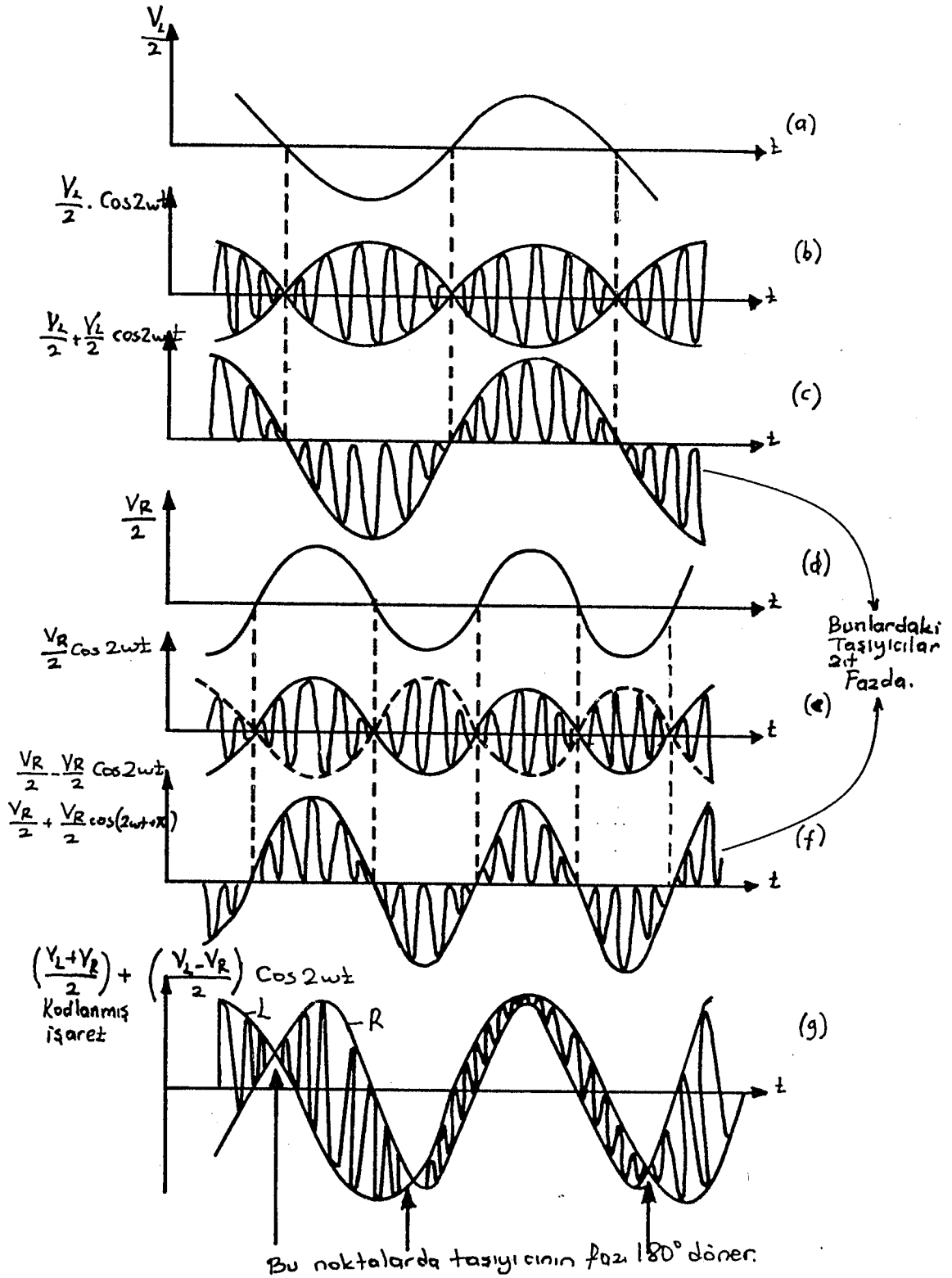
$\varphi = 0$  için durum idealdir. Eğer  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  ise  $\cos \varphi = 0$  dır. Buradan  $\frac{1}{2} k (V_L - V_R) \cdot \cos \varphi = 0$  olur, ve çıkıştan alçak frekanslı bileşen elde edilemez ve böylece demodülasyon olmaz.

Senkron demodülatörün çıkışından alınan  $k(V_L - V_R)$  gerilimi dengeleme devresinden geçtikten sonra toplama devreleri ile gerçekleştirilmiş matris devrelerine uygulanmasıyla çıkışlarında sol ve sağ kanal elde edilir.

TCA 290 A (Philips) ve TBA 450 N (Siemens) tüm devreleri frekans çoğullamalı sistemde kod çözücülerin pratik uygulaması olarak kullanılırlar.

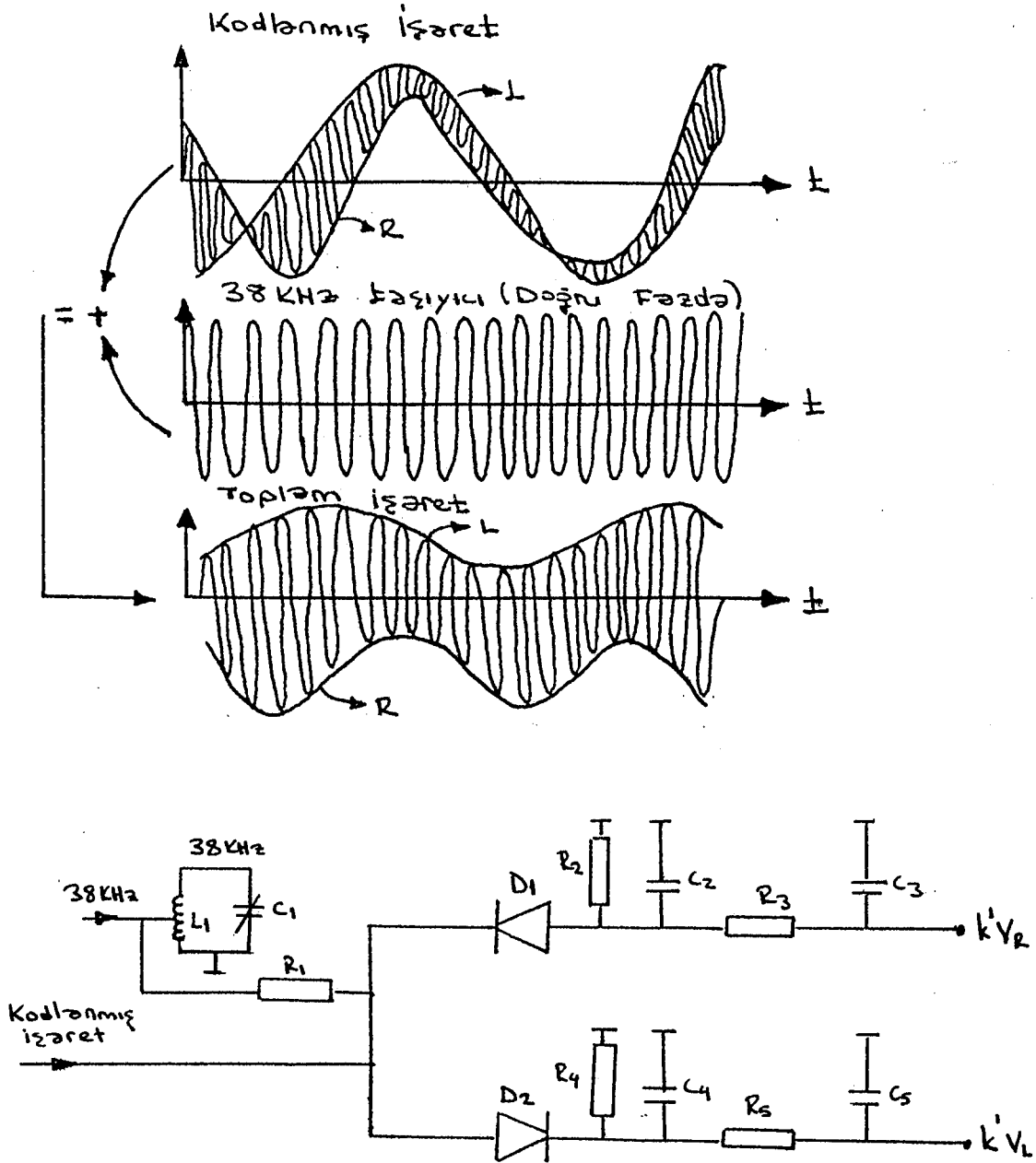
### 3-7-2 Zaman Çoğullamalı Sistemde Stereo Kod Çözücü :

Kodlanmış işaretin nasıl bir zaman çoğullamalı sistem oluşturduğu Şekil 3-10'da görebiliriz. (c) ve (f) işaretlerinde zarfları  $V_L$  ve  $V_R$  olan  $2W$  frekanslı işaretin tepeleri, birbirinden  $180^\circ$  faz farklı iki taşıyıcıya aittir. Böylece (g) deki toplam kodlanmış işarete yalnızca bu zarf çizgileri arasında taşıyıcı bulunacaktır. (L) eğrisi (c)'deki taşıyıcının pozitif tepelerine karşı düşen anlarda, (R) eğrisi ise (f)'deki taşıyıcının pozitif tepelerine karşı düşen anlarda çizilmektedir. (c) ve (f)'deki taşıyıcılar  $180^\circ$  faz farklı olduğundan L ve R eğrilerinin örneklenme noktalarında taşıyıcının yarı periyodu kadar aralıktadır. Bu ise bir zaman çoğullamalı sistem demektir.



Şekil 3-10 : Sol ve sağ kanal işaretlerinin, kodlanmış işarete zaman çoğullamalı sistem oluşturması.

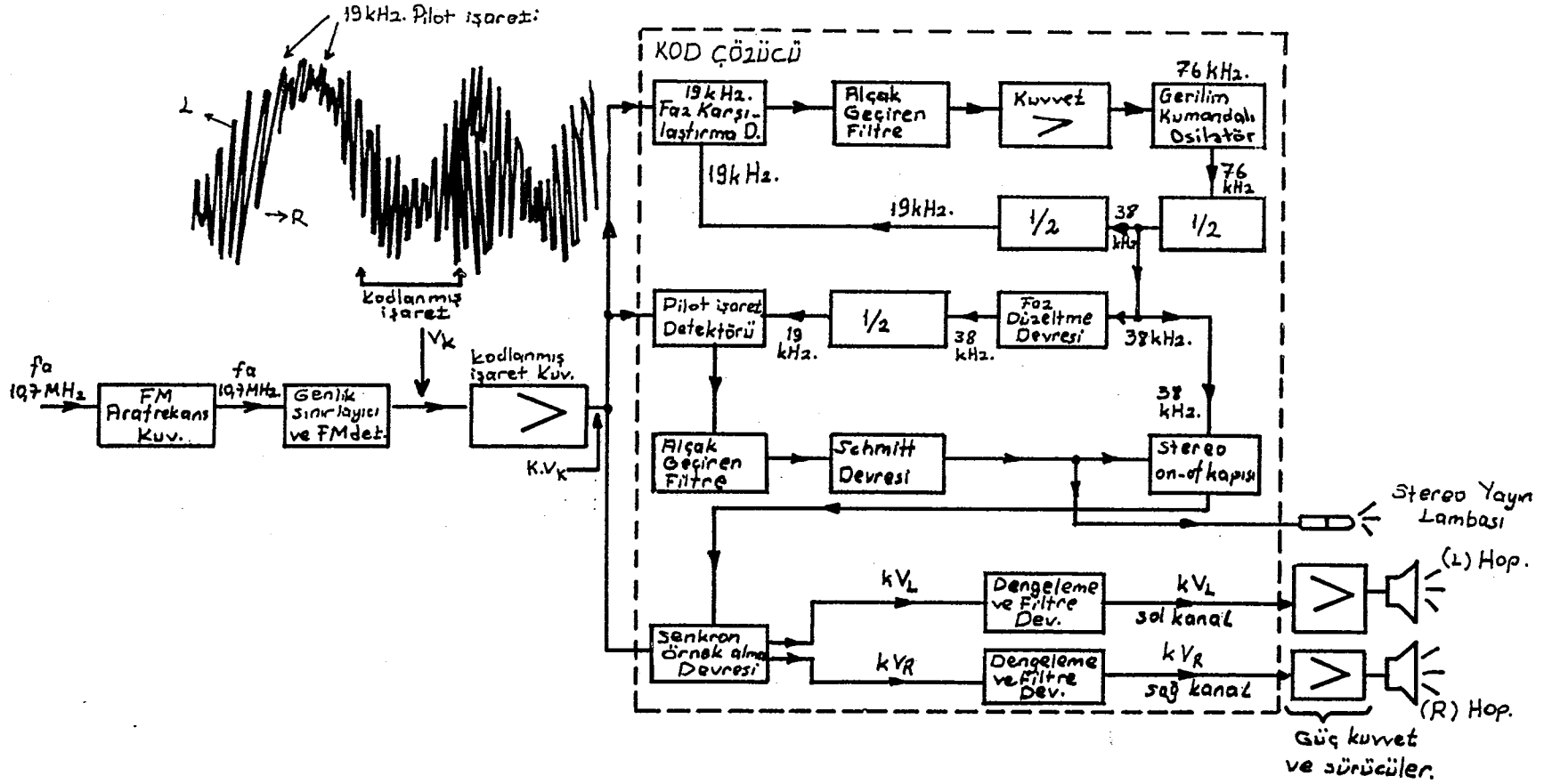
İşte böyle bir sistemde kod çözme işlemi Şekil 3-11'deki gibi kodlanmış işaretten uygun anlarda örnek alınarak elde edilen toplam işaretten tepe detektörleri yardımıyla  $V_L$  ve  $V_R$  kanal işaretleri elde edilir. Burada L sol kanal işareti taşıyıcının pozitif tepe anları, R sağ kanal işareti ise negatif tepe anları içindir.



Şekil 3-11 : Tepe detektörleri yardımıyla zaman çoğullamalı sistemde kod çözme.

### 3-7-3 Zaman Çoğullamalı Sistemde Stereo Kod Çözücünün Pratik Uygulanması :

Devremizde MC 1310 tümdevresi ile gerçekleştirilmiş kod çözücü kullanılmıştır. Bu tümdevre zaman çoğullamalı sistemde çalışmakta ve pilot işaretinden 38 KHz'ı üretmek için "faz kenetlemeli çevre" (Phase Locked Loop : PLL) kullanılmaktadır. Bu stereo kod çözücünün blok şeması Şekil 3-12 gibidir. Blok şemada görüldüğü gibi FM dedektörü çıkışından elde edilen ( $V_k$ ) kodlanmış işaret gerilimi bir kuvvetlendiriciden geçirilerek kod çözücüye uygulanmaktadır. Bu kod çözücüde gerilim kontrollü olarak 76 KHz'de çalışan osilatörün çıkışı 2 defa ikiye bölünerek ve fazı  $90^\circ$  kaydırılarak 19 KHz faz karşılaştırma devresine uygulanmıştır. İşte bu işaret ile devre girişine gelen 19 KHz pilot işaretin fazı aynı ise analog çarpma devresi olan faz karşılaştırma devresi 0 volt çıkış gerilimi verir. Eğer faz hatası var ise bu gerilim genlik ve işaret değiştirir ve bu değişim 76 KHz'lik osilatörün frekansını kontrol etmede kullanılır. İşte böylece faz kenetlemeli çevre (phase locked loop) oluşturulmaktadır. İşte bu işlem gerçekleştirildiğinde osilatörün frekansının ilk olarak ikiye bölen bölücüdeki 38 KHz'lik referans taşıyıcı vericideki kodlama işleminde kullanılanla aynı fazda demektir.



Şekil 3-12 : "Zaman çoğullamalı sistemde stereo kod çözücü" ile çalışan FM stereo alıcısının ara frekans kuvvetlendiricisinden hoparlör çıkışına kadar blok diyagramı.

"Stereo on-off" kapısından geçen 38 KHz'lik referans taşıyıcı senkron örnek alma devresine ve ikiye bölme devresi üzerinden 19 KHz'e düşerek analog çarpma devresi olan pilot işaret detektörüne gider. Yayın stereo olduğu zaman 19 KHz'lik pilot işaret gönderilir. Bu işaret pilot işaret dedektörü çıkışında bir basamak gerilimi oluşur. Bu da Schmitt trigger devresini tetikleyerek stereo on-off kapısını açar ve stereo lambasını yakar. Kapının açılması ile 38 KHz'lik referans taşıyıcı senkron örnek alma devresine ulaşır. Aynı anda devreye giren kodlanmış işaretle örnek alma devresi çıkışında  $kV_L$  ve  $kV_R$  sol ve sağ kanal işaretleri elde edilir. Bu işaretler dengeleme ve filtre devrelerinden sürücü ve güç katlarına uygulanırlar.

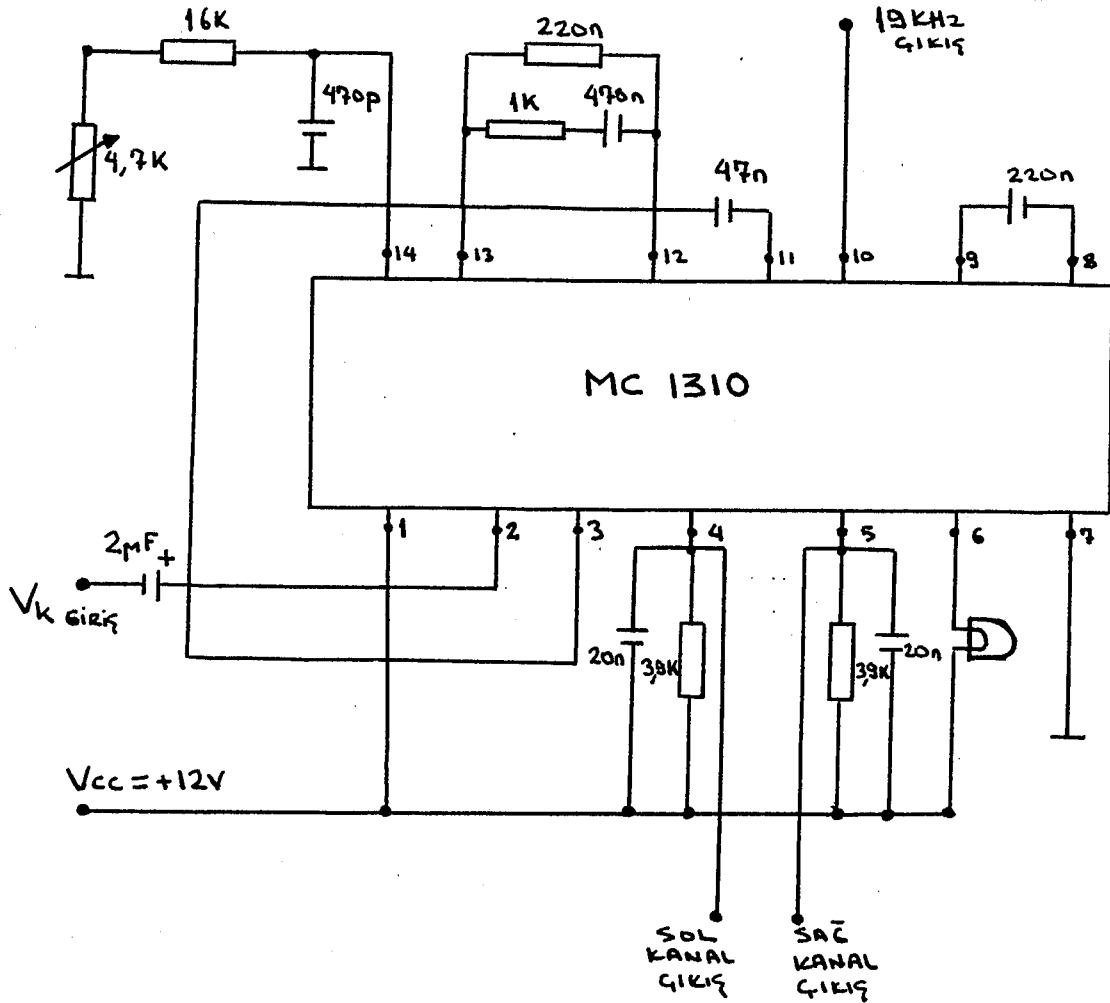
MC 1310 tüm devresi ile ilgili katalog bilgileri EK 5-2'-dedir. MC 1310 tüm devresi beş ana bölümden oluşmaktadır.

- 1- Doğru gerilim kutuplama devresini oluşturan bölüm (Bias section)
- 2- 38 KHz'lik taşıyıcı üretme bölümü (38 KHz Subcarrier section)
- 3- Kodlanmış işaret bölümü (Composite signal section)
- 4- Stereo yayın lâmbası sürücü devresi (lamp driver section)
- 5- Stereo demodülatör devresi (Demodülatör section)

MC 1310 tümdevresine benzer MC 1304, MC 1305 ve MC 1307 tümdevreleri vardır. Bunlardan MC 1304 ve MC 1305 tümdevrelerinde stereo-mono seçme ve çıkışı susturma gibi yardımcı devreleri vardır. Bu devrelerde kumanda girişleri kullanılarak zayıf işaretler için otomatik olarak mono'ya geçiş ve stereo yayında yine otomatik olarak stereo'ya geçiş ile alıcıyı akordlarken istasyonlar arasında alıcının çıkışını susturarak gürültüyü bastırmak gibi olanakları vardır. MC 1310 ve MC 1307'deki beş bölüm diğerlerindeki gibidir.

MC 1310 tüm devresinin demodülatör bölümü ile ilgili şekiller ve hesaplamalar EK 3-3'deki gibidir.

Devremizdeki MC 1310'nun pratik uygulaması Şekil 3-13'deki gibidir.



Şekil 3-13 : MC 1310 devresi ile stereo kod çözücünün pratik uygulaması.

## BÖLÜM 4

STEREO YAYINLARDA YAN TAŞIYICI  
(PİLOT İŞARETİ) 19 KHz'i KULLANARAK

BİLGİ İLETİŞİMİ

#### 4-1 19 KHz YAN TAŞIYICI (PİLOT İŞARETİ) ÜRETİCİSİ ÜZERİNDEN BİLGİ SİNYALİNİN VERİLMESİ :

Stereo kod sinyalinin üretilmesi için gerekli 19 KHz pilot işareti prensibi dengesiz (astable) multivibratöre dayanan ve aynı zamanda bilgi sinyalini anahtarlama sinyali olarak verdiğimizde FM üretici veya FSK (Frekans Shift Keying) gibi çalışan devremiz Şekil 4-1 a'daki gibidir. Bu devreyi sadece astabil multivibratör olarak kullanıp Şekil 4-1 b'deki devremiz ile birlikte aynı amaç için kullanabiliriz.

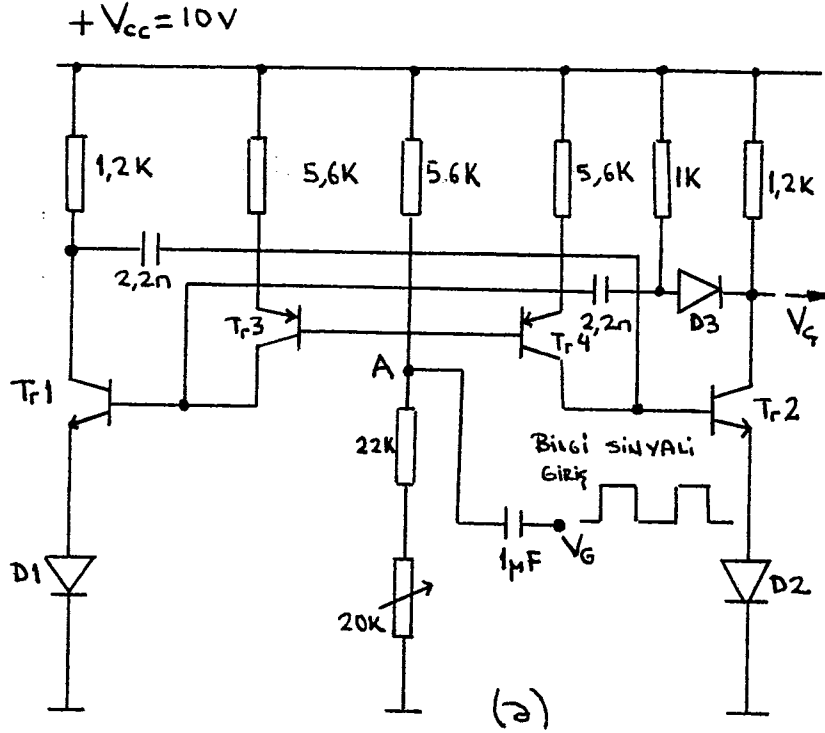
Dengesiz (astable) multivibratör devresi ile ilgili açıklamalar ve hesaplamalar EK 4-1'deki gibidir.

19 KHz'de çalışması sağlanan dengesiz multivibratör devremize 0V ile 1,5 V arasında değişen bilgi giriş sinyalini A noktasından devremize uyguladığımızda şu işlemler oluşur.

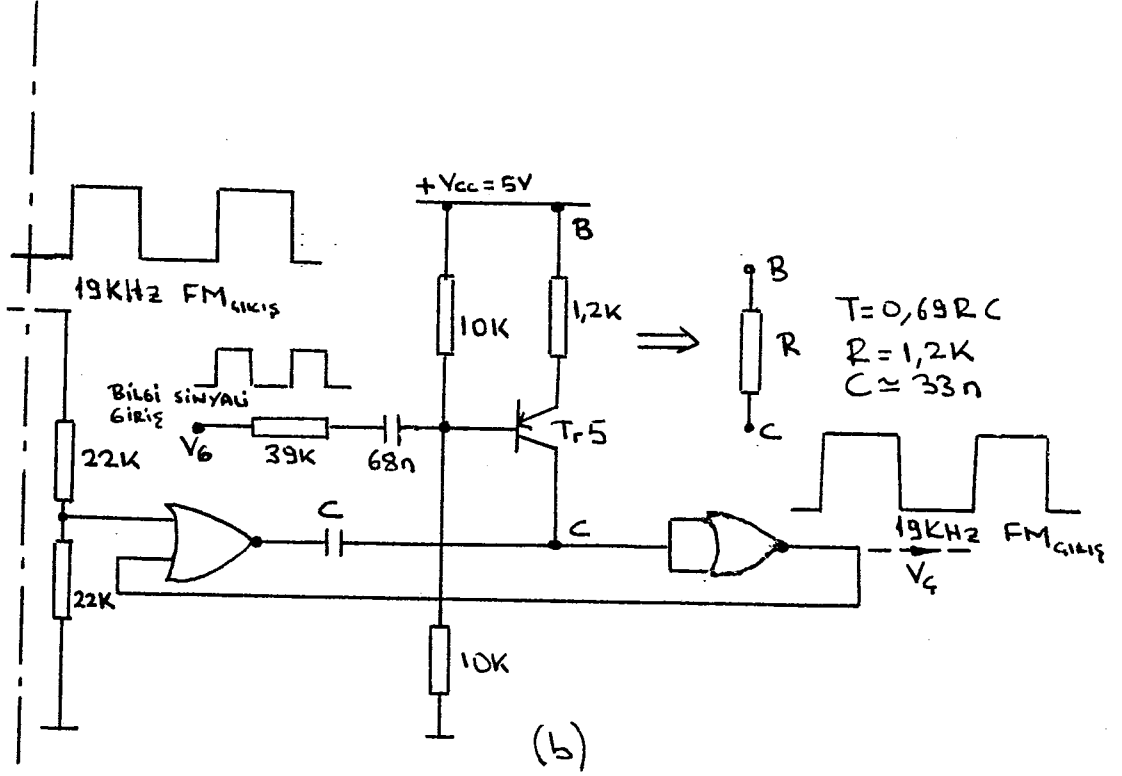
Bilgi giriş sinyali olarak 0V geldiğinde A noktasında ilk şartlarda belirlenen  $V_{RB}$  gerilimi mevcut olacaktır. Bu durumda devre yukarıda anlaşıldığı gibi osilasyon yaparak 19 KHz üretecektir. Bilgi giriş sinyali 1,5 V olarak A noktasına geldiğinde A noktasındaki gerilim

$$V_A = V_{RB} + 1,5 = 6 + 1,5 = 7,5 \text{ V} \quad \text{olacaktır.}$$

Bu durumda Tr3 ve Tr4 transistörlerinin base kutuplamaları değiştiğinden Tr3 ve Tr4'ün kollektör akımları değişecektir. Buda  $C_1$  ve  $C_2$  nin  $R_1$  ve  $R_2$  üzerinden dolma sürelerinin değişmesine sebep olacağından devrenin osilasyon frekansını değiştirmiş olur. Bu şekilde kare dalga şeklinde gelen bilgi sinyalinin farklı iki durumu için (0V veya 1,5 V) iki farklı osilasyon frekansı elde edilmiş olacaktır ki buda bilindiği gibi FM üreticidir. Böylece bilgi sinyali 19 KHz üzerinden taşınmaktadır.



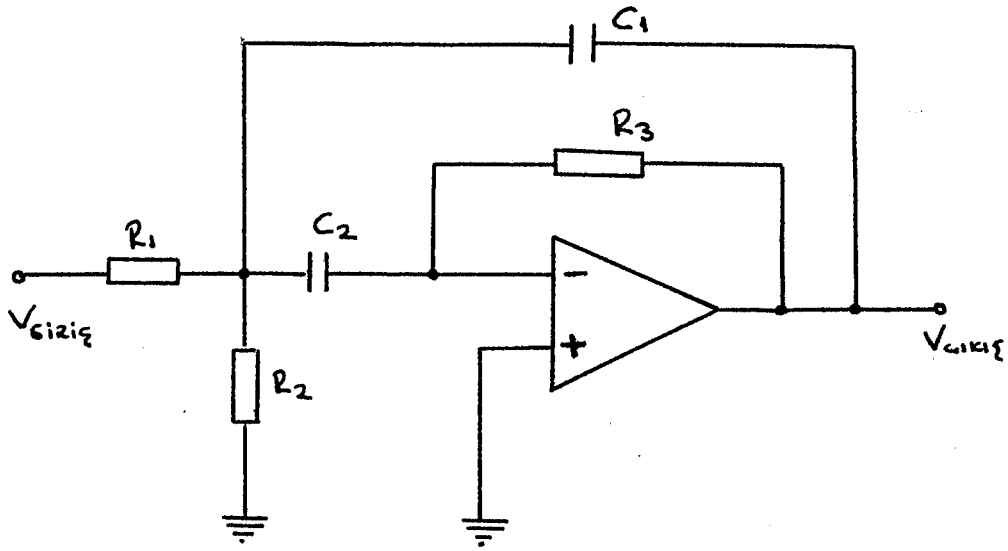
Tr1 - Tr2 → BC 238  
 Tr3 - Tr4 - Tr5 → BC 308  
 D1 - D2 - D3 → 1N4148



Şekil 4-1 19 KHz yan taşıyıcı üreticisi üzerinden bilgi sinyalinin verilmesinin pratik uygulaması

## 4-2 19 KHz'e AKORDLU BAND GEÇİREN FİLTRE

Dengesiz multivibratörde üretilen 19 KHz kare dalganın sinüs dalgasına çevrilip stereo kod çözücüsüne uygulanması gerekir. Bu nedenle Şekil 4-2'deki bant geçiren filtre kullanılarak bilgi sinyalini taşıyan 19 KHz sinüs dalgası elde edilmiştir.



Şekil 4-2 Bant geçiren filtre

Bu filtre 19 KHz kare dalga fonksiyonu ifadesinin fourier serisi açılımına göre birinci harmoniği olan sinüs dalga fonksiyonu ifadesi elde edilecek şekilde tasarlanmıştır. Filtredeki  $R_1$ ,  $R_2$  ve  $R_3$  değerlerinin seçimi

İyelik faktörü	$Q = 5$
Kazanç	$G = 1$
Merkez frekansı	$f_0 = 19 \cdot 10^3 \text{ Hz}$
	$C = C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$

olacak şekilde aşağıdaki gibidir.

$$R_1 = \frac{Q}{2 \pi f_0 C G} \quad R_1 \approx 41 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2 \pi f_0 C) (2Q^2 - G)} \quad R_2 \approx 820 \Omega$$

$$R_3 = \frac{2Q}{2 \pi f_0 C} \quad R_3 \approx 82 \text{ K}\Omega$$

#### 4-3 STEREO YAYIN KOD ÇÖZÜCÜSÜ ÜZERİNDEN BİLGİ SİNYALİNİN ALINMASI :

Bölüm 3-7'de bahsedildiği gibi stereo kod çözücü devresinde 19 KHz'lik pilot işaret diğer bileşenlerinden ayrıldıktan sonra, frekans çoğaltma devresiyle Schmitt Trigger devresini tetikleyerek stereo yayın lambasını yakar ve stereo açık kapalı kapısını kontrol ederek senkron demodülatöre ulaşır ve stereo yayının alınması sağlanırdı.

Aynı şekilde bilgi sinyali taşıyan 19 KHz pilot işaretinde stereo kod çözücü devremize uygulandığında aynı işlemler oluşmakta ve stereo yayının alındığını belirleyen stereo led lambasının yanmasıyla da bu işlem gözlenmektedir. Şimdi stereo kod çözme devresinin çalışmasında herhangi bir yan etki göstermeyen 19 KHz pilot işarete taşınan bilgi sinyalinin bu devreden alınması problemi karşımıza çıkmıştır. Bu problemin çözümü için MC 1310 tüm devresinde 19 KHz pilot işaret gönderildiği anda tepe detektörü üzerinden elde edilen basamak gerilimi ile Schmitt Trigger devresi tetiklenir ve stereo yayın kapısı açılır. Stereo yayın lambasını yakan tüm devrenin 6 nolu bacağından bilgi sinyalinin alınacağı düşünüldü fakat sonuç alınamadı. Bunun nedeni olarak faz kenetlemeli (PLL) olarak çalışan tüm devrenin filtre karakteristiğinin

ve stereo yayın lambası duyarlılığının uygunluk göstermemesidir.

Faz kenetlemeli olarak çalışan bu tüm devremizin içinde 76 KHz'de çalışan gerilim kumandalı osilatörün çıkışı iki defa 2'ye bölünerek ve fazı 90° kaydırılarak 19 KHz faz karşılaştırma devresine uygulanmıştır. Eğer bu devre girişine gelen 19 KHz'lik pilot işaret ile içerde elde edilen eşit frekanstaki işaretin fazı aynı ise analog bir çarpma devresi olan faz karşılaştırma devresi 0 volt çıkış gerilimi verir. Aralarındaki faz hatasına göre bu gerilim genlik ve işaret değiştirir ve 76 KHz'lik osilatörün frekansını kontrol etmede kullanılır. İşte bu kenetleme doğru olarak gerçekleşmişse, osilatör frekansını ilk olarak ikiye bölen bölücü çıkışındaki 38 KHz'lik referans taşıyıcı vericide kodlama işleminde kullanılanla aynı fazda demektir.

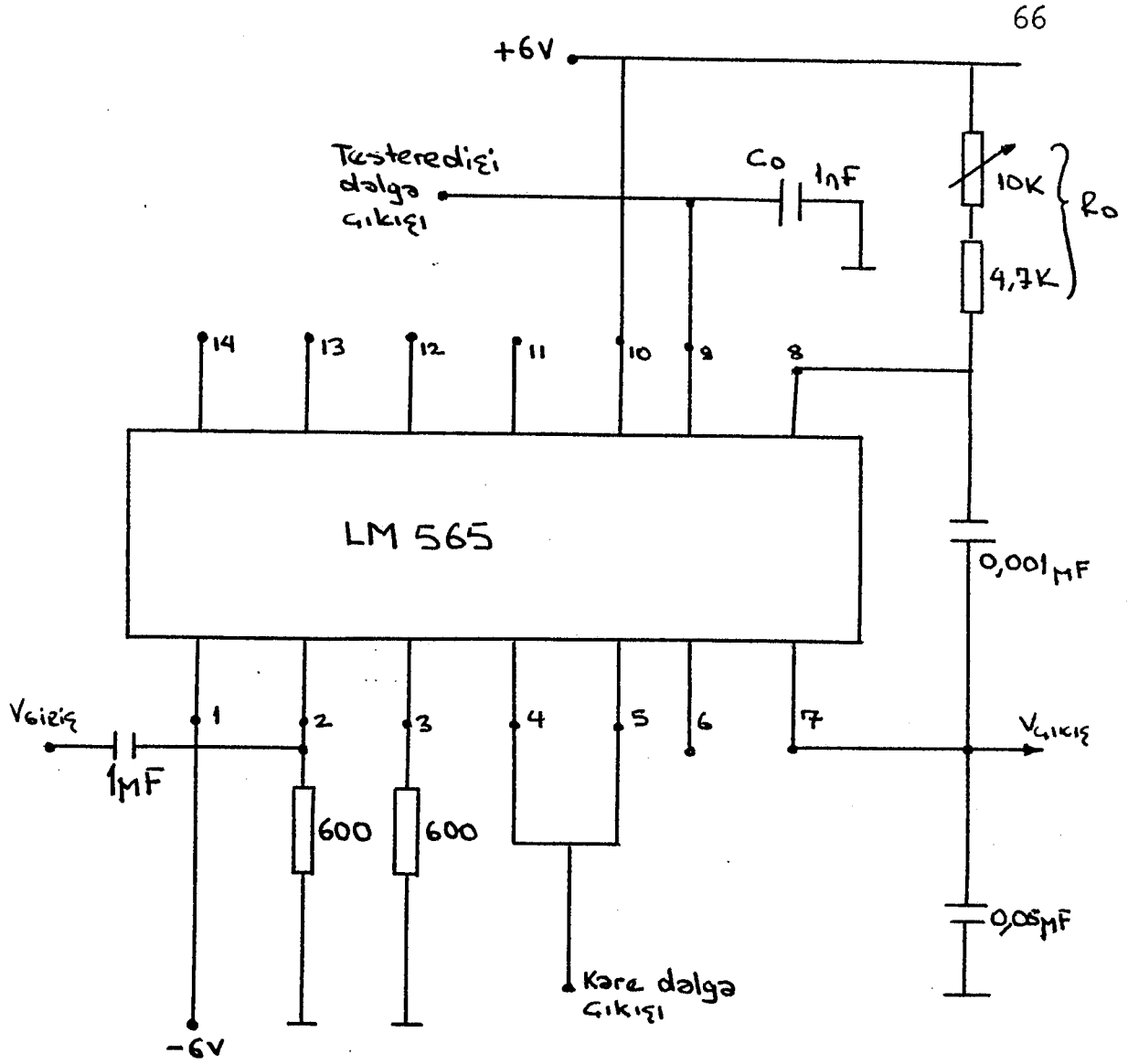
İşte bu 19 KHz ile 19 KHz pilot işareti faz detektör devresine uygulandıktan sonra yükseltip alçak geçiren filtreden geçirildiğinde bilgi sinyali elde edilirki bilindiği gibi buda FM demodülatör işlemidir. Pratik uygulamamızda FM demodülatör olarak LM 565 tümdevresi kullanılmıştır. Tüm devremizdeki gerilim kumandalı osilatörün merkez frekansı

$$f_0 = \frac{1}{3,7 R_0 C_0} \quad \text{ifadesiyle} \quad f_0 = 19 \text{ KHz olacak}$$

şekilde ayarlanmıştır.

Bu devremizin pratik uygulaması Şekil 4-3'deki gibidir.

LM 565 tümdevresinin katalog bilgileri EK 5-3'deki gibidir.



Şekil 4-3 Faz kenetlemeli olarak çalışan FM demodülatör devresi

## 5- SONUÇ VE ÖNERİLER

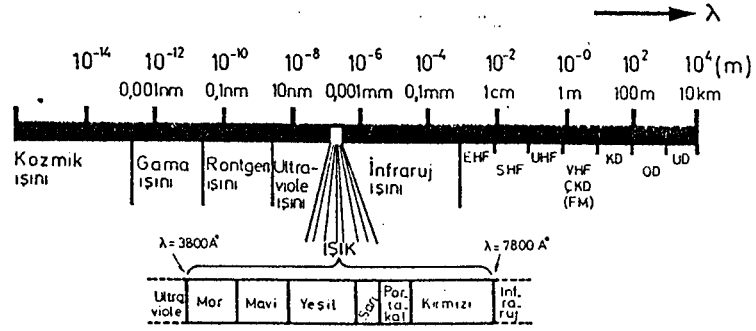
Bu çalışmada, 1986-1987 yılı, ikinci yarı yıl dönemi Elektrik Mühendisliği IV sınıf öğrencileri için hazırlanan renkli TV teorisi seminer notları temel alınarak, stüdyo sistemlerinin özel konuları ve blok tasarımı incelenmiştir. Bu çalışmayla günümüzde pratik uygulamaları olan stüdyo sistemlerine açıklık getirilmiş ve bu konuyla ilgilenen teknik elemanlar için kaynak yaratılmıştır.

Bölüm 3'de FM stereo kodlayıcısı ve kod çözücü pratik uygulaması yapılarak, stereo radyo yayınlarının kurum içinde yapılabilme imkânı yaratılmıştır. Bu uygulamada kaliteli bir yayın elde edebilmek için frekans modülasyonu kullanılmalı ve bunun için kullanılacak FM verici devresinin taşıyıcı işaret frekans bandı normal FM yayınının aynı olmalı, yani 88-108 MHz arasındaki II band olmalıdır.

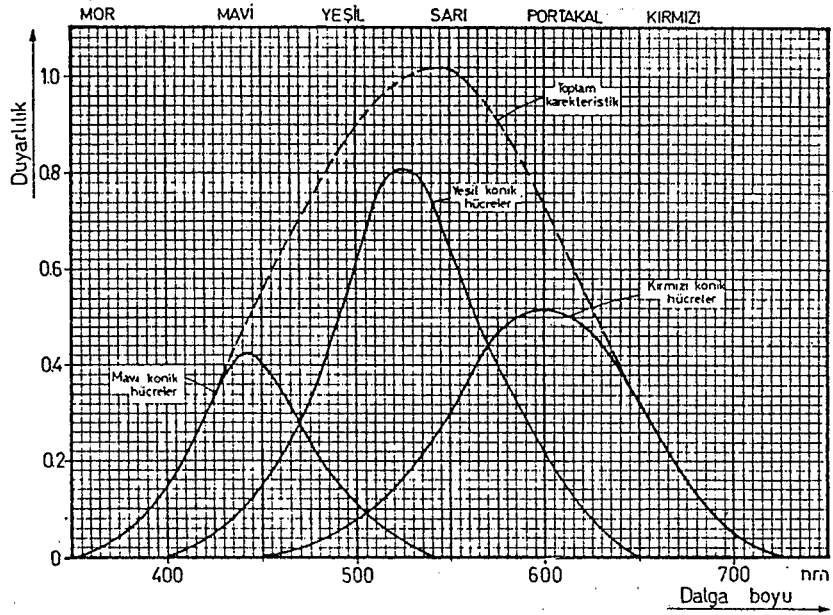
Günümüzde bilgi iletişiminin bir uygulaması hatlar yoluyla yapılmaktadır. Bu hem yatırım olarak, hemde kullanıcı için kira yönünden pahalı bir sistemdir. Bölüm 4'de stereo yayınlardaki yan taşıyıcı 19 KHz'i kullanarak bilgi iletişiminin yapılmasının pratik gerçekleşmesi ile bilgi sinyalinin en ucuz yoldan iletilmesi konusu ortaya atılmıştır.

## KAYNAKLAR DİZİNİ

- Samoylov, V.F. and Khromoy, B.P., 1977, Television, Mir Publishers, Moscow, 128-280 p.
- Tütüncüođlu, E., 1979, Yüksek Frekans Tesisleri, İstanbul Teknik Üniversitesi, 1-160 s.
- Grob, B., 1975, Basic Television Principles and Servicing, Mc Graw-Hill Book Com., 1-200 p.
- Yılmaz, M., 1979, Renkli Televizyon Tekniđi, TRT, 1-71 s.
- Tütüncüođlu, E., 1974, Televizyon Tekniđi, İstanbul Ofset, 5-50 s.
- Bađol, B., 1980, Renkli Televizyon Tekniđi, Elektronik Dergi ve Kitap Yayınevi, 1-20 s.
- Wurtzel, A., 1983, Television Production, Mc Graw-Hill Book Com., 300-320 p.
- Eyyupođlu, H., 1986, Yüksek Frekans Tekniđi Ders Notları, 1-6 s.
- Toshiba, 1985, Tv and Radio Broadcast systems and equipment, Tokyo Shibaura Electric Co. Ltd., 5-15 p.
- Yılmaz, M., 1979, Telekomünikasyon Tekniđi Temelleri Ders Notları 1, K.T.Ü., 40-68 s.



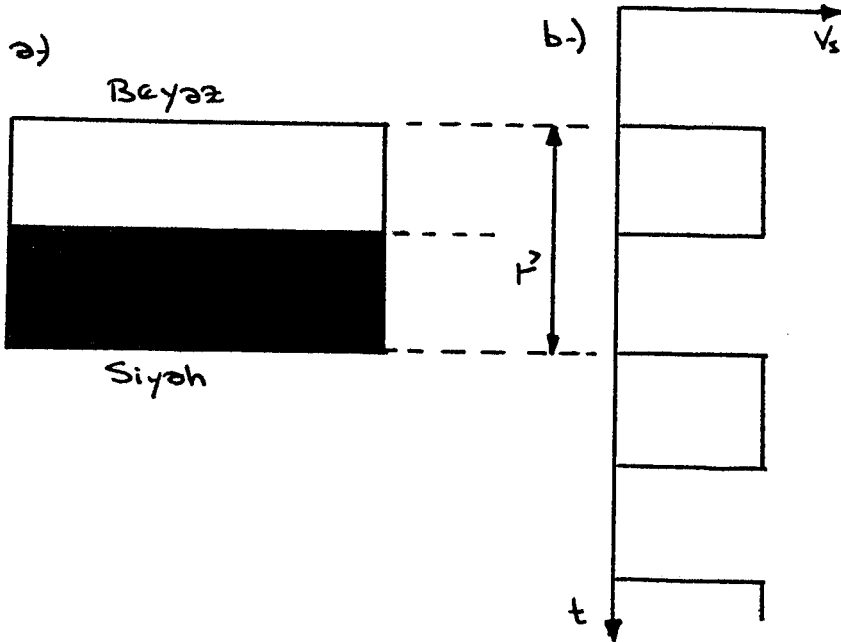
Şekil EK-1-1-1 Elektromanyetik radyasyon ve görülebilir ışık spektrumu



Şekil EK 1-1-2 Temel renkler için göz hücrelerinin duyarlılık eğrileri

## EK 1-2 BİR ÇERÇEVE RESMİN MİNİMUM VE MAKSİMUM FREKANS DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI

Sabit bir görüntü için minimum frekans 1 saniyedeki çerçevelerin sayısından tesbit edilir. Basit örnek olarak Şekil EK 1-2-1'de sabit bir görüntü biri beyaz, biri siyah olmak üzere iki seviye teşkil etmektedir.



Şekil EK 1-2-1 a) TV ekranında sabit bir görüntü b) görüntüyü oluşturan sinyal.

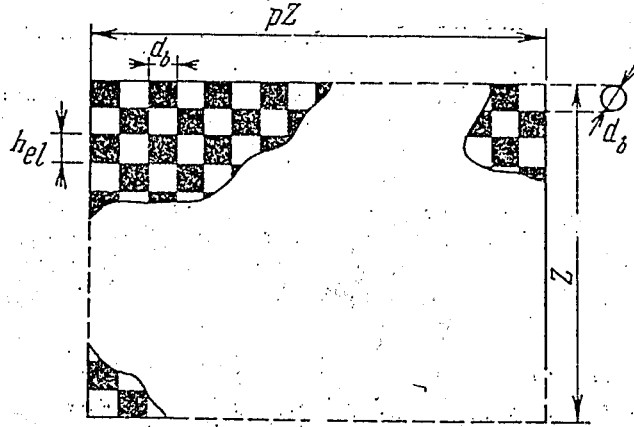
Burada 1 periyodun eşitliği 1 çerçeve (frame) veya 1 vertikal tarama aralığındaki (vertical scan interval) resim içindir.

$$f_{\min} = \frac{1}{T_v} = n \text{ frames/s}$$

$n = 1$  saniyedeki çerçeve sayısıdır.

Geçmeli taramada tek ve çift satır taramaları nedeniyle  $f_{\min} = 2n = 50 \text{ Hz}$  dir.

Maksimum frekansın seçiminde şüphesiz daha iyi detay alınacaktır. Resim tüpünde elektronların odaklanması ile görüntüyü oluşturan görüntü elemanlarının (fosfor noktacıkları) çapı ( $d_b$ ) satır aralığına eşittir. Şekil EK 1-2-2.



Şekil EK 1-2-2 Bir çerçeve resmin görüntü elemanları.

$$d_b = \text{satır aralığı} = \frac{h}{z}$$

$$h = \text{çerçeve yüksekliği}$$

$$z = \text{Bir çerçevedeki satırların sayısı} = 625$$

$$p = \text{çerçeve oranı} = \frac{4}{3}$$

Düsey (Vertical) ve yatay (Horizontal) çözümleme eşit kabul edildiğinden

$$1 \text{ satırdaki görüntü elemanlarının sayısı} = \frac{pZ}{2}$$

$$1 \text{ çerçevedeki görüntü elemanlarının sayısı} = \left( \frac{pZ}{2} \right) \cdot z$$

$$1 \text{ saniyedeki görüntü elemanlarının sayısı} = \left( \frac{pZ}{2} \right) \cdot z \cdot n$$

Bu son ifade televizyon spektrumündeki maksimum frekans tanımlar.

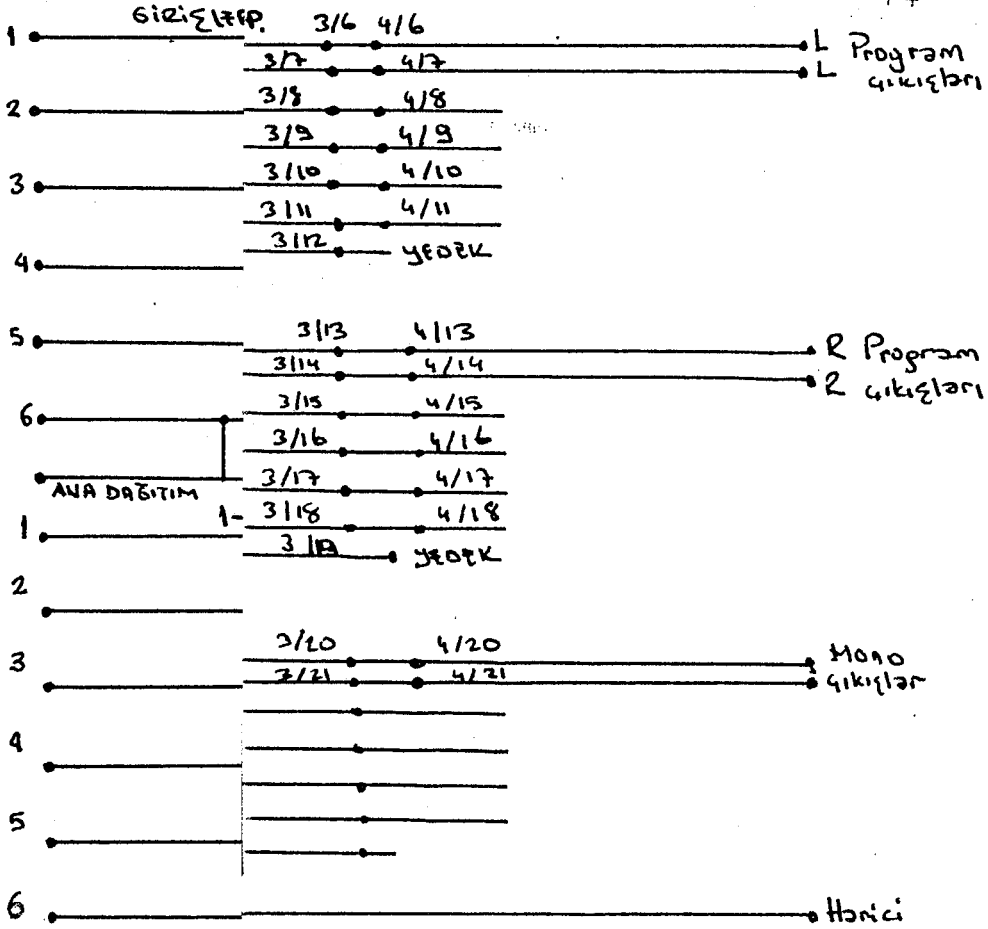
$$f_{\max} = \frac{n p z^2}{2} = \frac{50 \cdot 4 \cdot 625^2}{2 \cdot 3} \approx 13 \text{ MHz}$$

13 MHz bant aralığı siyah beyaz televizyon sistemi ile uyum sorunu yarattığından kabul edilemez. Bunun için resmin kalitesinde herhangi bir bozulmaya neden olmayan geçmeli tarama (interlaced scanning) sistemiyle bu frekans ikiye bölünmüştür.

$$f_{\max} = n \cdot \left( \frac{z}{2} \right) p \cdot \left( \frac{z}{2} \right) = \frac{n p z^2}{4} \approx 6,5 \text{ MHz}$$

Bu frekans değerinde bölüm 1-5'de bahsedildiği gibi yetersiz belirtme (Aperture distortion) nedeniyle, 0,8 - 0,9 değer aralığında seçilen k faktörü ifademize ilave edildiğinde maksimum frekansımız şöyledir.

$$f_{\max} = k \frac{n p z^2}{4} \approx 5 - 6 \text{ MHz}$$



P.



DA1 GIKIŞ 5  
 DA2 GIKIŞ 5  
 DA1 GIKIŞ GIKIŞ KESME  
 DA1 GIKIŞ 6

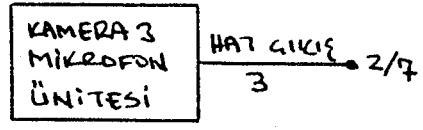
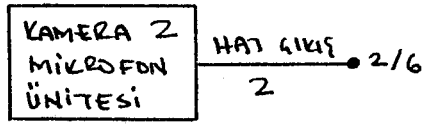
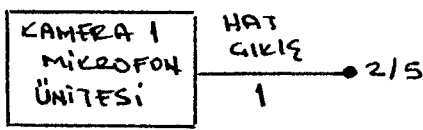
DA1 GIKIŞ 3 2/1

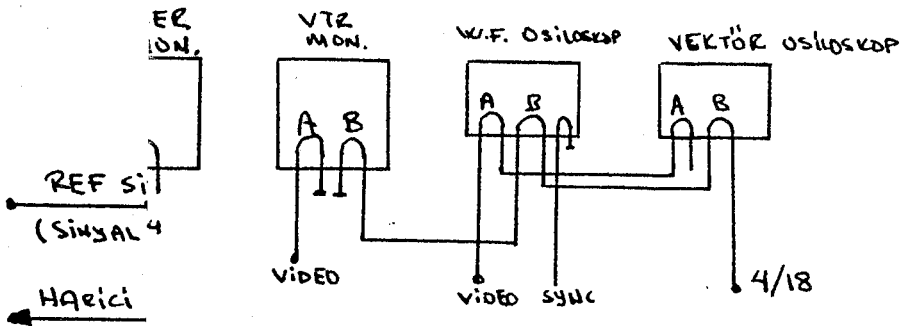
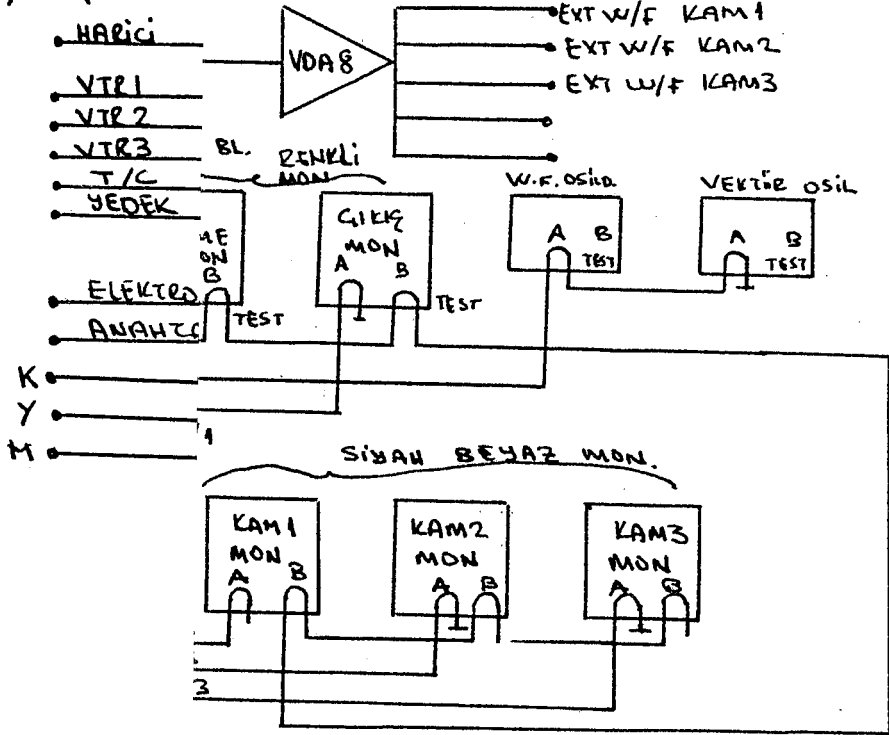
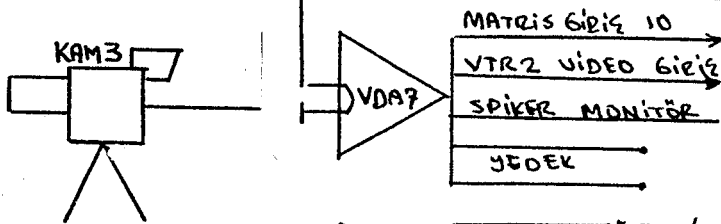
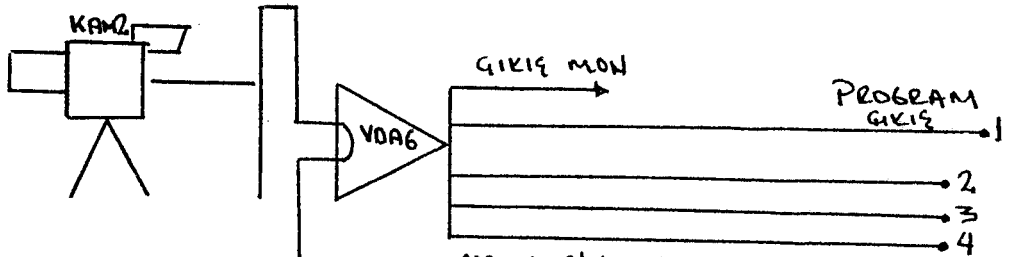
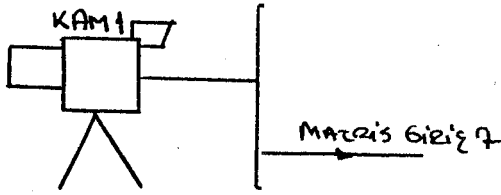
DA2 GIKIŞ 3  
 4/25 2/2

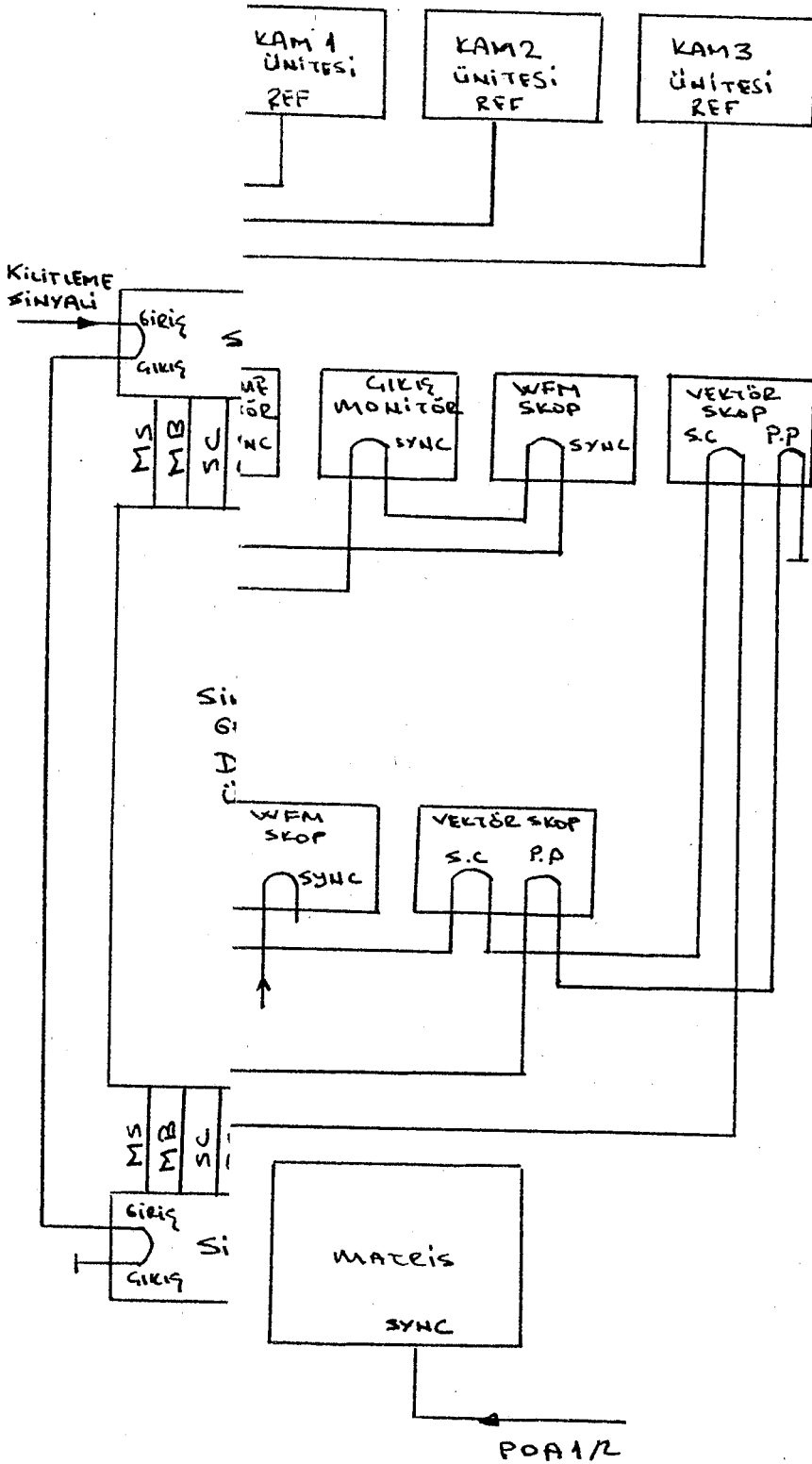
DA1 GIKIŞ 4 2/3

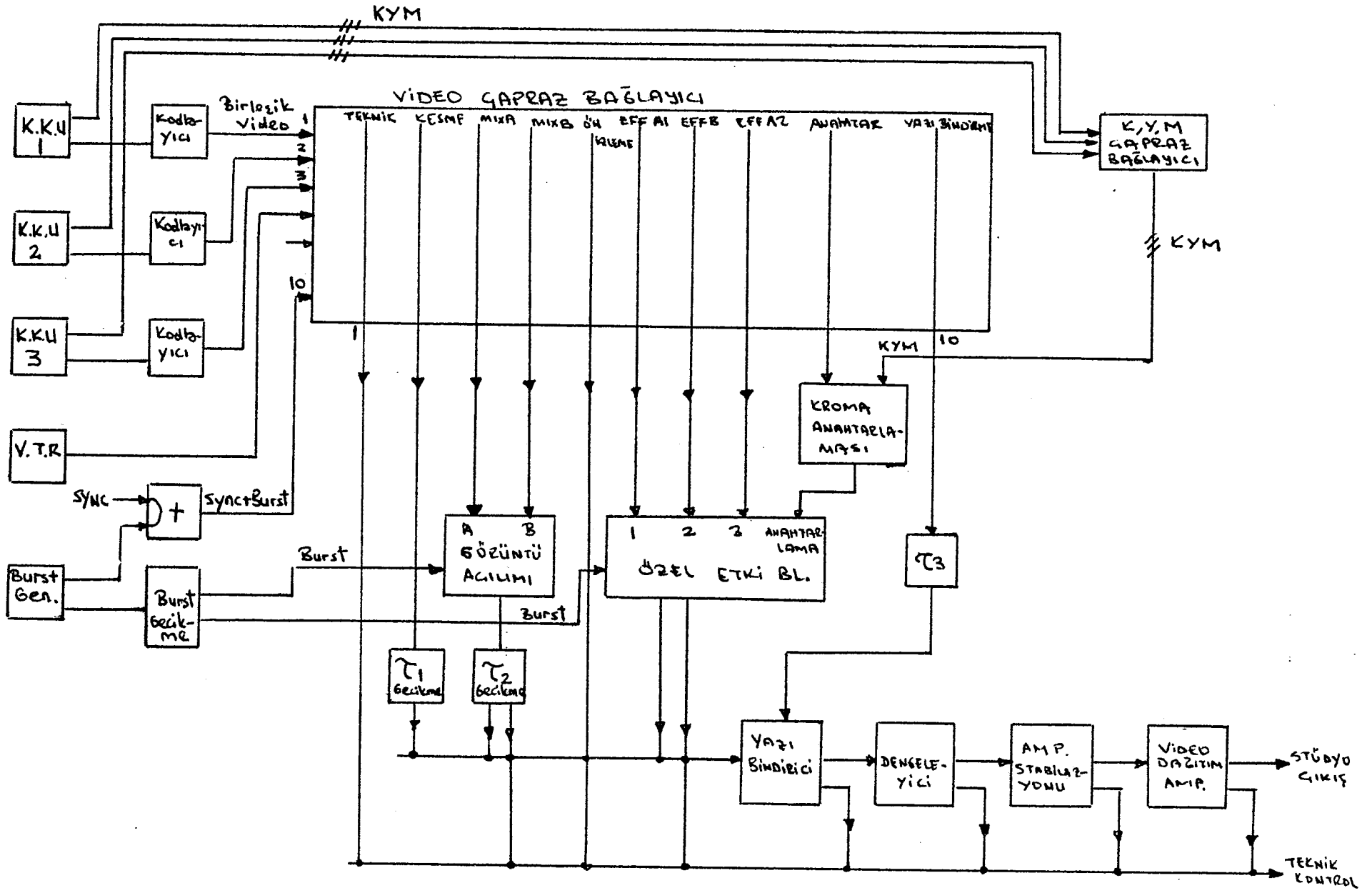
DA1 GIKIŞ 4  
 4/26 2/4

1  
 2 HARICI

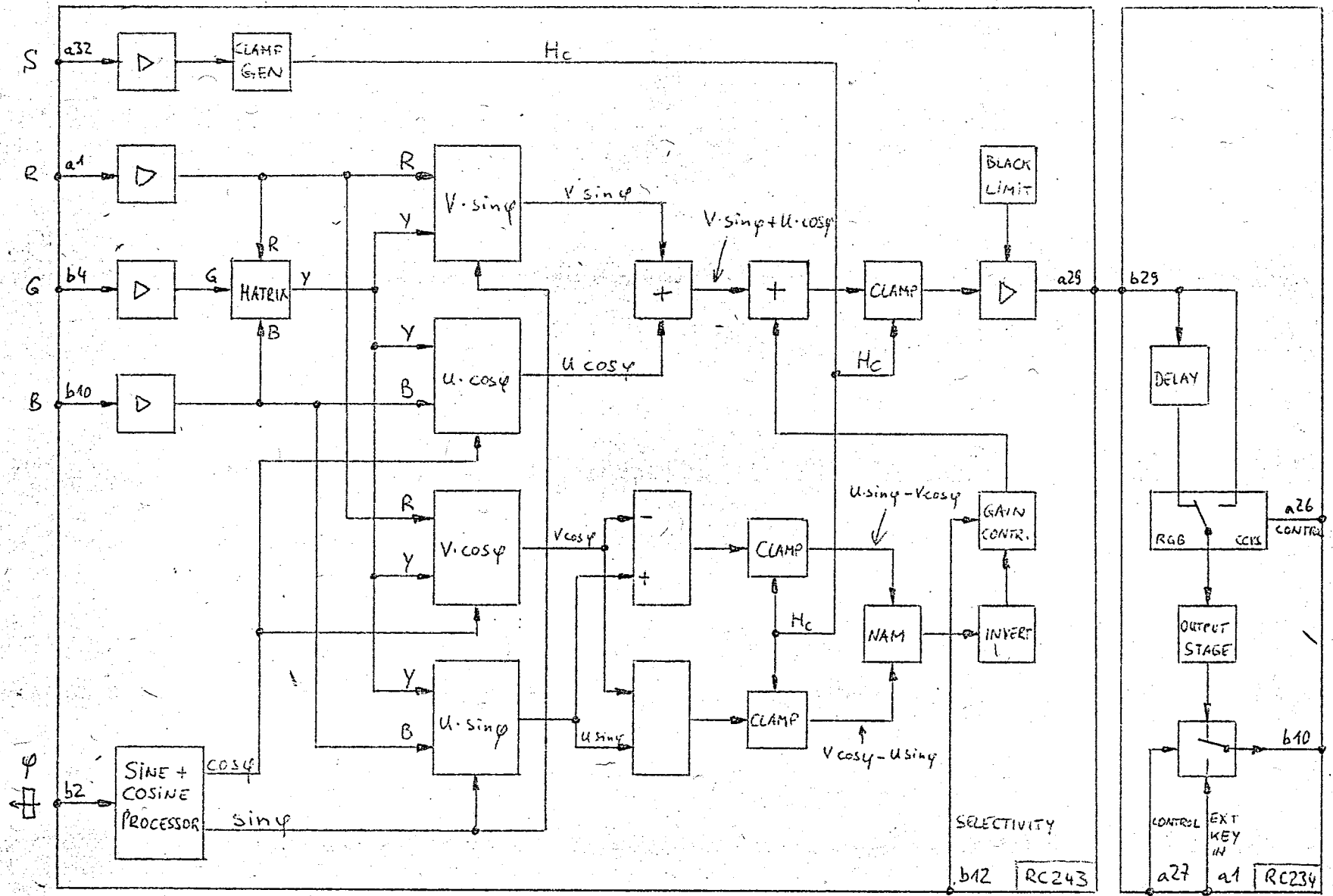








Şekil EK 2-2-4 Resim seçme ünitesi blok gösterimi



Şekil EK 2-2-5 Krominans anahtarlaması ünitesi blok gösterimi

## EK 3-1 MATRİS DEVRESİ İLE İLGİLİ HESAPLAMALAR

Şekil 3-4 deki devreye göre (L+R) çıkışı

$$V_{(L+R)} = \left(1 + \frac{R_g}{R_1}\right) V_L + \left(1 + \frac{R_g}{R_1}\right) V_R$$

$$V_{(L+R)} = \left(1 + \frac{R_g}{R_1}\right) (V_L + V_R) = k (V_L + V_R) \text{ olur.}$$

Burada k bellidir.  $R_g$  seçilir ve buradan  $R_1$  bulunur. Ofset ayarının iyi olması için R dirençleri şu şekilde seçilmelidir.

$$\frac{R}{2} = (R_1 // R_g) = \frac{R_1 R_g}{R_1 + R_g}$$

(L-R) çıkışı ise

$$V_{(L-R)} = \left(1 + \frac{R_m}{R_2}\right) V_L - \frac{R_m}{R_2} V_R$$

Eğer  $R_m / R_2 \gg 1$  seçilirse

$$1 + \frac{R_m}{R_2} \approx \frac{R_m}{R_2} = k \text{ olur. Buradan}$$

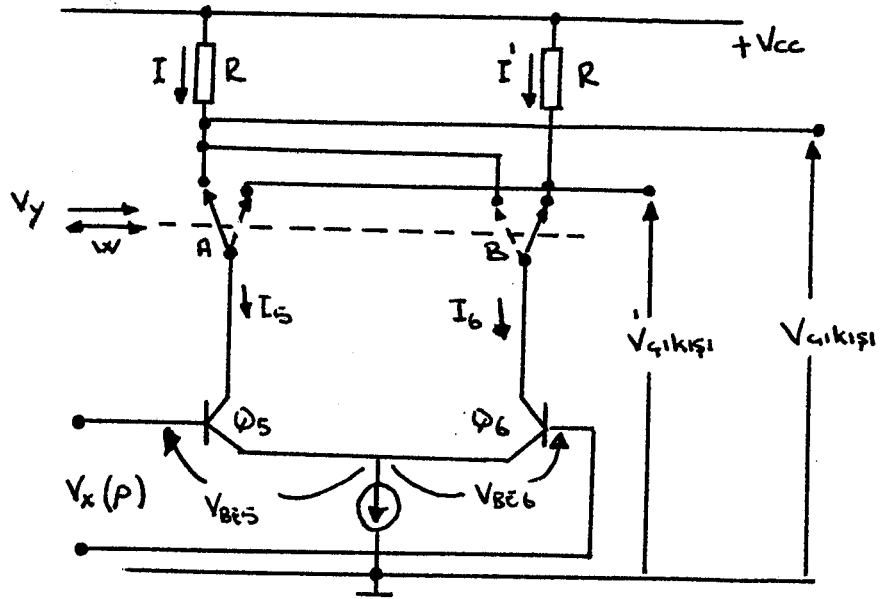
$$V_{(L-R)} = \frac{R_m}{R_2} V_L - \frac{R_m}{R_2} V_R = \left(\frac{R_m}{R_2}\right) (V_L - V_R)$$

$$V_{(L-R)} = k (V_L - V_R) \text{ olur.}$$

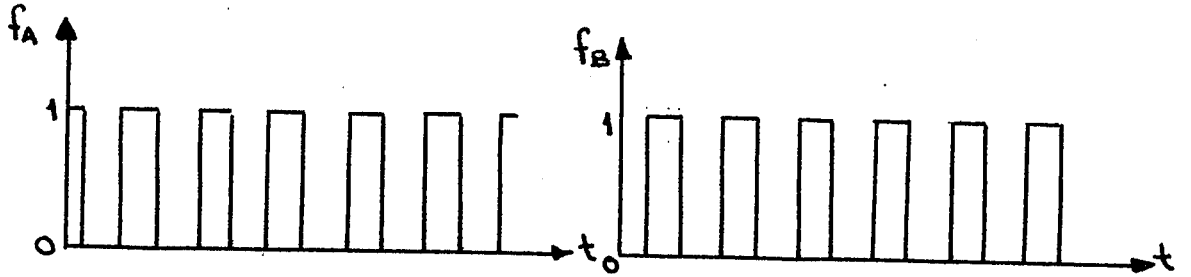
Buradada ofset ayarının iyi olması için

$$R_3 = (R_2 // R_m) = \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} \text{ olur.}$$





Şekil Ek 3-2-1 b : a'daki dengeli modülatörün eşdeğer devresi.



Şekil Ek 3-2-2 : A ve B anahtarlarının konum fonksiyonları

Bu fonksiyonları tanımlarsak A anahtarı için

$$f_A = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left( \cos wt - \frac{1}{3} \cos 3wt + \frac{1}{5} \cos 5wt - \dots \right)$$

B anahtarı için

$$f_B = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} (-\cos wt + \frac{1}{3} \cos 3wt - \frac{1}{5} \cos 5wt + \dots)$$

I ve I' akımları ise

$$I = I_5 \cdot f_A + I_6 \cdot f_B$$

$$I' = I_5 \cdot f_B + I_6 \cdot f_A \quad \text{dır.}$$

Çıkışta yüksek geçiren bir RC filtresi konulduğundan 3W ve daha yüksek frekanslı bileşenleri ihmal edersek

$$I = I_5 \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos wt \right) + I_6 \left( \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos wt \right)$$

$Q_5$  ve  $Q_6$  transistörlerinin birbirine bağlı olan emetörleri ile toprak arasında akım kaynağı bulunduğu göz önüne alındığında  $Q_5$  ve  $Q_6$ 'nın bazemetör gerilimleri  $V_x$ 'in yarısına eşit olacaktır.

$$V_{BE5} = \frac{V_x}{2}, \quad V_{BE6} = -\frac{V_x}{2} \quad \text{yazılabilir.}$$

$$I_5 = \frac{V_x}{2} \cdot g_m, \quad I_6 = -\frac{V_x}{2} \cdot g_m, \quad g_m = \frac{1}{r_e}, \quad r_e = \frac{25}{I_E(\text{mA})} \Omega$$

eşitliklerinden I ifadesi yazılırsa

$$I = \frac{V_x}{2} g_m \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos wt \right) - \frac{V_x}{2} \cdot g_m \left( \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos wt \right)$$

$$I = \frac{2 \cdot g_m}{\pi} \cdot V_x \cdot \cos wt \quad \text{ifadesi elde edilir.}$$

R direncinden alınan çıkış gerilimi ise

$$V_{\text{çıkış}} = I \cdot R = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{R}{r_e} \cdot V_x \cdot \cos \omega t$$

Burada  $V_x$  modüle eden işaret olmak üzere taşıyıcısı bastırılmış çift yanbantlı işareti elde edilir.

Benzer şekilde  $I'$  akımı hesaplanırsa

$$I' = -I$$

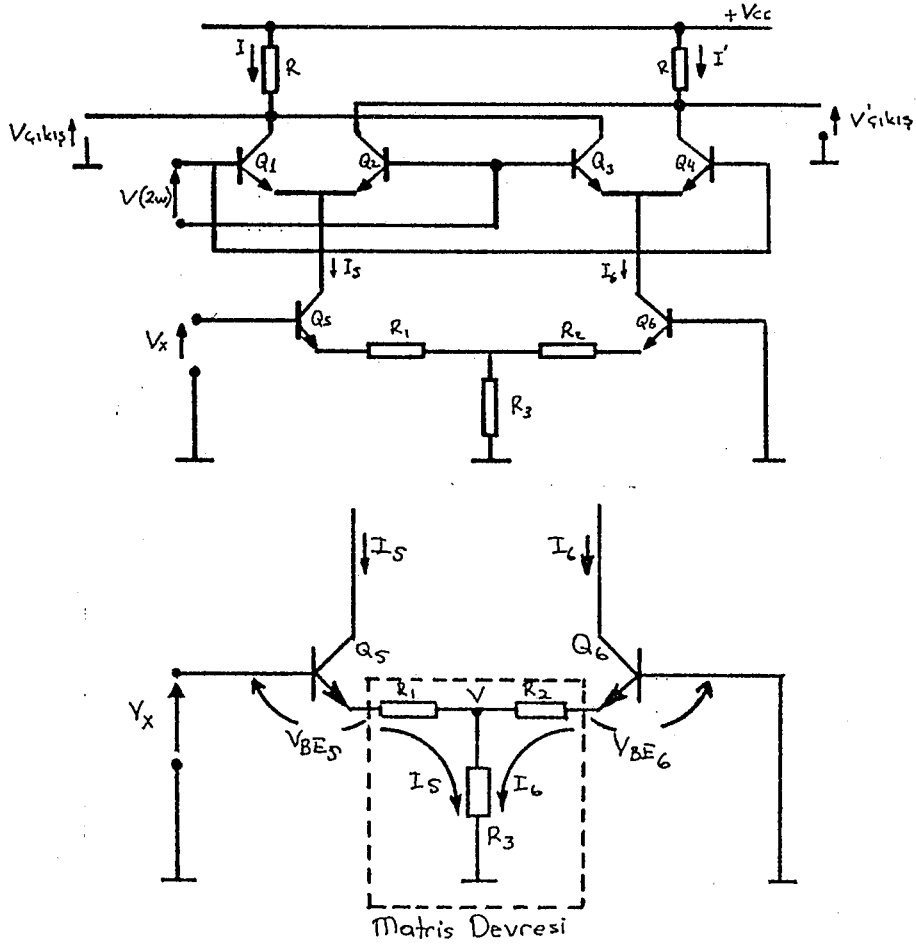
$$V'_{\text{çıkış}} = I' \cdot R$$

$$V'_{\text{çıkış}} = -V_{\text{çıkış}} \quad \text{ifadesi elde edilir.}$$

## EK 3-3 MC 1310 TÜMDEVRESİNİN DEMODÜLATÖR BÖLÜMÜ :

Şekil Ek 3-3-1 demodülatör devresine  $V_y$  olarak üretilen 38 KHz'lik taşıyıcı ile  $V_x$  olarak kodlanmış işaret uygulanmaktadır.

$$V_x = [ 0,45 (V_L + V_R) + 0,45 (V_L - V_R) \text{Cos}2\omega t ]$$



Şekil Ek 3-3-1 : a) Demodülatör devresi.

b) Baz akımlarının ihmal edilmesi halinde devredeki akım ve gerilimler.

Bu devrenin Şekil Ek 3-2-1'deki dengeli modlatrden farkı devrenin emetrlerinde  $R_1$ ,  $R_2$  ve  $R_3$  dirençlerinin

bulunmasıdır. Çıkışlar R dirençlerinin alt ucu ile toprak arasından alınmaktadır. Şekil Ek 3-3-1 b'de devrenin baz akımları ihmal edilerek çizilmiştir. Devrede  $Q_5$  ve  $Q_6$  birbirine eş ve  $R_1 \gg r_e$  ve  $R_2 \gg r_e$  ise, transistörlerin baz-emetör gerilim düşümleri ihmal edilerek

$$\begin{aligned} V_x &= I_5 R_1 + (I_5 + I_6) R_3 \\ V &= R_3 (I_5 + I_6) \\ V_x &= I_5 R_1 + V \end{aligned} \quad (1)$$

$$I_6 = -V/R_2 = -\frac{(I_5 + I_6) R_3}{R_2} \quad (2)$$

$$I_6 (R_2 + R_3) = -I_5 R_3$$

$$\frac{I_6}{I_5} = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} = -K$$

$$I_6 = -K I_5 \quad \text{bulunur.} \quad (3)$$

$$K = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad \text{olup} \quad K < 1 \quad \text{dir.}$$

(1) de (3) ü yerine koyarsak

$$V_x = I_5 R_1 + (I_5 - I_5 K) R_3$$

$$V_x = I_5 \left[ R_1 + (1 - K) R_3 \right] \quad \text{ifadesi bulunur.} \quad (4)$$

Dengeli modülatör için çıkardığımız

$$I = I_5 f_A + I_6 f_B \quad \text{ifadesinden}$$

$$I = I_5 \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos 2wt \right] + I_6 \left[ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos 2wt \right]$$

ifadesine (3) ve (4) denklemlerini uygularsak

$$I = I_5 \left\{ \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos 2wt \right] - K \left[ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos 2wt \right] \right\}$$

$$I = \frac{V_x}{R_1 + (1-K)R_3} \left\{ \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos 2wt \right] - K \left[ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos 2wt \right] \right\}$$

$$I = \frac{V_x}{R_1 + (1-K)R_3} \left[ \frac{1}{2} (1-K) + \frac{2}{\pi} \cos 2wt (1+K) \right]$$

$$I = \frac{0,45 (V_L + V_R) + 0,45 (V_L - V_R) \cos 2wt}{R_1 + (1-K)R_3} \cdot$$

$$\left[ \frac{1}{2} (1-K) + \frac{2}{\pi} \cos 2wt (1+K) \right]$$

$$I = \frac{0,45}{R_1 + (1-K)R_3} \left[ (V_L + V_R) + (V_L - V_R) \cos 2wt \right] \cdot$$

$$\left[ \frac{1}{2} (1-K) + \frac{2}{\pi} \cos 2wt (1+K) \right]$$

$$A = \frac{0,45}{R_1 + (1-K)R_3}$$

diyelim, buda toplam genliği etkiler.

$V_{\text{çıkış}} = I.R$  dir.

$$V_{\text{çıkış}} = I.R = A.R \left[ \underbrace{\frac{1}{2} (V_L + V_R)(1-K)}_{\text{a.f'li terim}} + \underbrace{\frac{2}{\pi} (V_L + V_R) \cos 2\omega t (1+K)}_{\text{y.f'li terim}} \right. \\ \left. + \underbrace{\frac{1}{2} (V_L - V_R)(1-K) \cos 2\omega t}_{\text{y.f'li terim}} + \frac{2}{\pi} (V_L - V_R) \cos^2 \omega t (1+K) \right]$$

$$\frac{2}{\pi} (V_L - V_R) \cos^2 \omega t (1+K) = \frac{2}{\pi} (V_L - V_R) \left[ \frac{1}{2} (1 + \cos 4\omega t) \right] (1+K) = \\ \underbrace{\frac{1}{\pi} (V_L - V_R)(1+K)}_{\text{a.f'li terim}} + \underbrace{\frac{1}{\pi} (V_L - V_R) \cos 4\omega t (1+K)}_{\text{y.f'li terim}}$$

şeklinde yazabiliriz.

İfadelerden görüldüğü gibi yüksek frekanslı bileşenleri bir alçak geçiren filtre ile süzersek yalnızca alçak frekanslı gerilim bileşenleri elde edilir. Buna göre elde edilen çıkış gerilimi şöyledir.

$$V_{\text{çıkış}} = A.R \left[ \frac{1}{2} (V_L + V_R)(1-K) + \frac{1}{\pi} (V_L - V_R)(1+K) \right] \\ " = A.R \left[ \frac{1}{2} (V_L + V_R) - \frac{K}{2} (V_L + V_R) + \frac{1}{\pi} (V_L - V_R) + \frac{K}{\pi} (V_L - V_R) \right] \\ " = A.R \left( \frac{1}{2} - \frac{K}{2} + \frac{1}{\pi} + \frac{K}{\pi} \right) V_L + \left( \frac{1}{2} - \frac{K}{2} - \frac{1}{\pi} - \frac{K}{\pi} \right) V_R \\ " = A.R \left\{ \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} + \left( \frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \right) K \right] V_L \right. \\ \left. + \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} - \left( \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \right) K \right] V_R \right\}$$

$$= 2\pi A.R \left\{ \left[ \pi + 2 + (2 - \pi) K \right] V_L + \left[ \pi - 2 - (2 + \pi) K \right] V_R \right\}$$

$K < 1$  olduğundan  $V_R$  ifadesini 0 yapacak şekilde bir çözüm ararsak

$$\pi - 2 - (2 + \pi) K = 0 \quad K = \frac{\pi - 2}{\pi + 2} = 0,22 \text{ bulunur.}$$

Buna göre  $Q_1$  transistörünün kollektöründen alınan çıkış gerilimi

$$V_{\text{çıkış}} = 2\pi A.R \left[ \pi + 2 + (2 - \pi) 0,22 \right] V_L \text{ olur ve görüldüğü gibi yalnızca sol kanalı verir.}$$

Aynı şekilde  $I'$  akımı içinde gerekli ifadeleri yazarsak

$$I' = I_5 f_B + I_6 f_A$$

$$I' = I_5 \left[ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos 2\omega t \right] + I_6 \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos 2\omega t \right]$$

$$I_6 = -K I_5 \text{ 'den}$$

$$I' = I_5 \left\{ \left[ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos 2\omega t \right] - K \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos 2\omega t \right] \right\}$$

$$V_x = I_5 \left[ R_1 + (1-K) R_3 \right] \text{ eşitliğinden } I_5 \text{ 'i çekip yerine yazarsak}$$

$$I' = \frac{V_x}{R_1 + (1-K) R_3} \left\{ \left[ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos 2\omega t \right] - K \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos 2\omega t \right] \right\}$$

$$I' = \frac{V_x}{R_1 + (1-K) R_3} \left[ \frac{1}{2} (1-K) - \frac{2}{\pi} \cos 2\omega t (1-K) \right]$$

$$I' = \frac{0,45(V_L+V_R) + 0,45 (V_L-V_R) \cos 2wt}{R_1 + (1-K) R_3} \cdot \left[ \frac{1}{2}(1-K) - \frac{2}{\pi} \cos 2wt(1-K) \right]$$

$$I' = \frac{0,45}{R_1+(1-K)R_3} \left[ (V_L+V_R) + (V_L-V_R) \cos 2wt \right] \cdot \left[ \frac{1}{2}(1-K) - \frac{2}{\pi} \cos 2wt(1-K) \right]$$

$$A = \frac{0,45}{R_1+(1-K)R_3} \quad \text{idi.}$$

$$V'_{\text{çıkış}} = I' \cdot R \text{ dir.}$$

$$V'_{\text{çıkış}} = A \cdot R \left[ \underbrace{\frac{1}{2} (V_L+V_R)(1-K)}_{\text{a.f'lı bileşen}} - \frac{2}{\pi} \underbrace{(V_L+V_R) \cos 2wt (1+K)}_{\text{y.f'lı bileşen.}} \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \underbrace{(V_L-V_R)(1-K) \cos 2wt}_{\text{y.f'lı bileşen}} - \frac{2}{\pi} (V_L-V_R) \cos^2 2wt (1+K) \right]$$

Yine ifademizdeki son terim

$$\frac{2}{\pi} (V_L-V_R) \cos^2 2wt (1+K) = \frac{2}{\pi} (V_L-V_R) \left[ \frac{1}{2} (1+\cos 4wt) \right] (1+K) \\ = \underbrace{\frac{1}{\pi} (V_L-V_R) (1+K)}_{\text{a.f'lı terim}} + \underbrace{\frac{1}{\pi} (V_L-V_R) \cos 4wt (1+K)}_{\text{y.f'lı terim}}$$

şeklinde yazabiliriz. Yine yüksek frekanslı bileşenleri bir alçak geçiren filtre ile süzersek

$$V'_{\text{çıkış}} = A \cdot R \left[ \frac{1}{2} (V_L+V_R)(1-K) - \frac{1}{\pi} (V_L-V_R)(1+K) \right] \text{ olur.}$$

$$V'_{\text{çıkış}} = A \cdot R \left[ \frac{1}{2}(V_L + V_R) - \frac{K}{2}(V_L + V_R) - \frac{1}{\pi}(V_L - V_R) - \frac{K}{\pi}(V_L - V_R) \right]$$

$$V'_{\text{çıkış}} = A \cdot R \left[ \left( \frac{1}{2} - \frac{K}{2} - \frac{1}{\pi} - \frac{K}{\pi} \right) V_L + \left( \frac{1}{2} - \frac{K}{2} + \frac{1}{\pi} + \frac{K}{\pi} \right) V_R \right]$$

$$V'_{\text{çıkış}} = 2\pi A \cdot R \left\{ \left[ \pi - 2 - (2 + \pi) K \right] V_L + \left[ \pi + 2 + (2 - \pi) K \right] V_R \right\}$$

yine  $K = \frac{\pi - 2}{\pi + 2} = 0,22$  için

$V_L$ 'in çarpanı sıfır olur böylece  $Q_4$  transistörünün kollektöründen alınıp bir alçak geçiren filtreden geçirilerek süzülen gerilim

$$V'_{\text{çıkış}} = 2\pi A \cdot R \left[ \pi + 2 + (2 - \pi) 0,22 \right] V_R \quad \text{olur ve yalnızca}$$

sağ kanalı verir.

$$K = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad \text{olup} \quad R_1 = R_2 = 1 \text{ K} \quad \text{seçilirse}$$

$$R_1 > r_e, \quad R_2 > r_e \quad \text{şartını sağladığında}$$

$$K = \frac{R_3}{1 + R_3} = 0,22 \quad R_3 = 0,22 + 0,22 R_3$$

$$R_3 (1 - 0,22) = 0,22 \quad R_3 = \frac{0,22}{0,78} \text{ k}\Omega = 0,282 \text{ k}\Omega$$

Kusursuz ayırma işleminin yapılabilmesi için bu değerlerin seçilmesi gerekir.

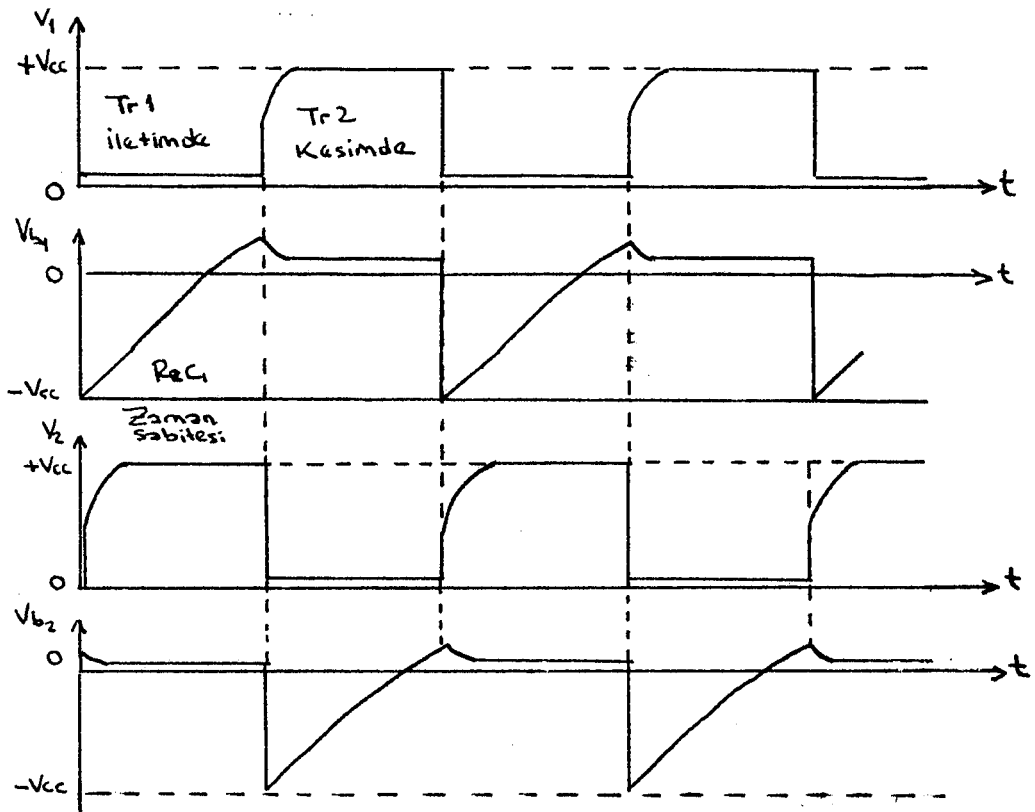
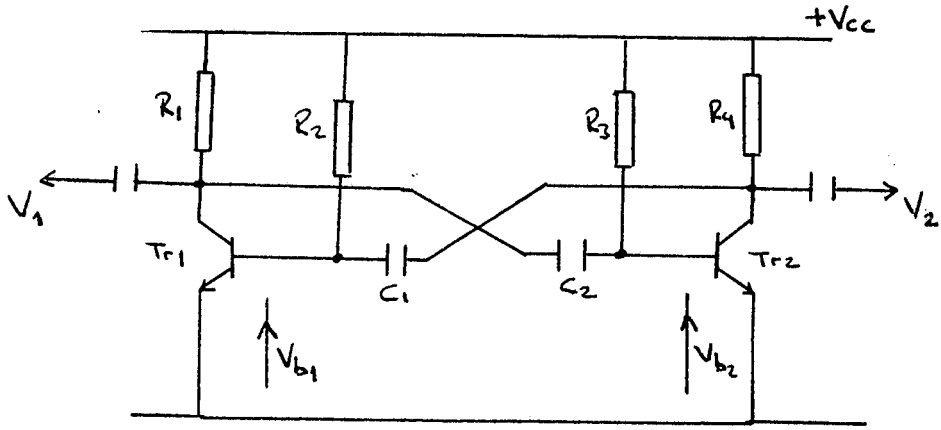
## EK 4-1 DENGESİZ MULTİVİBRATÖR

Şekil Ek 4-1'de kollektör kuplajlı dengersiz (astable) multivibratör devresi ile bu devre ile ilgili bazı sinyaller görülmektedir. Aynı seri numaralı iki transistör ve direnç, kondansatör gibi aynı devre elemanları çok küçükte olsa birbirinden değer olarak farklıdır. İşte bu farklılık devremizi çalıştırmaya yetecektir. Devremizin çalışmasında dört farklı çalışma zaman aralığı ortaya çıkmaktadır.

1. Tr2 kesimde, Tr1 iletimde
2. Tr1'in hızlı kesime doğru, Tr2'nin hızlı iletime doğru durum değiştirmeleri
3. Tr1 kesimde, Tr2 iletimde
4. Tr1'in hızla iletime doğru, Tr2 nin hızla kesime doğru durum değiştirmeleri

Devremize  $V_{cc}$  gerilim kaynağı uygulandığında  $C_1$  ve  $C_2$ ,  $R_1$  ve  $R_4$  dirençleri üzerinden Tr1 ve Tr2 nin kollektör gerilimine eşit olarak şarz olacaklardır. Daha önce açıklanan nedenlerden dolayı Tr2 nin Tr1'den çok az olsa bile daha fazla akım aktığını düşünelim. Bu nedenle Tr2 'nin kollektör gerilimi düşecektir, bu düşme  $C_1$  yolu ile Tr1'in bazına iletilir. Tr1'in baz geriliminin düşmesi kollektör akımında azalmasına neden olur. Bu durumda Tr1'in kollektör gerilimi artar bu artma Tr2'nin bazına  $C_2$  yoluyla iletilir. Bu nedenle Tr2'nin kollektör akımı artar bu olaylar hızla sürerek sonuçta Tr2'yi doyuma (saturasyon), Tr1'i ise kesime (cut-off) sürerler. Eğer başlangıçta Tr1, Tr2 den biraz daha fazla akım akıtıyorsa sonuçta Tr1 doyuma (iletime), Tr2 ise kesime gidecektir.

Şekil 4-1 a'daki devremizde Tr3 ve Tr4'ün kısa devre olması ile dengersiz (astable) multivibratör olarak çalışan



Şekil EK 4-1-1 Dengesiz multivibratör devresi ve ilgili sinyallerin gösterimi

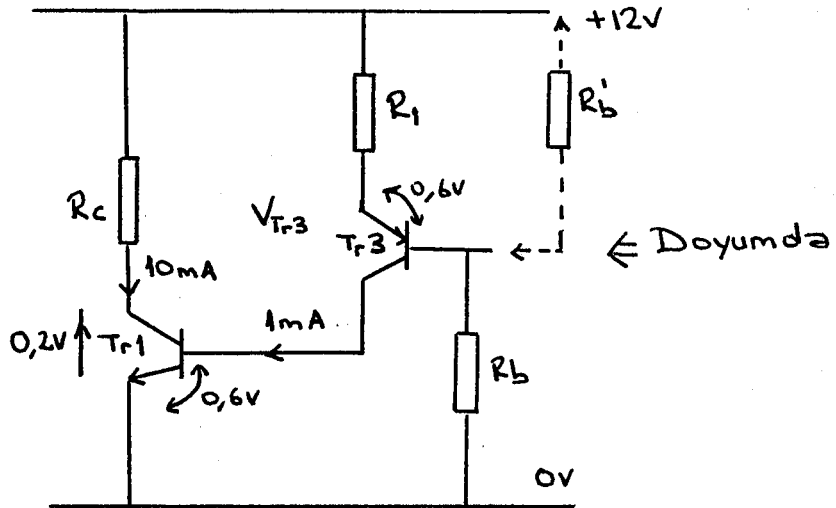
ve kare dalga üreten devremizin periyodu

$$T = t_1 + t_2 = 2 \ln 2 (R_1 C) \text{ dir.}$$

Devremizde çalışma frekansı  $f = 19 \text{ KHz}$  olarak belirlenmişti buna göre devremizdeki tasarım hesaplarımız şöyledir.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{15.10^3} = 52.10^{-6} = 52 \mu\text{sn dir.}$$

$V_{cc} = 12 \text{ V}$  alınır  $Tr_1$  ve  $Tr_2$ 'nin iletimde olması durumunda  $R_c$  direnci üzerinden  $10 \text{ mA}$  akacağı göz önüne alınırsa  $R_c$  direnci  $R_c = \frac{12 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega$  (veya  $1,5 \text{ k}\Omega$ ) seçilir.



$Tr_1$  iletimde iken  $Tr_3$  transistöründen  $Tr_1$ 'in bazına  $1 \text{ mA}$

akım akıtsın  $V_{Tr_3} = 6 \text{ V}$   $R_1 = \frac{6 \text{ V}}{1 \text{ mA}} \approx 5,6 \text{ k}\Omega$  seçilir.

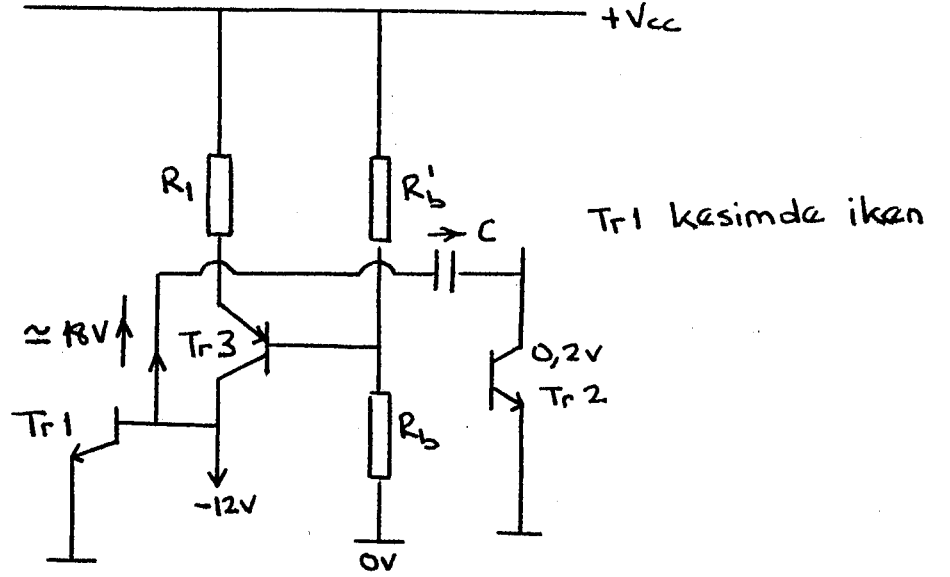
$R_b$  direnci üzerinden akan akım ise  $\beta_{\min} = 100$  alınır

$$\frac{1 \text{ mA}}{\beta_{\min}} = \frac{1 \text{ mA}}{100} = 0,01 \text{ mA dir.}$$

$$\text{Buradan } R_b = \frac{6 \text{ V}}{0,01} \approx 560 \text{ K}$$

Baz akımını stabilize etmek için  $R_b'$  direnci  $V_{cc}$  ile birleştirilerek  $R_b$  direnci ile baz kutuplamasını sağlarlar ve baz akımı  $= 0,1 \text{ mA}$  seçilir. Buna göre  $R_b = \frac{6 \text{ V}}{0,1} = 56 \text{ k}\Omega$  ve  $R_b = R_b'$  seçilir.

Tr1 kesimde iken, Tr3'de kapasitenin şarjını değiştirecektir.



Üzerinden 1 mA akan Tr3 transistörü C kapasitesini -12 V'dan 0 V'a getirecek şekilde şarjını değiştirecektir.

$$\frac{1 \text{ mA} \times t}{C} = 12 \text{ V}$$

$$T = \frac{1}{19 \text{ KHz}} = 52 \mu\text{sn}$$

$$\frac{1 \text{ mA} \times 26 \mu\text{sn}}{C} = 12 \text{ V}$$

$$C \approx 2,2 \text{ nf seçilir.}$$

İşte bu tasarımla Tr3 ve Tr4 transistörlerinin baz kutuplamaları  $R_b$  ve  $R_{b1}$  ile belirlendiğinden transistörlerin  $h_{fe}$ 'lerine bağlı olarak Tr3 ve Tr4'ün kollektör akımlarının belirlenmesiyle  $R_1$  ve  $R_2$  üzerinden  $C_1$  ve  $C_2$  kondansatörlerinin dolma süreleri ayar edilerek multivibratörün 19 KHz'de çalışması sağlanmıştır.

EK 5-1 MC 1496 TUM DEVRESININ KATALOG BILGILERI



Audio/Radio Circuits

LM1596/LM1496 Balanced Modulator-Demodulator

General Description

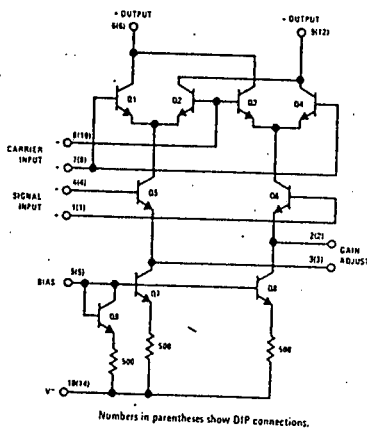
The LM1596/LM1496 are double balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection, broadband frequency doubling and chopping.

The LM1596 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM1496 is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

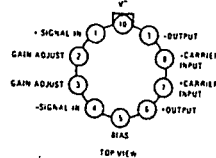
Features

- Excellent carrier suppression  
65 dB typical at 0.5 MHz  
50 dB typical at 10 MHz
- Adjustable gain and signal handling
- Fully balanced inputs and outputs
- Low offset and drift
- Wide frequency response up to 100 MHz

Schematic and Connection Diagrams

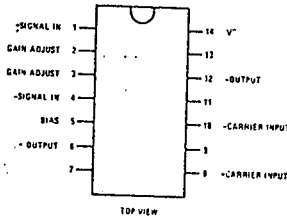


Metal Can Package



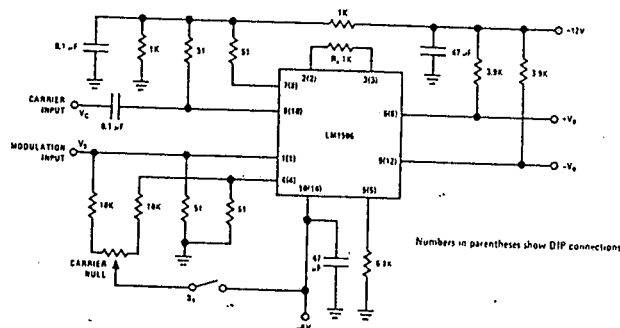
Order Number LM1496H or LM1596H  
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



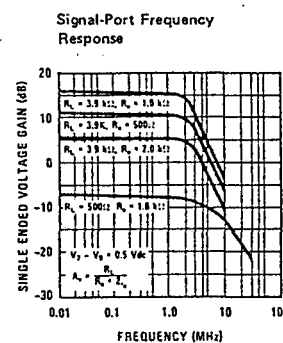
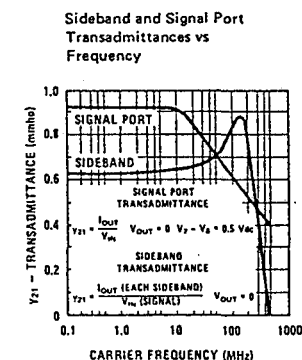
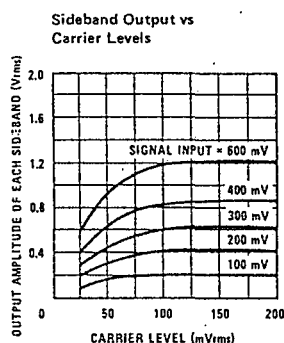
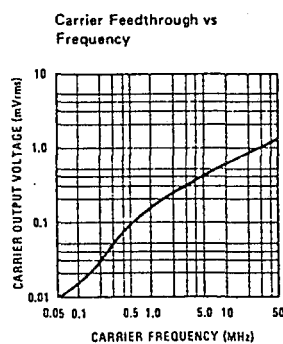
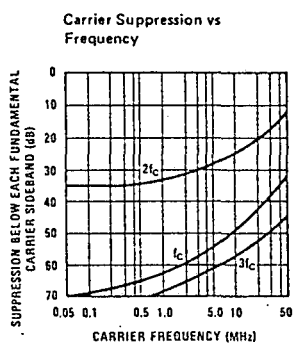
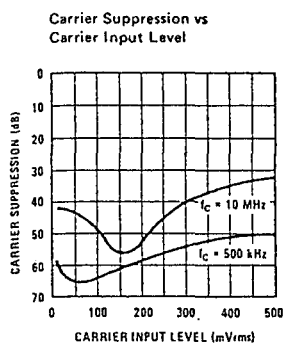
Order Number LM1496N  
See NS Package N14A

Typical Application and Test Circuit

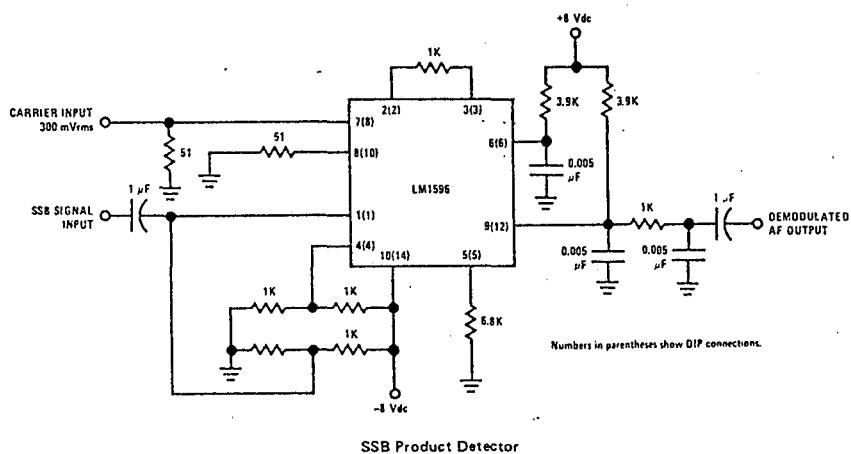


Suppressed Carrier Modulator

### Typical Performance Characteristics

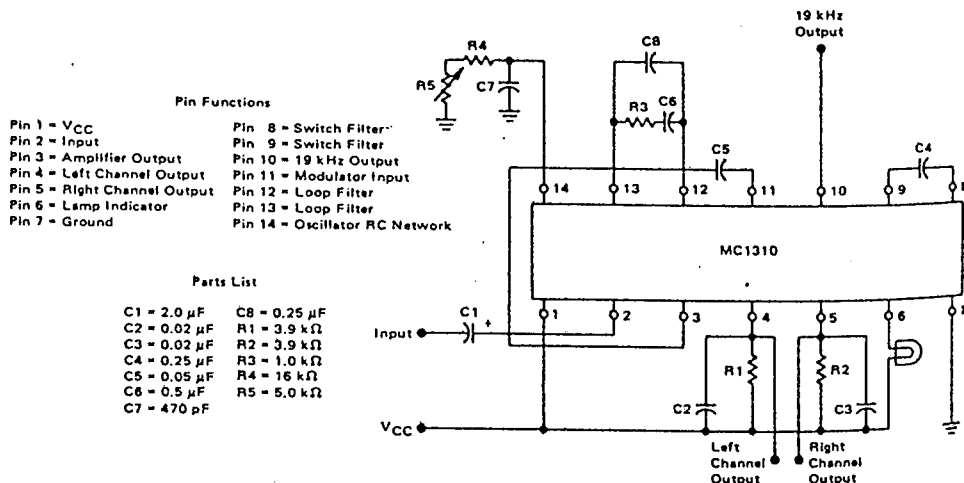


### Typical Applications (Continued)



This figure shows the LM1596 used as a single sideband (SSB) suppressed carrier demodulator (product detector). The carrier signal is applied to the carrier input port with sufficient amplitude for switching operation. A carrier input level of 300 mVrms is optimum. The composite SSB signal is applied to the signal input port with an amplitude of 5.0 to 500 mVrms. All output signal components except the desired demodulated audio are filtered out, so that an offset adjustment is not required. This circuit may also be used as an AM detector by applying composite and carrier signals in the same manner as described for product detector operation.

## EK 5-2 MC 1310 TÜM DEVRESİNİN KATALOG BİLGİLERİ



## CIRCUIT OPERATION

Figure 13, on the previous page, shows the system block diagram. The upper line, comprising the 38-kHz regeneration loop operates as follows: the internal oscillator running at 76-kHz and feeding through two divider stages returns a 19-kHz signal to the input modulator. There the returned signal is multiplied with the incoming signal so that when a 19-kHz pilot tone is received a dc component is produced. The dc component is extracted by the low pass filter and used to control the frequency of the internal oscillator which consequently becomes phase-locked to the pilot tone. With the oscillator phase-locked to the pilot the 38-kHz output from the first divider is in the correct phase for demodulating a stereo signal. The decoder is essentially another modulator in which the incoming signal is multiplied by

the regenerated 38-kHz signal. The regenerated 38-kHz signal is fed to the stereo decoder via an internal switch, which closes when a sufficiently large 19 kHz pilot tone is received.

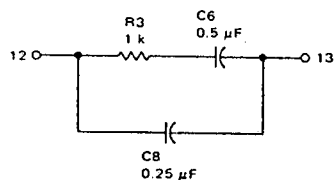
The 19-kHz signal returned to the 38-kHz regeneration loop modulator is in quadrature with the 19-kHz pilot tone when the loop is locked. With the third divider state appropriately connected, a 19-kHz signal in phase with the pilot tone is generated. This is multiplied with the incoming signal in the stereo switch modulator yielding a dc component proportional to the pilot tone amplitude. This component after filtering is applied to the trigger circuit which activates both the stereo switch and an indicator lamp.

## APPLICATIONS INFORMATION

(Component numbers refer to Figure 1)

## External Component Functions and Values

- C1 Input coupling capacitor; 2.0  $\mu$ F is recommended but a lower value is permissible if reduced separation at low frequencies is acceptable.
- R1, R2, C2, C3 See Maximum Load Resistance section.
- C4 Filter capacitor for stereo switch level detector; time constant is  $C4 \times 53$  kilohms  $\pm 30\%$ , maximum dc voltage appearing across C4 is 0.25 V (pin 8 positive) at 100 mV (RMS) pilot level. The signal voltage across C4 is negligible.
- C5 See Phase Compensation section.
- R3, C6, C8 Phase-locked loop filter components; the following network is recommended:



When less performance is required a simpler network consisting of  $R3 = 100$  ohms and  $C6 = 0.25 \mu$ F may be used (omit C8). See Figure 9.

- R4, R5, C7 Oscillator timing network; recommended values:

C7 = 470 pF	1%
R4 = 16 k $\Omega$	1%
R5 = 5 k $\Omega$	Preset

These values give  $\pm 3.5\%$  typical capture range. Capture range may be increased by reducing C7 and increasing R4, R5 proportionally but at the cost of increasing beat-note distortion (due to oscillator-phase jitter) at high-signal levels. See Figure 12.

- Stereo Lamp** Nominal rating up to 75 mA at 12 V; the circuit includes surge limiting which restricts cold-lamp current to approximately 250 mA.
- 19-kHz Output** A buffer output providing a 3.0-V<sub>pk</sub> square wave at 19 kHz is available at pin 10. A frequency counter may be connected to this point to measure the oscillator free-running frequency for alignment. See Alignment section.

## External Monaural/Stereo Switching

If it is desired to maintain the circuit in monaural mode, the following procedure must be followed. First, the stereo switch must be disabled to prevent false lamp triggering. This can be accomplished by connecting pin 8 negative or pin 9 positive by 0.3 volt. Pin 8 may be grounded directly if desired. Note that the voltage across C4 increases to approximately 2 volts with pin 9 positive when pin 8 is grounded.

Second, the 76-kHz oscillator must be killed to prevent interference when on AM. This can be accomplished by connecting pin 14 to ground via a current limiting resistor (3.3 kilohms is recommended).

## Phase Compensation/IF Roll-off Compensation

Phase shifts in the circuit cause the regenerated 38-kHz sub-carrier to lead the original 38 kHz by approximately 20°. The coupling capacitor C5, necessary for

MC1310

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

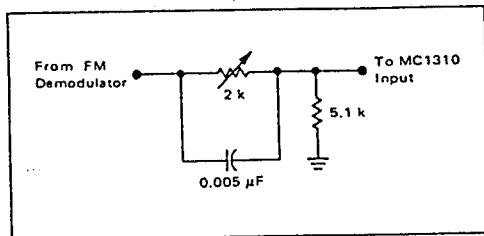
additional lead of  $3.5^\circ$  (for  $C5 = 0.05 \mu\text{F}$ ) giving a total lead of  $5.5^\circ$ .

The circuit is so designed that phase lag may be generated by adding a capacitor from pin 3 to ground. The source resistance at this point is 500 ohms. A capacitance of 820 pF compensates the  $5.5^\circ$  phase lead: increase above this value causes the regenerated sub-carrier to lag the original. However, a  $5.5^\circ$  phase error if left uncompensated will not degrade separation appreciably.

Note that these phase shifts occur within the phase-locked loop and affect only the regenerated 38-kHz sub-carrier: the circuit causes no significant phase or amplitude variation in the actual stereo signal prior to decoding.

Most IF amplifiers have a frequency response that limits separation to a value significantly lower than the capability of the MC1310. For example, if the response produces a 1-dB roll-off at 38 kHz, the separation will be limited to about 32 dB. This error can be compensated by using an RC lead network as shown in Figure 14. The exact values will be determined by the IF amplifier design. However, the values shown in Figure 14 are suitable for use with the MC1357 and MC1375 IF amplifiers.

FIGURE 14 - IF COMPENSATION NETWORK



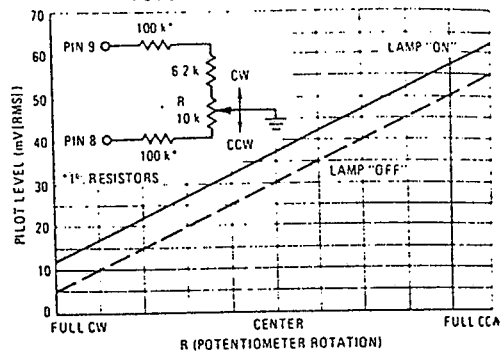
Voltage Control Oscillator Compensation

Figure 10 illustrates noncompensated Oscillator Drift versus temperature. The recommended  $T_C$  of the R4, R5, C7 combination is -300 PPM. This will hold the oscillator drift to approximately  $\pm 1\%$  over a temperature range of  $-40$  to  $+85^\circ\text{C}$ . Allowing  $\pm 2\%$  for aging of the timing components acceptable performance is still obtained.

Lamp Sensitivity

It may be desirable in some cases, to change the lamp sensitivity due to differing signal levels produced by various FM detectors. The lamp sensitivity can be changed by making use of the external circuit shown. Typical sensitivities versus potentiometer rotation are also shown in Figure 15.

FIGURE 15 - PILOT SENSITIVITY versus POTENTIOMETER ROTATION



Alignment Procedure

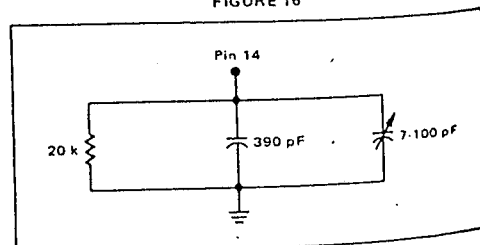
The optimum alignment procedure, with no input signal applied, is to adjust R5 until 19.00 kHz is read at pin 10 on the frequency counter.

Another procedure requiring no equipment, other than the receiver itself, will result in separation within a few dB of optimum. This latter method is merely to tune the receiver to a stereo broadcast and adjust R5 until the pilot lamp turns "on". To find the center of the lock-in range, rotate the potentiometer back and forth until the center of the lamp "on" range is found. This completes the alignment.

Alternate Timing Network

The alternate timing network shown, incorporating a trimmer capacitor rather than a potentiometer, may be used if desired. Again, to provide correct temperature compensation, the temperature coefficient of the timing network must be approximately -300 PPM.

FIGURE 16



Maximum Load Resistance

The curve shown gives absolute maximum load resistance values versus supply voltage used for full-signal handling capability. With desired load resistance choose C2, C3 capacitors to provide standard 75  $\mu\text{s}$  de-emphasis

EK 5-3 LM 565 TÜM DEVRESİNİN KATALOG BİLGİLERİ



Industrial Blocks

LM565/LM565C Phase Locked Loop

General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM565CH and LM565CN are specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

- Power supply range of  $\pm 5$  to  $\pm 12$  volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output
- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from  $\pm 1\%$  to  $> \pm 60\%$ .

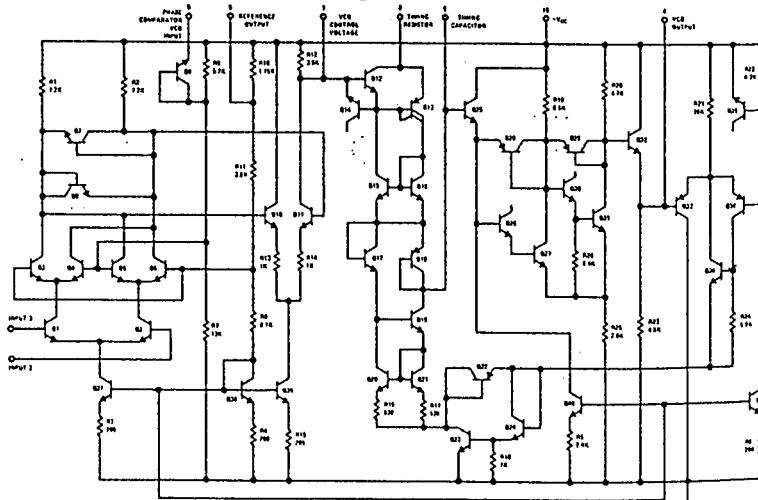
Applications

- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators.

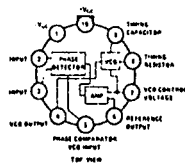
Features

- 200 ppm/°C frequency stability of the VCO

Schematic and Connection Diagrams

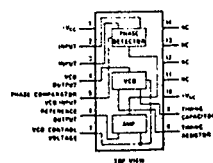


Metal Can Package



Order Number LM565H or LM565CH  
See NS Package H10C

Dual-In-Line Package



Order Number LM565CN  
See NS Package N14A

### Applications Information

In designing with phase locked loops such as the LM565, the important parameters of interest are:

#### FREE RUNNING FREQUENCY

$$f_o \cong \frac{1}{3.7 R_o C_o}$$

**LOOP GAIN:** relates the amount of phase change between the input signal and the VCO signal for a shift in input signal frequency (assuming the loop remains in lock). In servo theory, this is called the "velocity error coefficient".

$$\text{Loop gain} = K_o K_D \left( \frac{1}{\text{sec}} \right)$$

$$K_o = \text{oscillator sensitivity} \left( \frac{\text{radians/sec}}{\text{volt}} \right)$$

$$K_D = \text{phase detector sensitivity} \left( \frac{\text{volts}}{\text{radian}} \right)$$

The loop gain of the LM565 is dependent on supply voltage, and may be found from:

$$K_o K_D = \frac{33.6 f_o}{V_c}$$

$$f_o = \text{VCO frequency in Hz}$$

$$V_c = \text{total supply voltage to circuit.}$$

Loop gain may be reduced by connecting a resistor between pins 6 and 7; this reduces the load impedance on the output amplifier and hence the loop gain.

**HOLD IN RANGE:** the range of frequencies that the loop will remain in lock after initially being locked.

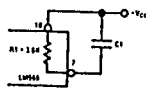
$$f_H = \pm \frac{8 f_o}{V_c}$$

$$f_o = \text{free running frequency of VCO}$$

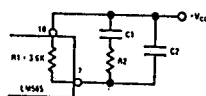
$$V_c = \text{total supply voltage to the circuit.}$$

#### THE LOOP FILTER

In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7) this filter may take one of two forms:



Simple Lag Filter



Lag-Lead Filter

A simple lag filter may be used for wide closed loop bandwidth applications such as modulation following where the frequency deviation of the carrier is fairly high (greater than 10%), or where wideband modulating signals must be followed.

The natural bandwidth of the closed loop response may be found from:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{R_1 C_1}}$$

Associated with this is a damping factor:

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_o K_D}}$$

For narrow band applications where a narrow noise bandwidth is desired, such as applications involving tracking a slowly varying carrier, a lead lag filter should be used. In general, if  $1/R_1 C_1 < K_o K_D$ , the damping factor for the loop becomes quite small resulting in large overshoot and possible instability in the transient response of the loop. In this case, the natural frequency of the loop may be found from

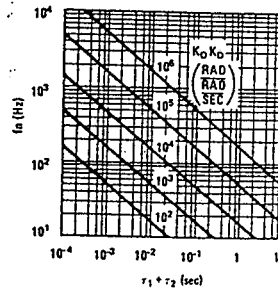
$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

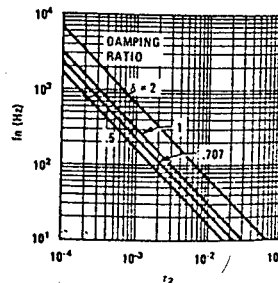
$R_2$  is selected to produce a desired damping factor  $\delta$ , usually between 0.5 and 1.0. The damping factor is found from the approximation:

$$\delta \cong \pi \tau_2 f_n$$

These two equations are plotted for convenience.



Filter Time Constant vs Natural Frequency



Damping Time Constant vs Natural Frequency

Capacitor  $C_2$  should be much smaller than  $C_1$  since its function is to provide filtering of carrier. In general  $C_2 \leq 0.1 C_1$ .