

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

## **SES KAYIT KONTROL SİSTEMİ TASARIMI**

Elektronik ve Haberleşme Müh. Hızır KONUK

FBE Elektrik Müh. Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında  
Hazırlanan

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Galip CANSEVER

**İSTANBUL,2005**

# İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	iv
KISALTMA LİSTESİ .....	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÖNSÖZ .....	viii
ÖZET .....	ix
ABSTRACT.....	x
1. GİRİŞ .....	11
2. FİLTRE TEORİSİ:.....	12
2.1 Filtre Çeşitleri .....	12
2.1.1 Alçak Geçiren Filtrelerin Temelleri:.....	13
2.1.2 Butterworth Alçak Geçiren Filtresi:.....	17
2.1.3 Chebyscheff Alçak Geçiren Filtresi:.....	20
2.1.4 Bessel Alçak Geçiren Filtresi: .....	21
2.1.5 Kalite Faktörü: .....	21
2.1.6 Birinci Seviyeden Alçak Geçiren Filtre .....	24
2.1.7 İkinci Seviyeden Alçak Geçiren Filtre:.....	26
2.1.8 Sallen-Key Topology .....	26
2.1.9 Yüksek Geçiren Filtre Tasarımı .....	28
2.1.10 CDTA (Akım Modlu Filtreler) .....	29
2.1.11 Önerilen Akım Karşılaştırma Devresi.....	35
2.2 Akım Modlu Analog İşaret İşleme .....	36
2.2.1 CDTA Elemanının Uygulamaları .....	39
2.2.2 Biquadratic Filtreler .....	39
2.2.3 Pasif Merdiven Yapılarının CDTA Tabanlı Kurbağa Atlayışı Simülasyonu .....	42
2.2.4 CDTA Temelli Empedans Çeviriciler .....	44
2.2.5 MMI Monolitik Mikrodalga Tümlleşik Devre Aktif Filtre Yapısı .....	44
3. SİSTEMİN GENEL TANIMI.....	49
3.1 Gerçekleştirilen Sistemin Genel Özellikleri .....	49
3.2 Sistemin Kurulumu .....	50
3.3 Cihazın Kullanımı .....	51
3.3.1 Tuşların Anlam ve İşlevleri.....	51
3.3.1.1 Kayıt Başlatma .....	52
3.3.1.2 Kayıt Dinleme .....	52
3.3.1.3 İleri Sarma .....	53
3.3.1.4 Geri Sarma .....	53
3.3.1.5 Kayıt ve Dinlemenin Durdurulması .....	53

3.3.1.6	Canlı Dinleme .....	53
3.3.1.7	Ses Açma/Kapama .....	53
4.	GERÇEKLEŞTİRİLEN SİSTEMİN DONANIMI.....	54
4.1	Donanımın Blok Diyagramlar Halinde Açıklaması.....	54
4.1.1	Hat Devresi .....	55
4.1.2	Modulasyon ve Kaset Kayıt Devresi .....	55
4.1.3	Mikrodenetleyicili Sistem Kontrol Devresi .....	56
4.2	Donanımın Şemalar Halinde Açıklaması.....	57
4.2.1	Hat Devresi .....	57
4.2.1.1	Hat Trafosu .....	58
4.2.1.2	Hat Devresi Geri Dönüş Kaybı Hesaplaması.....	60
4.2.1.3	Telefon Hattı Frekans Cevabı: .....	60
4.2.2	AGC, Filtre ve Modulasyon Devresi: .....	62
4.2.3	Mikrodenetleyicili Sistem Kontrol Devresi .....	64
4.2.4	Tuş Takımı: .....	66
4.3	Gösterge Birimi.....	68
4.4	Çoklayıcı Katmanı: .....	70
	ÖZGEÇMİŞ .....	78

## SİMGE LİSTESİ

$C$	Kapasite
$f$	Frekans
$I$	Akım
$N$	Sarım Sayısı
$T$	Periyot
$Q$	Kalite Faktörü
$R$	Direnç
$t$	Zaman
$\omega$	Açısal Hız
$V$	Gerilim
$Z$	Empedans
$\sigma$	Dalga Boyu

## KISALTMA LİSTESİ

AG	Alçak Geçiren
AGC	Otomatik Kazanç Kontrolü
AGF	Alçak Geçiren Filtre
BGF	Band Geçiren Filtre
BL	Arka Işık
BLPF	Butterworth Alçak Geçiren Filtre
CCII	Akım Taşıyıcı
CDBA	Akım Farkı Yükselteç
CDTA	Akım Fark Taşıyıcılı Yükselteç
CGRAM	Karakter Üretici Rastgele Erişilebilir Bellek
DB	Veri Yolu
DC	Doğru Akım
DDRAM	Gösterge Veri Belleği
FFWD	Hızlı İleri Sarma
IVI	Akım Gerilim Akım
LED	Işık Etkili Diyot
LCD	Sıvı Kristal Ekran
MFB	Çoklu Geri Besleme
MMIC	Monolitik Mikrodalga Tümüleşik Devre
OP-AMP	İşlemsel Kuvvetlendirici
OSC	Osilatör
OTA	İşlemsel Taşıyıcı Yükselteç
RAM	Rastgele Erişilebilir Bellek
REC	Kayıt
REV	Geri Sarma
RLC	Direnç Bobin Kapasite
RS	Yazmaç Seçim Ucu
R/W	Okuma/Yazma
SMPS	Anahtarlamalı Güç Kaynağı
TTL	Transistör Transistör Lojik

## ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 İstenilen $f_1$ frekansındaki işaret ile $f_2$ frekansının ayrılması işleminde filtre kullanılması .....	12
Şekil 2.2 İkinci düzen pasif alçak geçiren ve ikinci düzen aktif alçak geçiren filtre.....	13
Şekil 2.3 RC eleman kullanarak alçak geçiren filtre tasarımı.....	14
Şekil 2.5 Dördüncü düzen pasif alçak geçiren filtre frekans cevabı.....	15
Şekil 2.6 Dördüncü düzen pasif alçak geçiren filtre faz cevabı.....	16
Şekil 2.7 Butterworth alçak geçiren filtresinin genlik cevabı.....	17
normalizasyon işlemi: .....	17
Şekil 2.8 Kutup noktaları gösterimi .....	18
Şekil 2.9 İkinci düzen alçak geçiren filtre .....	19
Şekil 2.10 Birim kazançlı Sallen Key alçak geçiren filtresi .....	19
Şekil 2.11 Chebychef falçak geçiren filtresinin kazanç cevabı .....	21
Şekil 2.12 Dördüncü düzen alçak geçiren filtrelerin faz cevabının karşılaştırılması .....	22
Şekil 2.13 Dördüncü düzen alçak geçiren filtrelerin normalleştirilmiş toplu gecikmeleri .....	22
Şekil 2.14 Dördüncü düzen alçak geçiren filtrelerin kazanç cevabı karşılaştırması.....	23
Şekil 2.15 Onuncu düzen bir Chebyscheff alçak geçiren bir filtrede kalite faktörünün grafiksel gösterimi.....	23
Şekil 2.16 Yüksek düzenli filtrelerin kaskad bağlanması.....	24
Şekil 2.17 Birinci düzen evirmeyen alçak geçiren filtre.....	24
Şekil 2.18 Birinci düzen eviren alçak geçiren filtre.....	25
Şekil 2.19 Genel Sallen Key alçak geçiren Filtresi.....	26
Şekil 2.20 Birebir kazanç Sallen Key alçak geçiren filtresi.....	26
Şekil 2.21 İkinci düzen MFB alçak geçiren filtre.....	27
Şekil 2.22 Eleman değişimi ile alçak geçiren filtreden yüksek geçiren filtreye geçiş.....	28
Şekil 2.23 Yüksek geçiren filtrenin kazanç cevabının çizilmesi .....	28
Şekil 2.24 Önerilen genel akım modlu süzgeç topolojisi .....	31
Şekil 2.26 Genel akım karşılaştırma devresi blok yapısı.....	34
Şekil 2.27 Yen, akım karşılaştırma devresi .....	36
Şekil 2.27 CDTA elemanının davranış modeli.....	37
Şekil 2.28 (a) CDTA elemanının sembolü, (b) akım taşıyıcılar ve çift akım çıkışlı OTA elemanı ile gösterimi.....	38
Şekil 2.29 (a) z terminalindeki bir topraklanmış yük ile beraber CDTA elemanının "IVI" grafi (b) Gerilim düğümüne atladıktan sonraki basitleştirilmiş graf. ....	39
Şekil 2.30 (a) İkinci düzen Tow-Thomas filtresi, (b) iki CDTA elemanı ile gerçekleştirilmesi, (c) indirgenmiş "IVI" grafi .....	40
Şekil 2.31 (a) AGF (R1 ile) veya BGF (C3 ile) biquad, (c) CDTA tabanlı AGF, (c) CDTA tabanlı BGF, (d), (e) sırasıyla indirgenmiş "IVI" grafları. ....	41
Şekil 2.32 Üçüncü düzen merdiven filtre. ....	42
Şekil 2.33 (a) "IVI" filtre akış grafi, denklemlere uygun şekilde, (b) sentezlenmiş filtre.....	43
Şekil 2.34 Merdiven filtrenin simetrik sonlandırılmalı ekonomik simülasyonu.....	43
Şekil 2.35 (a)İki CDTA'lı empedans çevirici (b) „IVI“ grafi.....	44
Şekil 2.38 Ayarlı yükselteç devresinin ideal eşdeğeri.....	47
Şekil 3.1 Sistem bağlantı şekli.....	50
Şekil 3.2 Cihaz ön paneli .....	51
Şekil 4.1 Hat giriş devresi blok diyagramı .....	55
Şekil 4.2 Modülasyon ve kaset kayıt devresi blok diyagramı .....	56
Şekil 4.3 Mikrodenetleyicili sistem kontrol devresi .....	56
Şekil 4.4 Hat devresi şeması .....	57
Şekil 4.5 Hat trafosu eşdeğer devre şeması .....	58

Şekil 4.6 Hat trafosu eşdeğer devre şeması .....	59
Şekil 4.7 Hat devresi eşdeğer devre şeması .....	60
Şekil 4.8 Telefon hattı band genişliğinin grafiksel açıklaması .....	61
Şekil 4.9 AGC Filtre ve modülasyon devre şeması .....	62
Şekil 4.10 Mikro denetleyicili sistem kontrol devresi motor kontrol devresi devre şeması....	64
Şekil 4.11 Sağ/Sol sensörleri gösterimi .....	66
Şekil 4.12 Ön Panel Tuş Takımı Devre Şeması.....	66
Şekil 4.13 Şarj olan bir kondansatörün gerilim zaman grafiği .....	67
Şekil 4.14 Gösterge birimi devre şeması .....	68
Şekil 4.15 Karıştırıcı katmanı devre şeması .....	70
Şekil 4.16 KA 2250 Ses seviyesi ayarı .....	72

## **ÖNSÖZ**

Bu tezin hazırlanmasındaki katkılarından dolayı değerli hocam Prof.Dr. Galip CANSEVER'e yardım ve desteklerini esirgemeyen arkadaşlarım, Arş. Gör. Barış GÜVEN, Özkan FİLİZ ve Alphan KARACAER'e ve hayatım boyunca yanımda olan aileme teşekkür ederim.



## ÖZET

Özellikle hizmet sektöründe firmalar arası rekabet daha iyi hizmet anlamında yeni gereksinimler doğurmuştur ve doğurmaya devam etmektedir. İnsana hizmet bağlamında teknolojinin gelişimi ile telefon ile iletişim insan hayatında vazgeçilmez bir yer almıştır, bu aracı sağlıklı kullanıp insanlar ile doğru iletişim kurabilmek için insanların görüşmeleri sırasında yaptıkları hataları görebilmeleri ve birbirleri ile paylaşabilmeleri için bu görüşmelerin en ekonomik şekilde kayıt altına almak gerekmektedir.

Bu çalışmada gerçekleştirilen sistem, dört adet telefon hattından alınan ses sinyallerini bir modülasyon devresi yardımı ile aynı anda bir manyetik kaset üzerine kayıt etmeyi amaçlamıştır. Kayıtlar, telefon hatlarından herhangi birisinde konuşma başladığında otomatik olarak ya da elle başlatılacak şekilde tasarlanmıştır. Kullanıcının işlemleri anlayabilmesi için ve sistemi kolay kullanabilmesi için bir kullanıcı arayüzü tasarlanmıştır. Kullanıcı arayüzü, yapılan işlemi gösteren bir LCD ekran ve tuş takımından oluşmaktadır.

Sistem telefon hattında en az akım çekecek şekilde ve hatta paralel bağlanacak şekilde tasarlanmıştır. Telefon hattından gelen sinyal filtre edildikten sonra modülasyon işleminden geçirilip kaset üzerine kayıt edilmektedir. Tasarım aşamasında kasetlerin steryo özelliğinden faydalanılmıştır, mono olarak gelen ses bant üzerinde steryo için ayrılmış iki kısma ayrı ayrı kayıt edilmektedir. Bir de kasetin arka yüzü ve ön yüzü aynı anda kayıt edilecek şekilde tasarlanmıştır, bu sayede bir kaset üzerine 4 ayrı kanaldan gelen ses sinyalleri kayıt edilmektedir.

Bu çalışmada tasarlanan sistemin yapısal açıklaması ve çalışma ilkeleri sunulmuş, donanımı ve yazılımı açıklanmıştır.

**Anahtar kelimeler:** Mikrodenetleyici, Analog Filtre, Ses Kayıt, Manyetik Kayıt Ortamı, PSTN Telefon Hattı .

## **ABSTRACT**

Specially at service sector because of competition between companies, companies needs new requirements for better service quality. Communicating with telephone becomes indispensable in human life with increasing of technology, for effective use of telephone, people should experience with their faults and should share their experience with each other, for this case registering conversations economically is very important.

At this project, the purpose is recording four telephone lines on a magnetic cassette at same time by using a modulation circuit. Records are starting manually or automatically when one of the telephone is hanged up. A user interface is created for useful control. User interface contains one LCD and keypad.

Principles and hardware structure is presented at this project

**Keywords:**Microcontroller, Analog Filter, Voice Record, Magnetic Record Field, PSTN Telephone Line

## 1. GİRİŞ

Çağımızda gelişen teknolojiye bağılı olarak ticarete rekabetin artması insanların kalite anlayışını da farklılaştırmaktadır. İnsanların kalite anlayışı sadece ürün kalitesi ile sınırlı kalmayıp, ürünün sunumundan sonraki hizmet kalitesi de genel kalite anlayışını belirleyen önemli bir faktör haline gelmiştir. Kaliteli hizmet ile ticari kuruluşlar rekabetteki yerlerini sağlam ve belirgin hale getirmek zorundadır.

Kaliteli hizmette müşteriler ile kurulan ilişki temel rol oynamaktadır. Bu maksatla kurulan müşteri hizmet birimlerindeki personelin eğitimi oldukça önem taşımaktadır. Daha önce yapılan görüşmelerde elde edilen tecrübelerin yeni personele sunulması için, yapılan görüşmelerin kayıt altında tutulması gerekmektedir.

Özellikle büyük işletmelerde yapılan görüşmelerin normal yollarla (kaset çalar vs.) kayıt altına alınması büyük giderlerin ortaya çıkmasına sebep olur. Bu giderlerin azaltılması için özel çözümlerin üretilmesi gerekmektedir. Ses kayıt kontrol sistemleri daha uygun fiyata ses kaydı çözümleri üretmek için geliştirilen sistemlerdir

## 2. FİLTRE TEORİSİ:

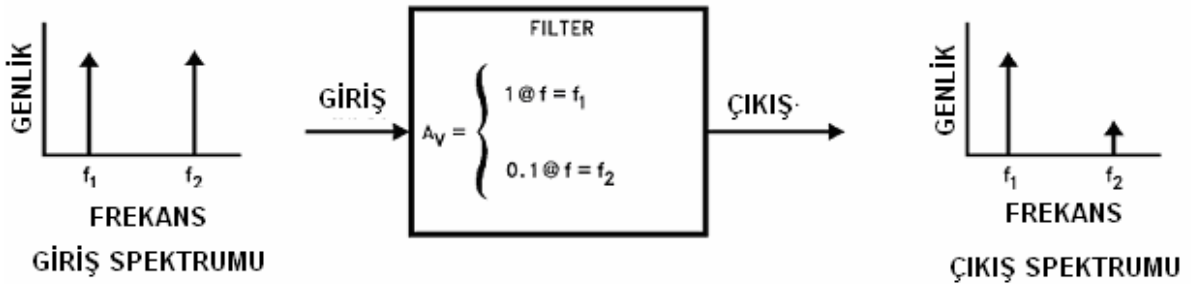
Filtre elektriksel işaretin genlik ve fazının karakteristik yapısını etkileyen elektriksel bir düzendir. İdealde filtre giriş sinyaline yeni frekans eklemeyiz.

### 2.1 Filtre Çeşitleri

Filtre devreleri çok geniş bir uygulama alanına sahiptir \*. Haberleşme alanında band geçiren filtreler 0 KHz ile 20 KHz arasındaki konuşma sinyallerini geçirmek için kullanılırlar. Yüksek frekans band geçiren filtreler ise telefon merkez ofislerinde kanal seçimleri için kullanılır. Veri işleme sistemleri genellikle anti-aliasing alçak geçiren filtreler kullanılır. Sistem güç kaynakları genellikle, 50 Hz ve yüksek frekanslı dalgacıkları bastırmak için band bastırma filtreleri kullanılırlar.

1MHz den daha yüksek frekanslarda genellikle R,L ve C elemanlarından oluşan ve RLC filtreleri olarak adlandırılan filtreler kullanılır.

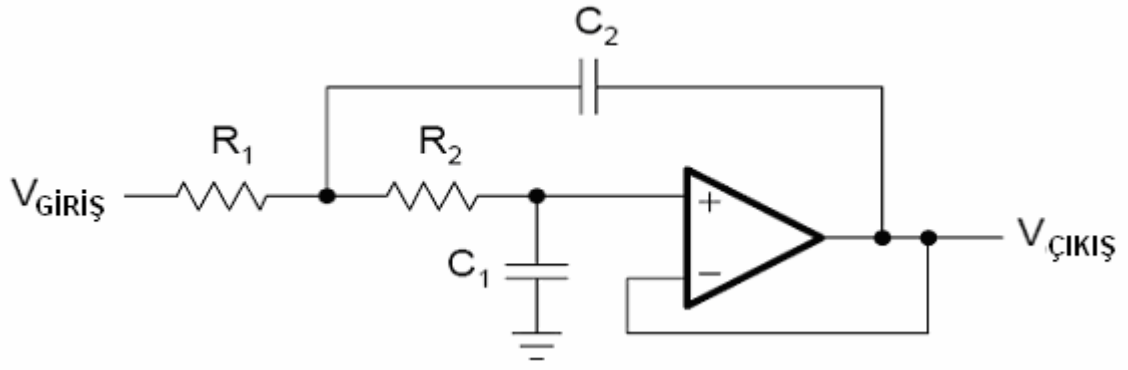
Daha düşük frekanslarda ise L bobin değeri büyümesi gerektiğinden RLC devrelerinin uygulamalarında problemler ortaya çıkar. Bu tip durumlarda aktif filtreler önem kazanmaktadır.



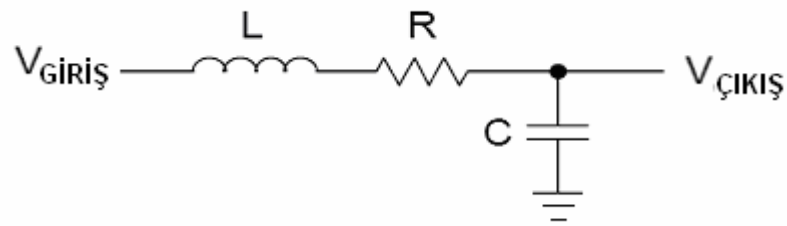
Şekil 2.1 İstenilen  $f_1$  frekansındaki işaret ile  $f_2$  frekansının ayrılması işleminde filtre kullanılması

Aktif filtreler Op-Amp devre elemanı kullanan devrelrdir. Aktif filtre terimi de kullanılan aktif devre elemanından dolayı oluşmaktadır. Aktif filtreler bir kısım kapasite direnç ve Op-Amp in değişik kombinasyonlarında

\* <http://www.nsc.com>



(a)



(b)

Şekil 2.2 İkinci düzen pasif alçak geçiren ve ikinci düzen aktif alçak geçiren filtre

meydana gelmektedir.

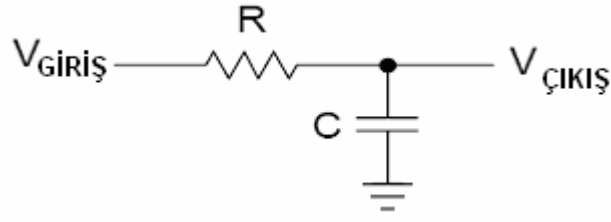
Bu bölümde aktif filtrelerden bahsedilecek. Genel olarak kabul gören ve hali hazırda kullanılan aktif filtre tipleri ele alınacak ve matematiksel fonksiyonlar ile ifade edilmeye çalışılacaktır.

Aktif filtreleri dört ana grup içerisinde ele alacağız

- Alçak geçiren
- Yüksek geçiren
- Band Geçiren
- Hepsini geçiren

### 2.1.1 Alçak Geçiren Filtrelerin Temelleri

En kolay alçak geçiren filtre tasarımı bir R ve C elemanı kullanılarak yapılabilir.



Şekil 2.3 RC eleman kullanarak alçak geçiren filtre tasarımı

Transfer fonksiyonu :

$$A(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (2.1)$$

karmaşık frekans değişkeni  $s=j\omega+\sigma$  herhangi bir zamandaki değişken işareti tanımlar

Tam bir sinüs dalga için  $\sigma=0$  dır ve  $s=j\omega$  olarak bulunur.

Transfer fonksiyonunun olağan hale getirilmiş hali için, s filtrelerin köşe frekanslarına refere edilmiştir.

$$s = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{j\omega}{\omega_c} = j \cdot \frac{f}{f_c} = j\Omega \quad (2.2)$$

Alçak geçiren filtrenin köşe frekansı ile,  $f_c=1/2\pi RC$  için ;  $s= sRC$  halini alır transfer fonksiyonu

$$A(s) = \frac{1}{1 + s} \quad (2.3)$$

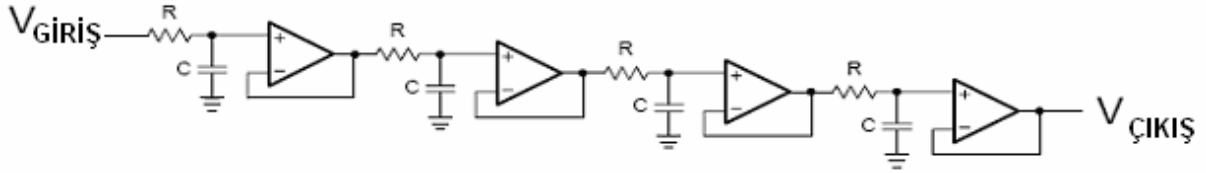
halini alır.

Kazanç cevabı değeri ise ;

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad (2.4)$$

olur.

$\Omega \gg 1$  den büyük frekanslar için rolloff değeri 20dB/decade olarak bulunur. N adet filtre kaskad olarak bağlanarak adım adım rolloff değeri değiştirilebilir. Op-Amplar empedans dönüştürücüleri olarak kullanılırlar.



Şekil 2.4 Ayıran (Decoupling) yükselteçli dördüncü düzen pasif alçak geçiren filtresi

transfer fonksiyonu sonucu ise

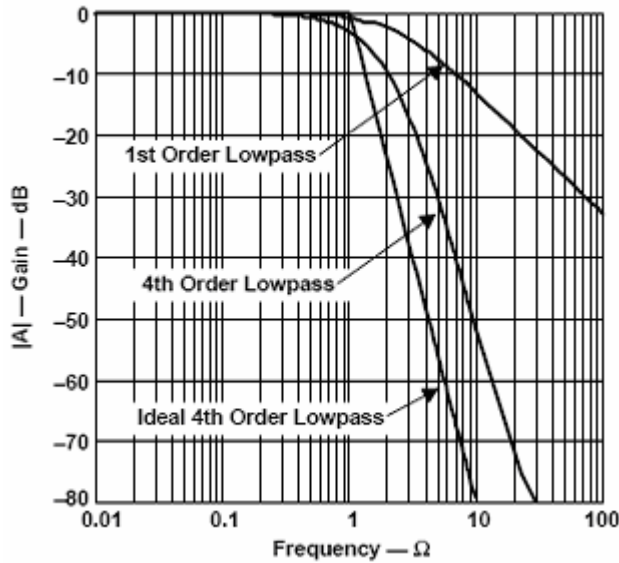
$$A(s) = \frac{1}{(1 + a_1s)(1 + a_2s)...(1 + a_ns)} \quad (2.5)$$

Tüm filtrelerin kesme frekanslarının aynı olmasından dolayı

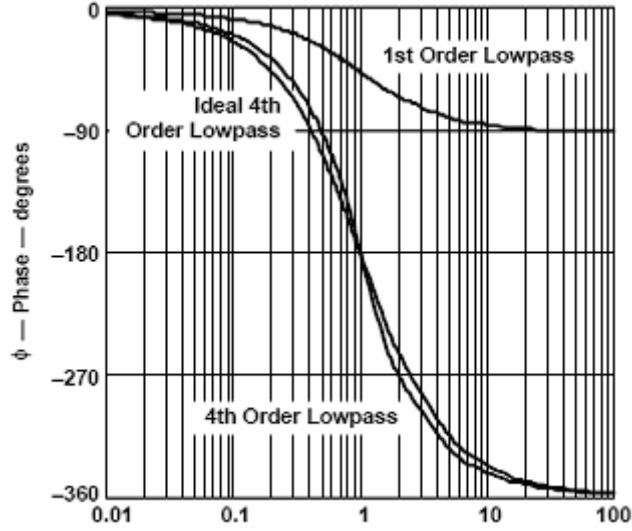
$$a_1 = a_2 = \dots a_n = \sqrt[n]{2} - 1 \quad (2.6)$$

ve her bir filtrenin  $f_c$  değeri tüm sistemin  $f_c$  frekansından  $1/f_c$  kadar daha yüksek olur.

Şekil 2.5 dört katmanlı filtrenin her bir katmanının roll off değişiminin vermektedir. Her katman -20dB/Decade filtrelemştir, dolayısıyla toplam filtreleme -80 dB/decade olmuştur.



Şekil 2.5 Dördüncü düzen pasif alçak geçiren filtre frekans cevabı



Şekil 2.6 Dördüncü düzen pasif alçak geçiren filtre faz cevabı

Alçak geçiren filtrelerin kazanç ve faz cevapları aşağıda belirtilen kriterlerden birisini daha düzgün hale getirebilmek için en iyi hale getirilebilir .

- 1- Sağlıklı geçiş bandı
- 2- Ani geçiş bandı durma bandı geçişi
- 3- Doğrusal faz cevabı

Bu amaç için, transfer fonksiyonu karmaşık kutuplara izin vermelidir ve aşağıdaki şekilde olduğu gibi olmalıdır

$$A(s) = \frac{A_0}{(1 + a_1s + b_1s^2)(1 + a_2s + b_2s^2)...(1 + a_ns + b_ns^2)} = \frac{A_0}{\prod_i (1 + a_i s + b_i s^2)} \quad (2.7)$$

$A_0$  DC de geçiş bandı kazancıdır.  $a_i$  ve  $b_i$  ise filtr katsayıları.

-Butterworth katsayıları; maksimum durağanlık için geçiş bandını en uygun seviyeye getirir.

-Chebyscheff katsayıları, geçiş bandından durma bandına geçişlerde keskinliği sağlar.

- Bessel katsayısı ;  $f_c$ 'nin faz cevabını doğrusallaştırır.

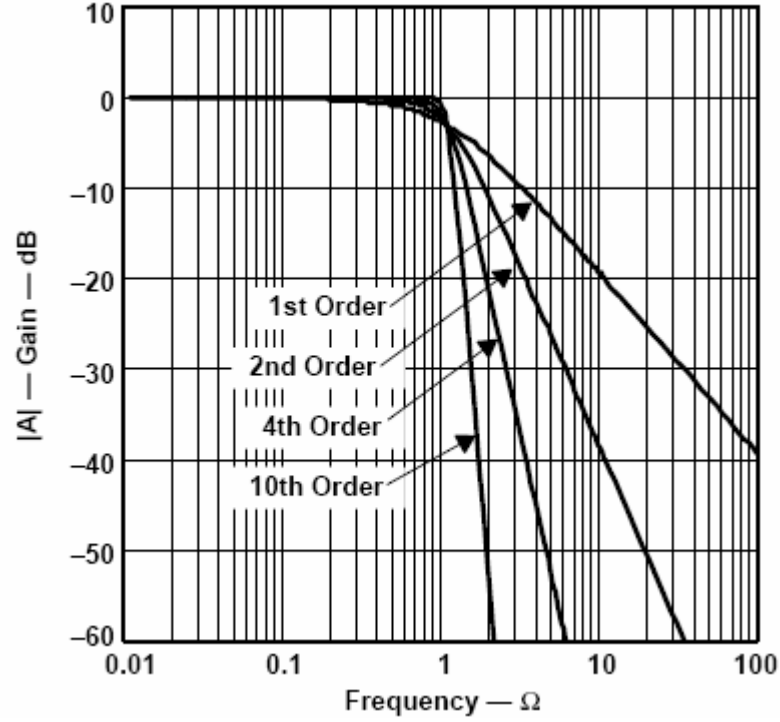
Pasif RC filtrenin transfer fonksiyonu daha iyi bir hale getirilmesine izin vermez. Bu durumlarda RLC devreleri kullanmak gerekmektedir, bu tip devrelerde düşük frekanslarda yüksek bobin değeri gereksiniminden dolayı tercih edilmez, maliyetleri oldukça arttırır.



### 2.1.2 Butterworth Alçak Geçiren Filtresi

Butterworth alçak geçiren filtresi maksimum geçiş bandı doğruluğu sağlamak için kullanılır.

Bundan dolayı bu tip filtre devreleri veri çevirme uygulamalarında sıklıkla kullanılır.



Şekil 2.7 Butterworth alçak geçiren filtresinin genlik cevabı

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}} \quad (2.8)$$

normalizasyon işlemi:

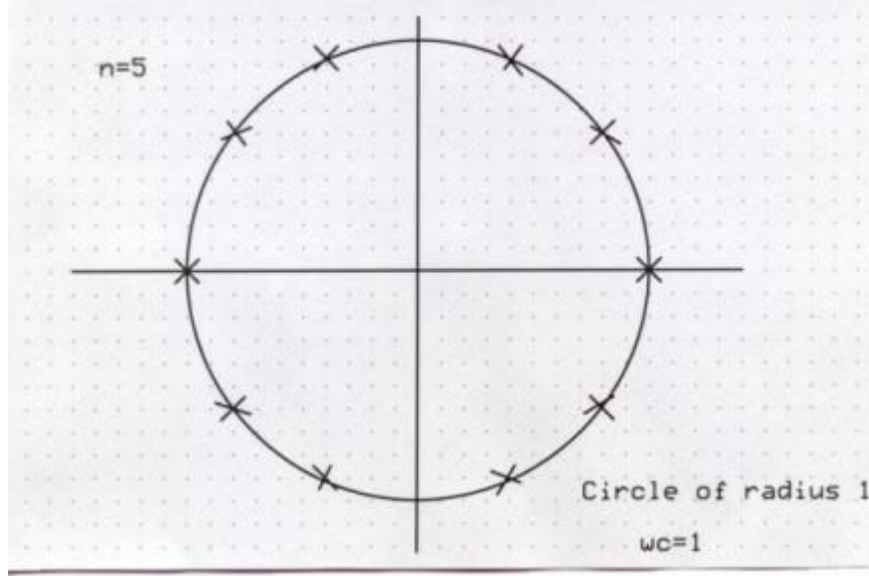
$$H_0=1 \text{ ve } \omega_c = \omega_{3dB} = 1 \text{ rad/sec} \quad (2.9)$$

$$|H(j\omega)|^2 = H(j\omega)H(-j\omega) = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (2.10)$$

$$\omega = -js (s = j\omega) \Rightarrow H(s)H(-s) = \frac{1}{1 + (-1)^n s^{2n}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.11)$$

D(s) köklerinin bulunması

Kutup Noktaları:



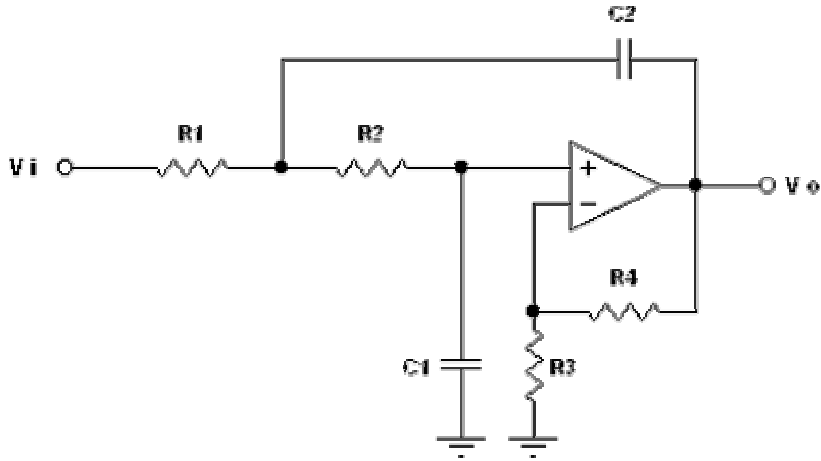
Şekil 2.8 Kutup noktaları gösterimi

Bu işlemleri takip ederek, Butterworth değişik filtreler için n. düzen LPF  $H(s)$  ( $H_0=1$ ,  $w_c=1 \text{ rad/sec}$ ) olarak bulunabilir.

Kesme frekansı 10KHz olan beşinci düzende bir Butterworth alçak geçiren filtresi elde etmek için.

$$n = 5$$

$$H(s) = \frac{1}{\left( s^5 + 3.2361s^4 + 5.2361s^3 + 5.2361s^2 + 3.2361s + 1 \right)} = \frac{1}{(s+1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)} \quad (2.12)$$



Şekil 2.9 İkinci düzen alçak geçiren filtre

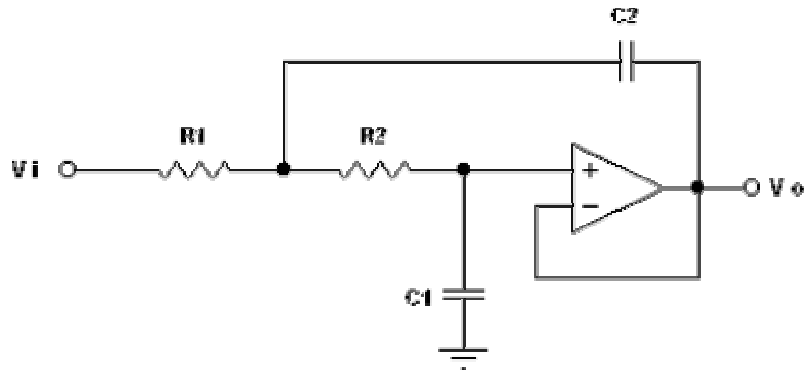
$$H(s) = \frac{k / R_1 R_2 C_1 C_2}{(s^2 + (1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1 + 1/R_2 C_2 - k/R_2 C_2)s + 1)} \quad (2.13)$$

bu genel şeklidir

$$H(s) = \frac{k \omega_0^2}{(s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2)} \quad (2.14)$$

k=1 ise,

$$H(s) = \frac{1 / R_1 R_2 C_1 C_2}{(s^2 + (1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1)s + 1)} \quad (2.15)$$



Şekil 2.10 Birim kazançlı Sallen Key alçak geçiren filtresi

$$R_1 = R_2 = 1 \quad \omega_0 = 1 \quad (2.16)$$

alalım

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + (1/Q)s + 1)} = \frac{1}{(s^2 + (2/C_1)s + 1/C_1C_2)}$$

$$C_1 = 2Q$$

$$C_2 = \frac{1}{2Q} \quad (2.17)$$

5. düzen BLPF Sallen&Key bi filtreyi tek bir op-amp ile gerçekleştirmek için . n=5 (tek) ek negatif kutup gereklidir, bu iş için RC/gerilim takip edici kullanıldı. Ayrıcı K=1 seçildi, K nın 1 şekilde seçilmesi görüldüğü gibi eviren girişli op-amp ile geriim takipçisi ile değiştirilmesine sebep oldu.

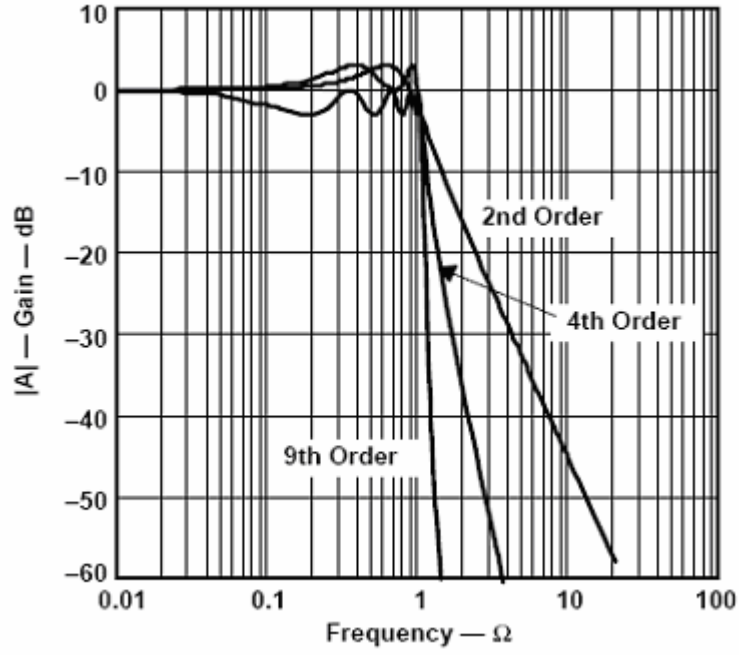
### 2.1.3 Chebyscheff Alçak Geçiren Filtresi

İdeal filtrelere bir başka yaklaşımda Chebyshev veya eşit dalgacık cevabıdır. Adından da anlaşılacağı gibi geçiş bandı kuvvetlendirme işlemi cevabında sistem dışı dalgalanmalar meydana gelir.

Bu ölçekteki geçiş bandında oluşan dalgalanmalar Chebycheff filtresini belirtmek için kullanılan parametrelerdir.

Bazı Chebyscheff filtre cevapları ve şekil 2.11 de verilmiştir.

Chebyscheff filtresi  $f_c$  nin üzerinde daha yüksek bir roll off sağlar . Ancak şekil 2.11 da da görüldüğü gibi geçiş bandı durağan değildir , ancak sabit dalgacıklar içerir.



Şekil 2.11 Chebychef falçak geçiren filtresinin kazanç cevabı

#### 2.1.4 Bessel Alçak Geçiren Filtresi

Bessel alçak geçiren filtresi, geniş bir frekans bandında doğrusal bir faz cevabına sahiptir. Bessel alçak geçiren filtresi en iyi bir kare dalga dönüşümü sağlar. Ancak Bessel filtresinin band geçirme kazancı yüksek doğrulukta değildir, bir de band geçirme ve band durdurmada Chebyscheff filtresi kadar keskin değildir.

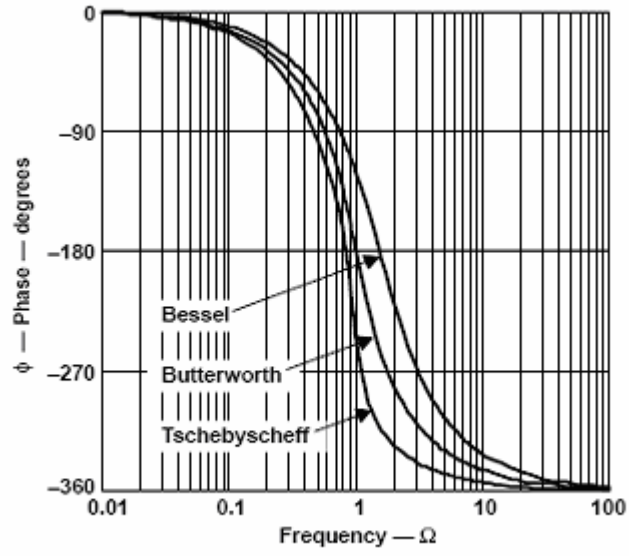
#### 2.1.5 Kalite Faktörü

Q Kalite faktörü n katmanlı bir filtrenin tasarım parametresidir. Bir Chebyscheff alçak geçiren filtresi tasarlanırken doğru bir Q faktörü ile oluşabilecek problemler ortadan kaldırılabilir. Band geçiren filtrelerde Q orta frekansın oranı olarak belirlenir.

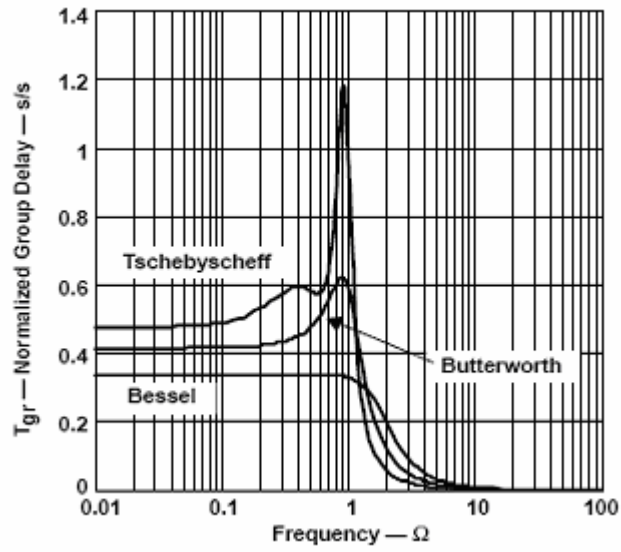
$$Q = \frac{f_m}{(f_2 - f_1)} \quad (2.18)$$

Yüksek ve alçak geçiren filtreler için kutup kalitesini gösterir ve aşağıdaki şekilde ifade edilir.

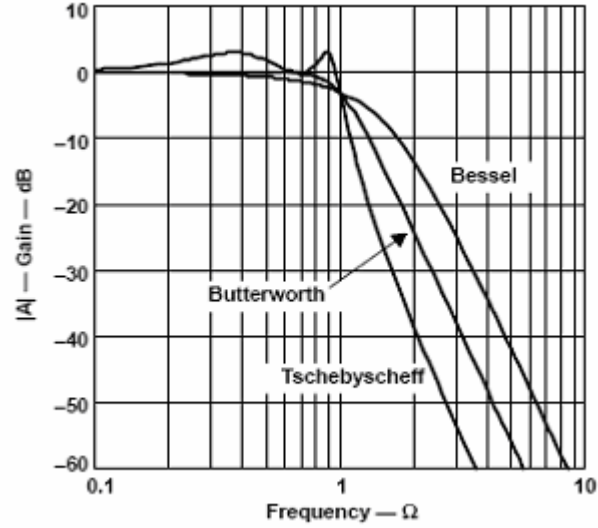
$$Q = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad (2.19)$$



Şekil 2.12 Dördüncü düzen alçak geçiren filtrelerin faz cevabının karşılaştırılması

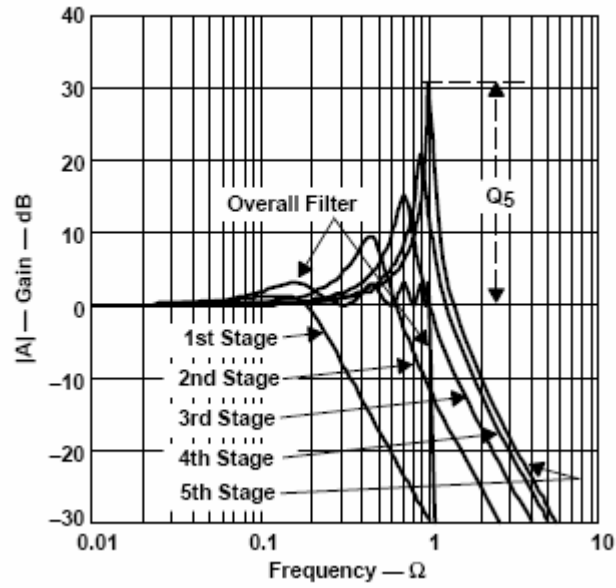


Şekil 2.13 Dördüncü düzen alçak geçiren filtrelerin normalleştirilmiş toplu gecikmeleri



Şekil 2.14 Dördüncü düzen alçak geçiren filtrelerin kazanç cevabı karşılaştırması

Yüksek  $Q_s$  grafiksel olarak 0 dB ile filtre kazanç cevabının pik noktasına olan uzaklığı olarak belirlenebilir

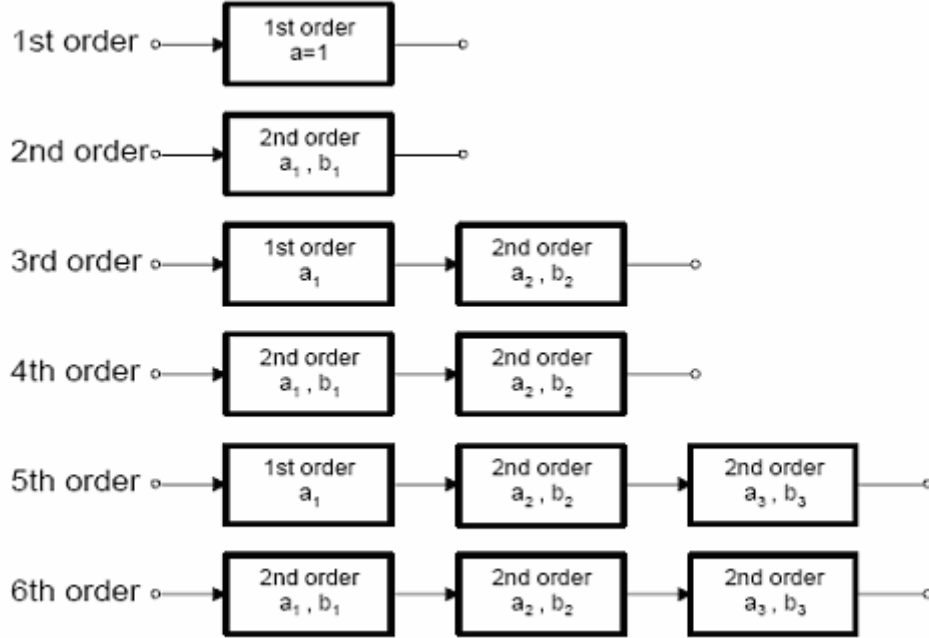


Şekil 2.15 Onuncu düzen bir Chebyscheff alçak geçiren bir filtrede kalite faktörünün grafiksel gösterimi

Kazanç cevabının beşinci katmanı 31dB

$$Q_s [dB] = 20 \cdot \log Q_s \quad (2.20)$$

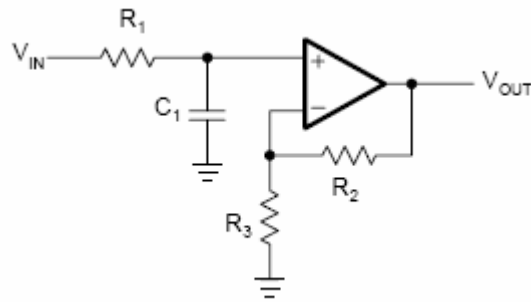
$$Q_5 = 10^{\frac{31}{20}} = 35,48 \quad (2.21)$$



Şekil 2.16 Yüksek düzenli filtrelerin kaskad bağlanması

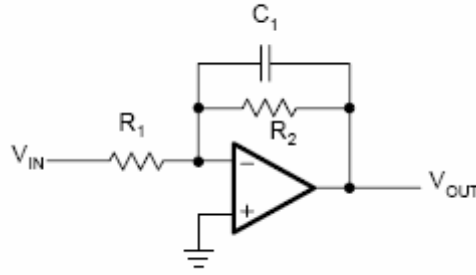
### 2.1.6 Birinci Seviyeden Alçak Geçiren Filtre

Alttağı şekilde birinci seviyeden eviren ve evirmeyen alçak geçiren filtreler yer almaktadır.



Şekil 2.17 Birinci düzen evirmeyen alçak geçiren filtre





Şekil 2.18 Birinci düzen eviren alçak geçiren filtre

$$A(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_3}}{1 + \omega_c R_1 C_1 s} \quad (2.22)$$

$$A(s) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \omega_c R_2 C_1 s} \quad (2.23)$$

Negatif işaret eviren kuvvetlendiricinin giren işaret ve çıkan işaretin  $180\pi$  kadar faz farkı olduğunu gösterir. Altta iki transfer fonksiyonun karşılaştırılması yer almaktadır.

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_3} \quad (2.24)$$

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.25)$$

$$a_1 = \omega_c R_1 C_1 \quad \text{ve} \quad a_1 = \omega_c R_2 C_1 \quad (2.26)$$

Devreyi belirleyebilmek için , bir köşe frekansı seçin, dc kazancı ve kapasitör C1 i ve buradan R1 ve R2 yi bulabilirsiniz

$$R_1 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1} \quad \text{ve} \quad R_2 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1} \quad (2.27)$$

$$R_2 = R_3(A_0 - 1) \quad \text{ve} \quad R_1 = -\frac{R_2}{A_0} \quad (2.28)$$

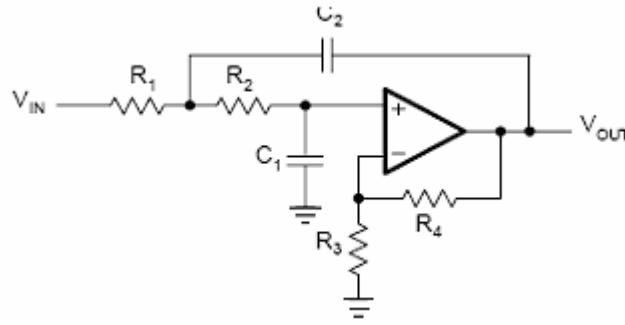
### 2.1.7 İkinci Seviyeden Alçak Geçiren Filtre

İkinci seviye AG için iki adet topolojiden söz edilebilir. Sallen-Key ve çoklu geri besleme topolojisi

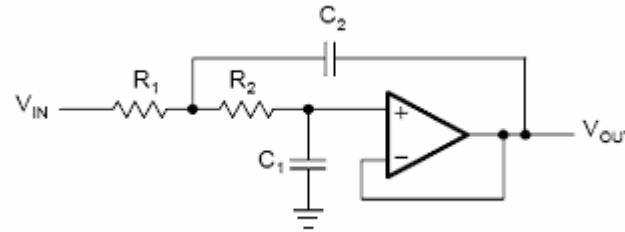
### 2.1.8 Sallen-Key Topology

Aşağıdaki şekilde Sallen-Key topolojisini ana hatları ile görebilirsiniz. Bu tür topoloji kazanç ayarını ayırmaya izin verir

$$A_0 = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (2.29)$$



Şekil 2.19 Genel Sallen Key alçak geçiren Filtresi



Şekil 2.20 Birebir kazanç Sallen Key alçak geçiren filtresi

Transfer fonksiyonu

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - A_0)R_1C_2]s + \omega_c^2 R_1R_2C_1C_2s^2} \quad (2.30)$$

Birebir kazanç devre için transfer fonksiyonunun sadeleşmiş hali

$$A(s) = \frac{1}{1 + \omega_c C_1(R_1 + R_2)s + \omega_c^2 R_1R_2C_1C_2s^2}$$

$$A_0 = 1 \quad (2.31)$$

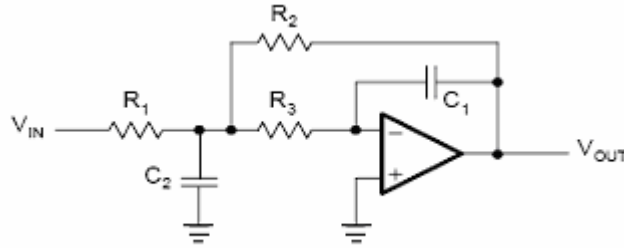
$$a_1 = \omega_c C_1 (R_1 + R_2) \quad (2.32)$$

$$b_1 = \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 \quad (2.33)$$

Verilen C1 ve C2 değerleri ile R1 ve R2 bulunabilir.

$$R_{1,2} = \frac{a_1 C_2 \pm \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_c C_1 C_2} \quad (2.34)$$

Çoklu Geri Besleme Topolojisi:



Şekil 2.21 İkinci düzen MFB alçak geçiren filtre

devrenin transfer fonksiyonu:

$$A(s) = - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \omega_c C_1 (R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}) s + \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3 s^2} \quad (2.35)$$

$$A_0 = - \frac{R_2}{R_1} \quad (2.36)$$

$$a_1 = \omega_c C_1 (R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}) \quad (2.37)$$

$$b_1 = \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3 \quad (2.38)$$

verilen C1 ve C2 ile R1,R2,R3 ün bulunması

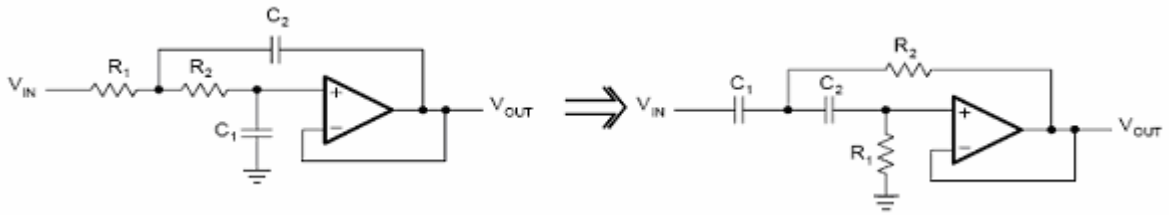
$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2 (1 - A_0)}}{4\pi f_c C_1 C_2} \quad (2.39)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{-A_0} \quad (2.40)$$

$$R_3 = \frac{b_1}{4\Pi^2 f_c^2 C_1 C_2 R_2} \quad (2.41)$$

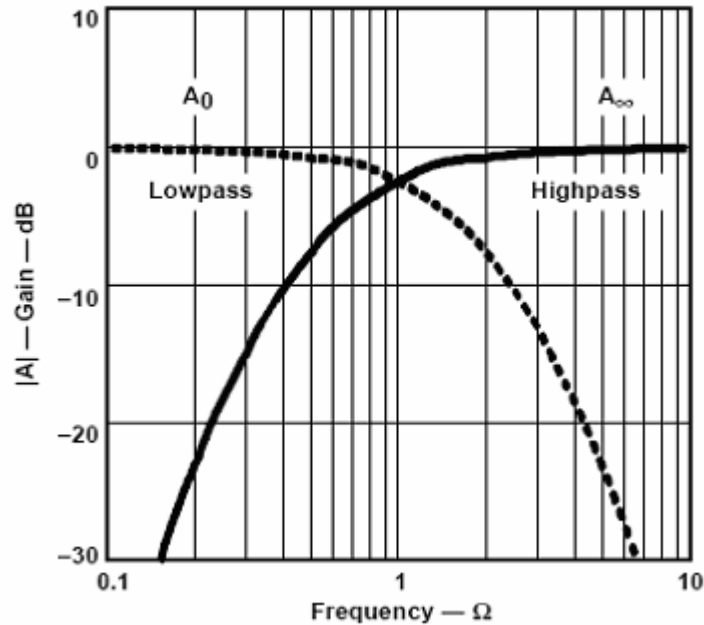
### 2.1.9 Yüksek Geçiren Filtre Tasarımı

Alçak geçiren filtredeki kapasitör ve direnci yeri değiştirirse yüksek geçiren filtre gerçekleştirilmiş olur



Şekil 2.22 Eleman değişimi ile alçak geçiren filtreden yüksek geçiren filtreye geçiş.

Yüksek geçiren filtrenin kazanç cevabını çizdirebilmek için , alçak geçiren filtrenin kazanç cevabını köşe frekansını referans alarak aynalayın



Şekil 2.23 Yüksek geçiren filtrenin kazanç cevabının çizilmesi

Genel olarak yüksek geçiren filtrenin transfer fonksiyonu alttaki gibi verilebilir.

$$A(s) = \frac{A_{\infty}}{\prod_i \left(1 + \frac{a_i}{s} + \frac{b_i}{s^2}\right)} \quad (2.42)$$

$A_{\infty}$  geçiş bandı kazancı ise

Alttaki formül ikinci düzen yüksek geçiren filtrelerin kaskad bağlanmasının transfer fonksiyonu olarak tanımlayabiliriz.

$$A_i(s) = \frac{A_{\infty}}{\left(1 + \frac{a_i}{s} + \frac{b_i}{s^2}\right)} \quad (2.43)$$

Birinci düzen filtreler için  $b=0$  alırsak, birinci düzen alçak geçiren filtrelerin transfer fonksiyonu alttaki gibi olur.

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{a_i}{s}} \quad (2.44)$$

### 2.1.10 CDTA (Akım Modlu Filtreler)

Günümüzde işaret işleme genelde sayısal olarak gerçekleştirilmektedir. Bununla birlikte doğadaki işaretler analog yapıda olduklarından en azından çevirici katlarında analog işaret işleme devrelerine gereksinim duyulmaktadır. Ayrıca çok yüksek frekanslı devrelerde ve düşük gerilimle çalışan sistemlerde işaret işleme tamamen analog yapılmaktadır. Son yıllara kadar analog işaret işleme işlemsel kuvvetlendirici (Op-Amp) kullanılarak gerilim modunda yapılmıştır. Gerilim modlu ile çalışan devreler yüksek frekanslara (100KHz- 100MHz) gidildiğinde band genişliğinin aşırı derecede azalması dezavantajına sahiptirler. Bu problemi çözmek için yapılabilecek bir girişim işaret işleme için aktif parametre olarak akımı kullanmaktır. Akım modlu devreler gerilim modlu devrelere göre daha yüksek frekanslarda çalışabilirler, daha büyük değerde yükselme eğimine sahiptirler ve daha düşük gerilimlerde çalışabilirler\* . Akım-modlu işaret işleme ve tümdevre teknolojilerinde son yıllardaki gelişmeler sebebiyle teorisi bundan 30 yıl öncesine dayanan ikinci-kuşak akım-taşıyıcı elamanı analog tümdevre imalatçıları tarafından son on yıl içinde ticari olarak (AD844,

---

\* Toumazou C. , Lidjey F. J. ve D. Haigh, Analog IC Design: The current-mode approach, Exeter, UK, Peter peregrinus, 1990.

OPA660) piyasaya sürülmüştür\*\* . Ticari olarak piyasada bulunan akım taşıyıcılar klasik gerilim modlu op-amp elemanın aksine yüksek yükselme eğimi (4000V/µs) oranına sahiptirler. Op-Amp elemanında var olan bandgenişliği arttığında kazancın azalması problemi olmadığından bu elemanların bandgenişliği 100MHz kadar çıkabilmektedir. Bundan dolayı son yıllarda literatürde çok sayıda akım taşıyıcı (CCII) tabanlı süzgeçler önerilmiştir. Bu devrelerin bir çoğu gerilim modunda çalışmaktadır. Akım-modlu olanların bir kısmı yüksek empedanslı akım çıkış ucu olmadığından kaskad bağlayıp yüksek dereceli süzgeçde etme imkanı yoktur.

Ayrıca devrelerin bir çoğu temel bir süzgeç yapısını gerçeklemek için çok sayıda aktif ve/veya pasif eleman içermektedir\* .

Bu çalışmada genel bir topoloji yardımıyla yüksek çıkış empedanslı akım-modlu beş temel süzgeç fonksiyonunun tek bir ikinci kuşak akım taşıyıcı kullanarak gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Önerilen devreler alçak-geçiren, yüksek-geçiren ve band-geçiren süzgeçler için en az sayıda pasif eleman (2R-2C), band-söndüren ve tüm-geçiren süzgeçler için altı pasif eleman(4R-2C) içermektedir.

## 2. Önerilen Akım-Modlu Süzgeç Topolojileri

Evmeyen ikinci kuşak akım taşıyıcı elemanı matris denklemlerle tanımlanmıştır. Bu denklemlerde b=1 pozitif

akım-taşıyıcı, b=-1 negatif akım-taşıyıcıyı tanımlamaktadır.

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Bu çalışmada önerilen genel süzgeç topolojisi şekil 2.24 de gösterilmektedir. Düğüm analizleri sonucunda devreye ait transfer fonksiyonu bağıntısı 2.46 numaralı denklemlerle ifade

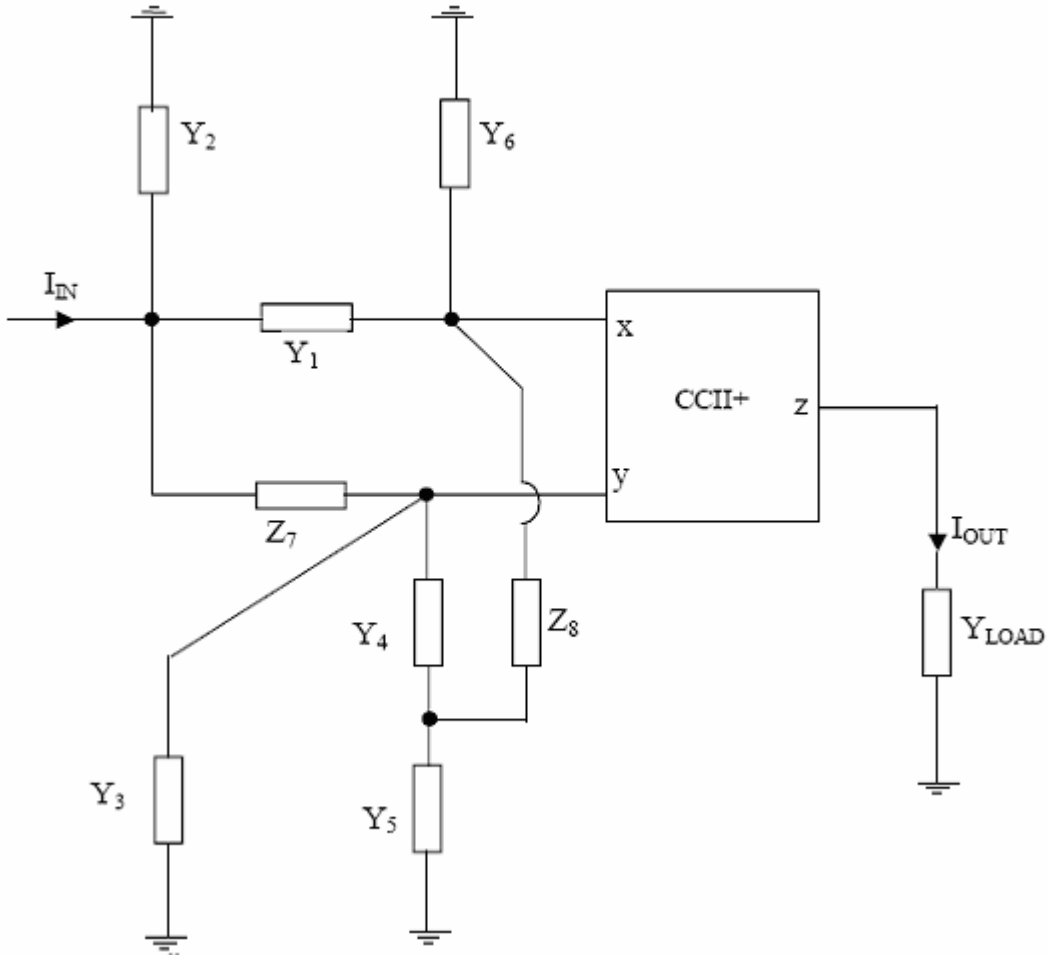
---

\*\* Analog Devices Inc., Linear Product Data Book, 1990

\* Wilson B., Tutorial review: Trends in current conveyor and current-mode amplifier design., Int. J. Electronics, vol. 73, pp.573-583, 1992.

edilebilmektedir.

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{(-Y_5 - Y_6 + Y_1 Y_3 Z_7 - Y_4 Y_6 Z_8 - Y_1 Y_3 Y_4 Z_7 Z_8 + Y_1 Y_3 Y_5 Z_7 Z_8 + Y_1 Y_4 Y_5 Z_7 Z_8)}{\left( Y_2 + Y_3 + Y_1 Y_3 Z_7 + Y_1 Y_3 Z_7 + Y_2 Y_4 Z_8 + Y_3 Y_4 Z_8 + Y_2 Y_5 Z_8 + Y_3 Y_5 Z_8 + Y_4 Y_5 Z_8 + Y_1 Y_3 Y_4 Z_7 Z_8 + Y_2 Y_3 Y_4 Z_7 Z_8 + Y_1 Y_3 Y_5 Z_7 Z_8 + Y_2 Y_3 Y_5 Z_7 Z_8 + Y_1 Y_4 Y_5 Z_7 Z_8 + Y_2 Y_4 Y_5 Z_7 Z_8 \right)} \quad (2.46)$$



Şekil 2.24 Önerilen genel akım modlu süzgeç topolojisi

Eğer  $Y_4 = Y_5 = Y_6 = 0$  ve  $Z_8 = 0$  yapılırsa 2.46 numaralı denklem aşağıdaki denkleme dönüşür:

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_2 Y_7 + Y_3 Y_7 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3} \quad (2.47)$$

Bu durumda  $Y_1 = 1/R_1$ ,  $Y_3 = 1/R_3$ ,  $Y_2 = sC_2$ ,  $Y_7 = sC_7$  yukarıdaki denklem 4 numaralı denkleme dönüşür.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{C_2 C_7 R_1 R_3} \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_7} \right) + \frac{1}{C_2 C_7 R_1 R_3}} \quad (2.48)$$

Böylece akım-modlu ikinci derece süzgeç gerçekleştirilmiş olur. Yüksek geçiren süzgeç tasarımı için  $Y_1 = sC_1, Y_3 = sC_3, Y_2 = 1/R_2, Y_7 = 1/R_7$  seçilirse 2.48 numaralı denklem aşağıdaki forma dönüşür.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_7} \right) + \frac{1}{C_1 C_3 R_2 R_7}} \quad (2.49)$$

Ayrıca  $Y_1 = Y_2 = Y_6 = 0$  ve  $Z_7 = 0$  yapılırsa 2.46 numaralı genel denklem

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = - \frac{Y_5 Y_8}{Y_3 Y_8 + Y_3 Y_4 + Y_3 Y_5 + Y_4 Y_5} \quad (2.50)$$

olur. Bu denklemde  $Y_4 = 1/R_4, Y_5 = 1/R_5, Y_3 = sC_3, Y_8 = sC_8$  seçildiği takdirde 2.51 numaralı denklemle ifade edilen ikinci derece akım-modlu band-geçiren süzgeç gerçekleştirilebilir.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = - \frac{s \frac{1}{C_3 R_5}}{s^2 + s \frac{1}{C_8} \left( \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) + \frac{1}{C_3 C_8 R_4 R_5}} \quad (2.51)$$

Genel denklemde  $Y_2 = Y_4 = Y_5 = 0$  ve  $Z_8 = 0$  seçilirse 2.52 numaralı denklem elde edilir.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{Y_1 - \frac{Y_6}{Y_3} Y_7}{Y_1 + Y_7} \quad (2.52)$$

Bu denklemde  $Y_3 = 1/R_3, Y_6 = 1/R_6, Y_1 = sC_1 + 1/R_1$  ve  $Y_7 = 1/(R_7 + 1/sC_7)$  seçilirse 2.53 numaralı denklem elde edilir.



$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 + s \left( \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_7 R_7} - \frac{1}{C_1 R_7} \frac{R_3}{R_6} \right) + \frac{1}{C_1 C_7 R_1 R_7}}{s^2 + s \left( \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_7 R_7} + \frac{1}{C_1 R_7} \right) + \frac{1}{C_1 C_7 R_1 R_7}} \quad (2.53)$$

Bu denklemden açıkça görüleceği üzere  $C_1 R + C_7 R_7 = C_7 R_1, R_3 = R_6 = R$  1 seçimi ile çentik süzgeç ve  $2(C_1 R_1 + C_7 R_7) = C_7 R_1, R_3 = 2R_6$  seçimi ile ikinci derece tüm geçiren süzgeç tasarlanmış olur.

Akım karşılaştırma devreleri, akım-modlu devrelerin önem kazanması ile birlikte, analog devre tasarımında temel elemanlardan olarak yerini almaktadır. Akım modunda, basitçe gerçekleştirilmesi istenen işlem,  $z/a$  genel/istenen çıkış büyüklükleri;  $x$ , kontrol edilen giriş;  $I_{th}$  ise karşılaştırmanın gerçekleştirildiği eşik değeri; akım türünden büyüklükler olmak üzere, Özellikle, çok-değerli yada yüksek-tabanlı devre tasarımında anahtar yapıtaşları olmaktadır. Bu alanda yapılmış bazı çalışmalara rağmen\*, önerilen yapıların, hızlı işlem talebine karşılık, gittikçe karmaşıklaştıkları; teknolojik karakteristiklere daha çok bağımlı hale geldikleri görülmektedir. Daha az sayıda transistor ile gerçekleştirilmiş önemli akım karşılaştırma devrelerinin ise, eşik değerlerinde daha yüksek reaktif özellik gösterdiği bilinmektedir. Ayrıca, bu yapının, yüksek eşik değerlerinde, akımdan gerilime dönüştürme işlemine ait kazanç değerlerinde görülen düşme ise performansı etkilemektedir. Diğer yapılar\*\*, ise kullanılan teknolojiye bağımlılık göstermektedir. Devreler genelde, düşük giriş empedansını kaynak izleyici yapılar ile elde etmektedir. Bu yapıların temel özelliği olan ölü band bölgesi bir problem olarak ortaya yeni problemler çıkarmaktadır. Ayrıca, gerekli gerilim seviyesi yükseltme işlemleri ise daha karmaşık tasarımlara yol açmaktadır. Sonuçta elde edilen yapılar ise yavaş veya tasarım nedeniyle daha çok teknolojiye bağımlı hale gelmektedir. Şekil 2.26, yukarıda belirtilen yapıların genel bir blok yapısını vermektedir. Şekilden de anlaşılacağı

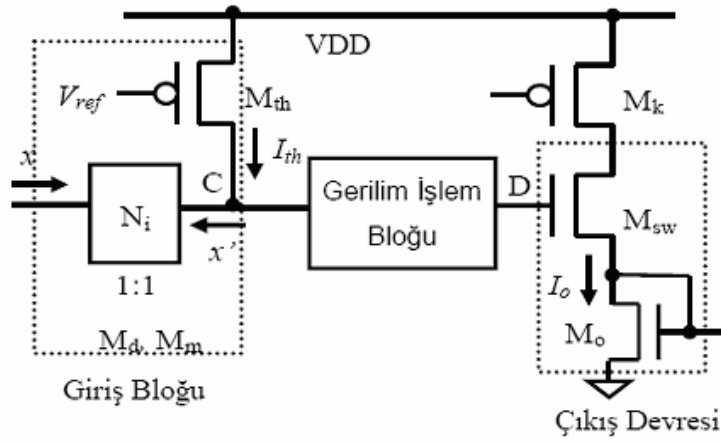
---

\* Toumazou C. , Lidjey F. J. ve D. Haigh, Analog IC Design: The current-mode approach, Exeter, UK, Peter peregrinus, 1990.

\*\* Arbel A., .Current-mode signal processing., Proc. of the 17th convention of Electrical and Electronics Eng. in Israel, pp.309-312, 1991.

gibi, çıkış akımını kontrol edecek bir yapıya dönüştürülmesi sorunu da göz önüne alınmak durumundadır. Şekilde, karşılaştırma yapıları için, giriş bloğu,  $N_i$ , giriş akımı,  $x$ 'i  $x$  olarak yansıtan  $M_d$  ve  $M_m$  transistörlerinden oluşan akım aynası;  $M_{th}$ ,  $I_{th}$  eşik akım değerini üreten reference devrelerinden oluşmaktadır. Önerilen karşılaştırma devrelerin de ise giriş bloğu, genelde, giriş akımı-eşik akımı farkı ile sürülen B-sınıfı gerilim bufferı olarak çalışan yapılarıdır.  $M_k$  karşılaştırma sonucu yol verilen çıkış akımı,  $I_{o.1}$  üreten akım kaynağı transistörü;  $M_{sw}$  anahtarlama transistörü ve  $M_o$  ise akım-modlu yapılar için genel bir yükü temsil etmek için kullanılan çıkış transistörüdür. Benzer yapılar için, sorun [5].de ele alınmış olmakla birlikte, yapının en iyi çalışma koşullarını verecek gerekli kıstaslar ele alınacaktır. Yapının görülebileceği gibi, istenen akımı doğrusal olarak istenen çıkış akımı ile çalışabilmesi için gözönüne alınması gerekli faktörler:

- 1- Verilen çıkış transistor boyutları için maximum çıkış akım seviyesi,
- 2- Maximum akım seviyesini doğrusal olarak elde edebilmek için gerekli anahtarlama transistörüne ait taban kutuplaması ile belirlenen boyutlar.



Şekil 2.26 Genel akım karşılaştırma devresi blok yapısı

DC analiz ile bu devre yapısının sağlayabileceği maximum akım miktarının, yeterince büyük transistörler ile

$$I_o < \frac{\left[ V_{dd} - (V_{TO}_o + V_{th,sw}) \right]^2 K P_o}{2 \left( \frac{L}{W} \right)_o} \quad (2.54)$$

verilebileceği gösterilebilir.  $V_{th,sw}$ ,  $M_{sw}$  transistörüne ait genel eşik değeri gerilimidir. (1).de  $V_{TO}$ , KP sırasıyla gözönüne alınan transistöre ait eşik gerilimi ve proses iletkenlikleridir. Bu akım değerinin doğrusal olarak elde edilebilmesi için,  $M_{sw}$  transistörünün boyutları ise

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{SW} \geq \frac{2I_o}{\left[V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_o}{(W/L)}} - (V_{TO_o} + V_{th,SW})\right]^2 KP_{SW}} \quad (2.55)$$

ile verilebilir. Eşik gerilim ifadesi  $V_{th,sw}$  çıkış akımının teknolojiye daha bağımlı olmasına neden olmaktadır. Öte yandan, giriş bloğu akımdan gerilime dönüşüm oranı ise

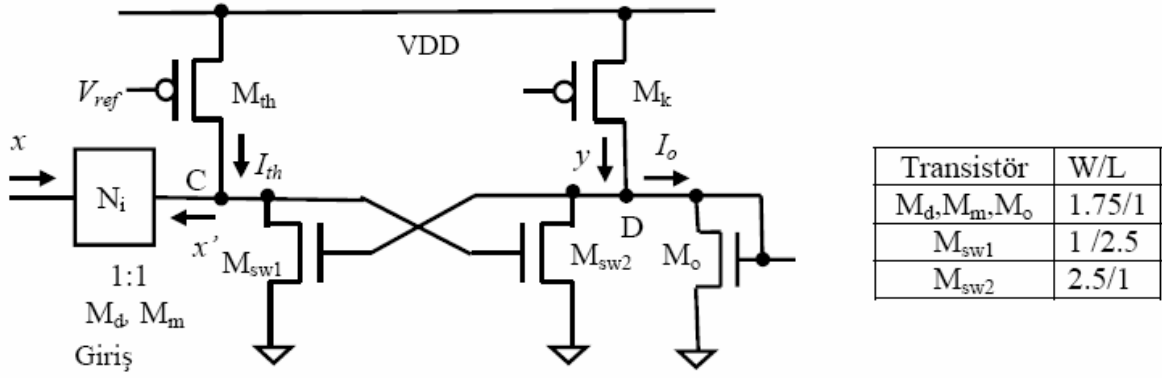
$$K = -\gamma_{o, Ni} // \gamma_{o, th} \quad (2.56)$$

Verilen (3)'te,  $r_{O, Ni}$  ve  $r_{O, th}$  sırasıyla, giriş akım aynası ve  $M_{th}$  transistörlerinin küçük işaret çıkış dirençlerini göstermektedir.  $K$  değeri yüksek giriş akım değerlerinde düşmekte ve evirici kazanç artırıcı devre kullanımını gerekli kılmaktadır. Düşük akım deerlerinde ise devre yavaş çalışma göstermektedir.  $M_{sw}$  transistörünün kaynak ve savak terminallerine ait parazitik kapasiteler de devre çıkış akımı üzerinde ileri yönde işaret geçişlerine sebep olmaktadır.

### 2.1.11 Önerilen Akım Karşılaştırma Devresi

Daha önce incelenen devre yapılarından farklı bir karşılaştırma devresi Şekil 2.27de verilmiştir.

Şekil 2. Yeni akım karşılatırma devresi. Devrenin temel özelliği, C ve D düğümlerindeki pozitif geri besleme nedeniyle D düğümüne ait gerilimin C noktasındaki değişime daha hızlı cevap vermesidir. Pozitif geribesleme nedeniyle  $M_{sw1}$  ve  $M_{sw2}$  transistörlerine ait boyutlar uygun seçilmelidir.



Şekil 2.27 Yen, akım karşılaştırma devresi

## 2.2 Akım Modlu Analog İşaret İşleme

İki akım girişi ve iki çeşit akım çıkışı bulunan yeni bir aktif eleman Akım Fark Taşıyıcı Yükselteç (CDTA) elemanı adıyla ileri sürülmektedir. Bu eleman bilinen iki elemanın, akım modu analog filtrelerin gerçekleştirilmesini kolaylaştırmak amacıyla, birleştirilmiş halidir, Akım Farkı Yükselteç (CDBA) ve İşlemsel Taşıyıcı Yükselteç (OTA). CDTA'nın basit sistem özellikleri ve bazı uygulamaları gösterilmiştir.

Birinci bölümde CDBA devre elemanı tanıtılmaktadır\*. CDBA elemanı, bir çift düşük empedans girişten akan akımları, Z terminalinden dıştaki yüke akan bir fark akımına çevirir. Daha sonra Z terminalindeki gerilim bir iç birleşik kazanç tamponu vasıtasıyla w düşük empedans terminaline kopyalanır. Akım girişleri, gerilim kaynağıyla sürülmüş empedansları birleştirerek oluşturulabilen giriş akımlarının basitçe toplanmasına izin verir. Böylece bu eleman özellikle gerilim modu filtrelerin sentezinde çok uygundur.

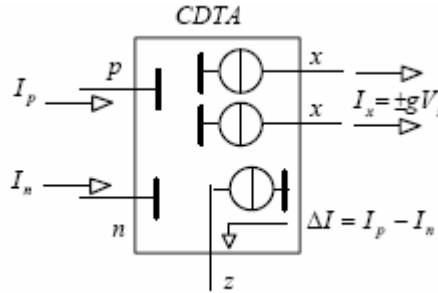
CDBA gerilim tamponunu, Z terminalinin gerilimi ile kontrol edilen bir akım kaynağı ile değiştirmek, sadece akım girişleri ve çıkışları olan bir devre elde etmemizi sağlar. En son bahsedilen kaynağın akımı, Z terminaline bağlı bir empedans üzerindeki gerilimin kopyası olacaktır. Bu empedansın makul derecede düşük bir empedans olarak seçilmesiyle, devredeki gerilim seviyeleri yeterli derecede düşük olacaktır. Böylece akım modunun en iyi haline ulaşmış oluruz.

\*C. Acar, S. Özoguz (1999), "A New Versatile Building Block: Current Differencing Buffered Amplifier", Microelectronics Journal 30, sayfa 157-160.

Yazı şöyle bir yapıya sahiptir: İkinci bölümde CDTA elemanının davranış modeli, basit akış diyagramları ile birlikte sunulmaktadır. Üçüncü bölüm akım modu filtre sentezine bir bakış ile birlikte CDTA elemanının bazı olası uygulamalarını göstermektedir. Dördüncü ve son bölüm öne sürülen CDTA elemanının bilgisayar simülasyonları ile ilgilenmektedir.

## II CDTA ve Modelleri\*

Şekil 1'de ideal bir CDTA elemanının basit bir modeli görülmektedir. CDBA'da olduğu gibi p ve n akım fark girişleri vardır. Bu akımların farkı z terminalinden bir dış yüke gider. z terminalindeki gerilim bir g taşıyıcısı tarafından akım çifti şeklinde x terminallerine aktarılır. Son kısımdaki eleman ise bildik OTA elemanıdır. Genelde taşıyıcı şekil 1 'de gösterilmeyen bir dış port tarafından elektronik olarak kontrol edilebilir.

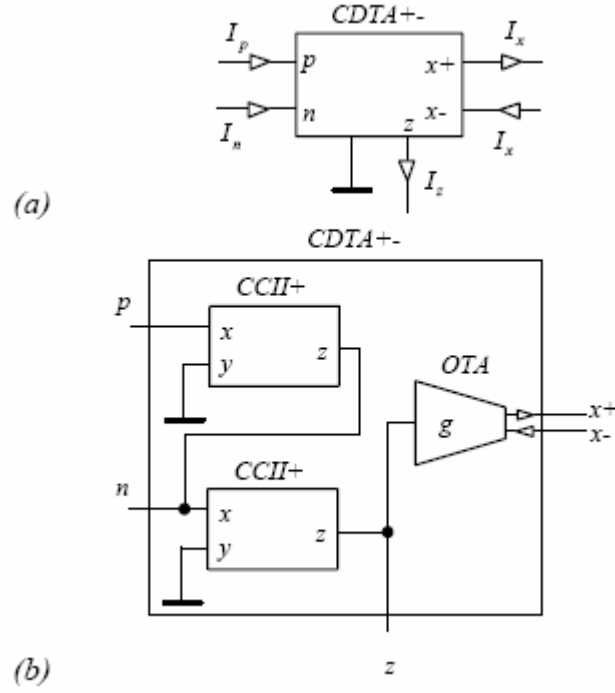


Şekil 2.27 CDTA elemanının davranış modeli.

Şekil 2.27'de gösterilen x terminallerindeki çıkış akımı çiftinin 3 farklı yönü olabilir: 1) İki de dışarı doğru akar. 2) Akımların yönü farklı olabilir. 3) İki akım da içeri CDTA elemanına doğru akar. Böylece CDTA++, CDTA+- ve CDTA-- elemanları oluşmuş olur.

Akım yönlerini şekil 2.28 'de olduğu gibi dışarı doğru + ve içeri doğru - olarak göstermek uygun olur.

\* D. Biolk, V. Biolková, "Modelling and Optimization of Active Filters by Hybrid VIVMMC"- graphs", Systems and Control, World Scientific, Electrical and Computer Engineering Series, 2000,sayfa. 381-386.

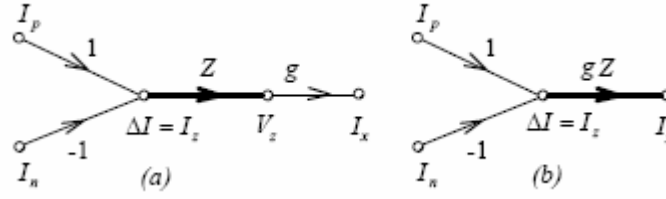


Şekil 2.28 (a) CDTA elemanının sembolü, (b) akım taşıyıcılar ve çift akım çıkışlı OTA elemanı ile gösterimi.

Şekil 2.28 (a)'da CDTA elemanı için öne sürülen sembol görülmektedir. Ayrıca Şekil 2(b)'de bilinen CCII+ ve OTA elemanları ile CDTA elemanının eşdeğeri verilmiştir.  $p$ ,  $n$ ,  $x$  ve  $z$  terminallerindeki gerilimleri  $V_p$ ,  $V_n$ ,  $V_x$  ve  $V_z$  olarak işaretlersek, CDTA+- elemanı için aşağıdaki denklemlere ulaşılmış oluruz.

$$\begin{pmatrix} I_z \\ I_{x+} \\ I_{x-} \\ V_p \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_z \\ V_{x+} \\ V_{x-} \\ I_p \\ I_n \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

Altta gösterildiği üzere, çoğu uygulamalarda  $z$  terminali bir ucu topraklanmış  $Z$  empedansı ile yüklenmiştir. Bu tarz devrelerin analizi ve sentezi için "IVI" (Akım-Gerilim-Akım) grafi denilen kullanışlı işaret akış diyagramları bulunmaktadır. Bu [2]'de anlatılan VIV graflarının bir benzeridir. Şekil 3(a)'da CDTA elemanının IVI grafi gösterilmiştir: fark akımı  $dI$ ,  $I_p$  ve  $I_n$  akımlarının farkı olarak üretilmektedir.  $Z$  empedansından geçen akım  $V_z$  geriliminin oluşmasına sebep olur. Bu gerilim taşıyıcı  $g$  yoluyla  $I_x$  akımına çevrilir. Öncelikle  $V_z$  gerilimini önemsemeden akım ilişkilerini gözlerken, aşağıda Şekil 3'teki basit akış diyagramını kullanabiliriz.



Şekil 2.29 (a) z terminalindeki bir topraklanmış yük ile beraber CDTA elemanın "IVI" grafi (b) Gerilim düğümüne atladıktan sonraki basitleştirilmiş graf.

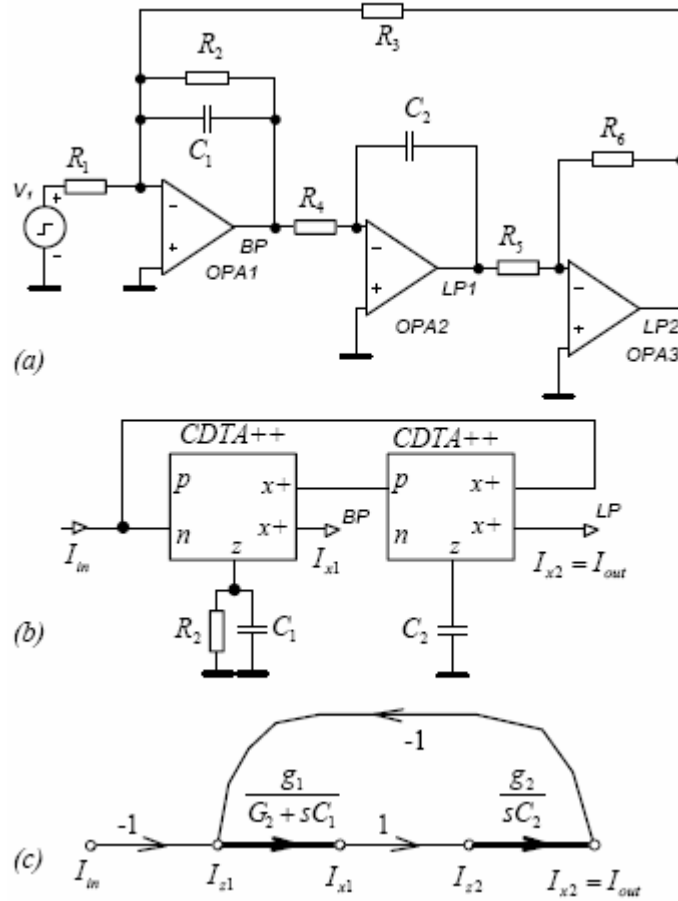
### 2.2.1 CDTA Elemanın Uygulamaları

Z terminaline bir ucu topraklanmış kapasite yada paralel kapasite ile direnç bağlamak, düşük empedans p ve n terminallerindeki giriş akımlarını direk olarak toplamaya imkan sağlayan, ideal yada kayıplı, eviren ve evirmeyen, entegre edici elemanı oluşmasını sağlar. Akım işaretlerini toplamak, basitçe uygun kabloların bağlanmasıyla yapılmaktadır. Olası akım bölme işlemi ise empedans bölücülerle gerçekleştirilmektedir. Bu yolla, çok sayıda bilindik biquadların işlemlerini simüle edebiliriz. CDTA elemanları aynı zamanda emetans çeviricilerinin sentezi için pasif merdiven filtrelerinin kurbağa sıçrayışı simülasyonları içinde oldukça uygundur. Devre topolojisine göre, taşıyıcılar vasıtasıyla filtre parametrelerinin elektronik kontrolünün çeşitli etkilerini elde edebiliriz.

### 2.2.2 Biquadratic Filtreler\*

Yaygın olarak bilinen Tow-Thomas biquad'ı Şekil 4(a)'te görülmektedir. İki CDTA elemanı vasıtasıyla yapılmış simülasyonu Şekil 4(b)'de gösterilmektedir. R1, R2 ve C1 elemanlarıyla birlikte OPA1, bir kayıplı integratör oluşturmaktadır. Akım modunda, bir CDTA, R2, C1 ve n terminalini süren giriş akımı ile tamamlanmaktadır. R1 ve R2 dirençleri, aynı işlevi gören g1 taşıyıcı elemanı ile değiştirilmiştir.

\* R. Schaumann, M. S. Ghausi, K. R. Laker, "Design of Analog Filters", Prentice Hall, 1990.



Şekil 2.30 (a) İkinci düzen Tow-Thomas filtresi, (b) iki CDTA elemanı ile gerçekleştirilmesi, (c) indirgenmiş "IVI" grafi

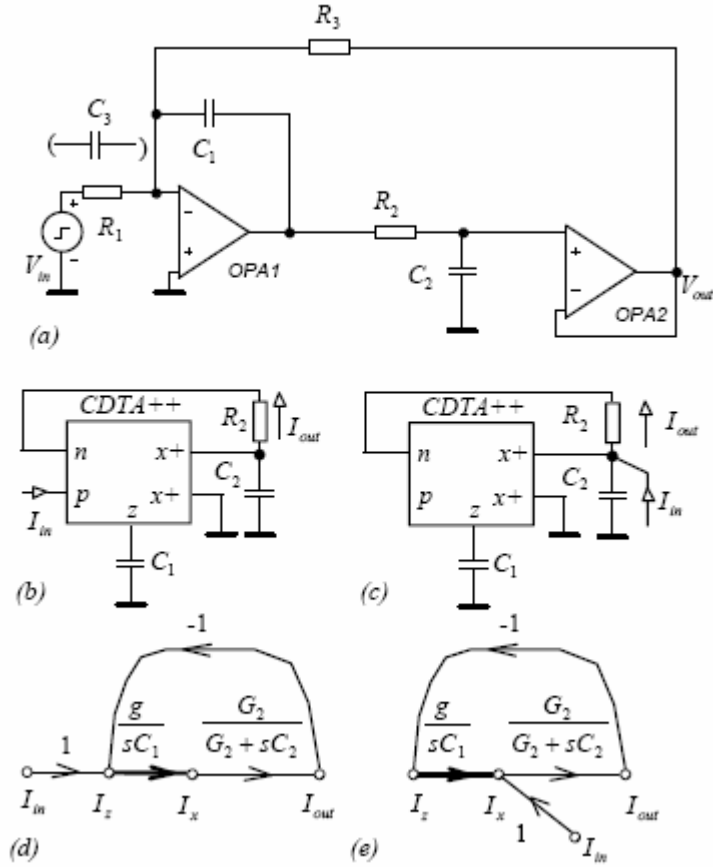
Aşağıdaki OPA2 ve OPA3 ile tasarlanmış integratör ve eviren yükseltici, tek bir CDTA elemanı ve bir  $C_2$  kapasite elemanı ile gerçekleştirilebilmektedir. Şekil 4'teki indirgenmiş "IVI" grafini değerlendirmek suretiyle, BG (akım  $I_{x1}$ ) ve AG'nin (akım  $I_{x2}$ ) transfer fonksiyonlarını ortaya koyabiliriz.  $\omega_o$  frekansı ve  $q$  kalite faktörü ise:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} R_2 \sqrt{g_1 g_2} \quad (2.58)$$

Evirmeyen biçimi ise giriş akımını  $p$  terminali yerine  $n$  terminaline uygulayarak elde edilebilir.

Şekil 2.31(a)'da ise aktif ve pasif integratörlerin birleşimi ile oluşmuş ikinci düzen AGF yada BGF'ler görülmektedir. Şekil 5(b)'deki akım modu AGF, Şekil (a)'daki OPA1'in çıkış gerilimini bölen  $R_2$ - $C_2$  gerilim bölücüsüne benzer şekilde,  $x$  terminalindeki akımı bölen  $R_2$ - $C_2$  akım bölücüsü ile pasif integratörü simüle etmektedir.





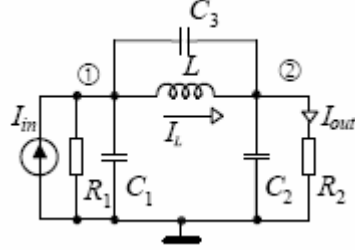
Şekil 2.31 (a) AGF ( $R_1$  ile) veya BGF ( $C_3$  ile) biquad, (c) CDTA tabanlı AGF, (c) CDTA tabanlı BGF, (d), (e) sırasıyla indirgenmiş "IVI" grafları.

BGF durumunda ( $R_1$  yerine  $C_3$ ), Şekil 5(a)'daki filtrenin giriş gerilimi,  $C_3/C_1$  kazancı ile OPA1'in çıkışına iletilmektedir. CDTA tabanlı filtrenin akım girişi  $p$  terminaline götürülemez (bu bir integrasyon olur). Bu akım basitçe  $x$  terminaline götürülür. Burada OTA'nın çıkış akımına eklenir. Şekil(e)'deki akış diyagramında gösterildiği gibi, bu durum  $C_3=C_1$  olduğunda karşımıza çıkar.  $\omega_0$  ve  $Q$  parametreleri artık aşağıdaki gibi olur.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g}{R_2 C_1 C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{R_1 g} \quad (2.59)$$

### 2.2.3 Pasif Merdiven Yapılarının CDTA Tabanlı Kurbağa Atlayışı Simülasyonu\*

Şekil 6(a)'da verilen merdiven filtre için, V1 ve V2 düğüm gerilimlerinin denklemlerini yazalım. İlk adımda C3 kapasitesi göz ardı edilecek:



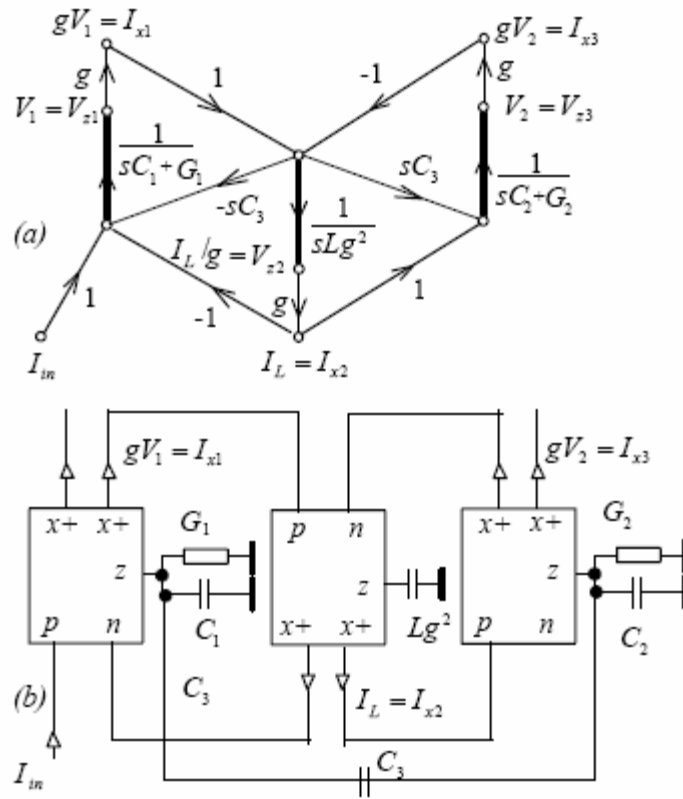
Şekil 2.32 Üçüncü düzen merdiven filtre.

g sembolü, düğüm gerilimlerini akıma dönüştürmek üzere, denklemlerde anlatılan bir dış taşıyıcıyı belirtmektedir. Bu akımlar g taşıyıcısı aracılığıyla terminal gerilimlerini akımlara dönüştüren, CDTA'lar tarafından oluşturulmaktadır.

Denklemler Şekil 7'deki "IVI" grafi tarafından modellenmiştir. Meydana gelen CDTA tabanlı filtre Şekil 7(b)'de görülmektedir. C3 kapasitesini ilave ederek transfer sıfırlarının oluşturulmasının basit bir yolu, akış diyagramı ve şemanın her ikisinde de gösterilmiştir.

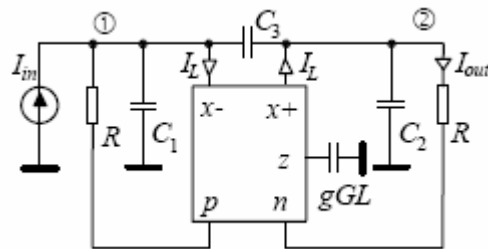
---

\* I. Lattenberg, K. Vrba, D. Biolek, "Bipolar Current Differencing Buffered Amplifiers and its Application", IASTED-SIP2001 Int. Conference, Honolulu, Hawaii, pp. 376-379.



Şekil 2.33 (a) "IVI" filtre akış grafi, denklemlere uygun şekilde, (b) sentezlenmiş filtre.

Simetrik olarak sonlandırılmış bir merdiven filtre için ( $R_1=R_2=R_3$ ), CDTA+- elemanı Şekil 8'de gösterildiği şekilde, daha basit bir çözüm ortaya koyabilir. Dirençli akım bölücüler uygulayarak, bu yaklaşım aynı zamanda simetrik olmayan sonlandırılmaların gerçekleşmesi için de kullanılabilir.



Şekil 2.34 Merdiven filtrenin simetrik sonlandırılmalı ekonomik simülasyonu.

### 2.2.4 CDTA Temelli Empedans Çeviriciler

OTA elemanları kullanılarak empedans çeviriciler gerçekleştirilebilir. Şekil 2.35 benzer prensipte bir devre gösterilmiştir. Giriş empedansının empedansı için bilinen bir formül aşağıda gösterilmiştir.

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_1}{1 + g_1 g_2 Z_1 Z} \xrightarrow{Z_1 \rightarrow \infty} \frac{1}{g_1 g_2 Z}$$

Şekil 2.35 (a) İki CDTA'lı empedans çevirici (b) „IVI“ grafi

### 2.2.5 MMI Monolitik Mikrodalga Tümüleşik Devre Aktif Filtre Yapısı

Kümeleme ve çaprazlama tekniğine dayanan yeni GaAs Monolitik Mikrodalga Tümüleşik Devre (MMIC) aktif filtre yapısı, X-Bandı üzerinde çalışması için kurulmuştur\*. Bu yeni yapı, bant kenar reddini artırmak amacıyla, filtrenin çaprazlama elemanı olarak, bir ayarlı yükseltici ihtiva eder. 2-dB band geçirme dalgacığı ile 7.5 GHz'e merkezlenmiş ve band kenarlarından 1 GHz'e kadar 30-dB reddebilen bir band geçiren filtrenin tasarım örneğı, bilgisayar simülasyonları ve planları ile sunulmaktadır. Simüle edilmiş sonuçlar geleneksel kümeleme ve çaprazlama tekniğine oranla çok daha iyi bir performans sağladığını göstermektedir.

Monolitik Mikrodalga Tümüleşik Devreler (MMIC) tekniğini de yüklenmiş hafif mobil haberleşme cihazlarının yüksek tümleşikliği için artan talep, küçük sistemlerin uygulanmasında acil bir gereklilik üretmiştir. Mobil haberleşme cihazlarının çeşitli uygulama alanlarına (uydu, telefon, uzaktan ölçüm, kablosuz ağ, kablosuz multimedya vb)

bütünleştirme nedenlerinden bağımsız olarak, ana problemlerden biri düşük Q bobinlerin dezavantajından dolayı filtre tasarımı olmalıdır. Bundan dolayı mikrodalga frekans düzeyinde

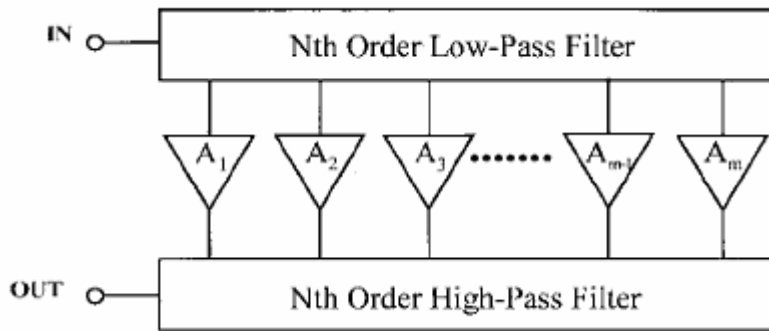
\* R. Schaumann, M. S. Ghauri, K. R. Laker, "Design of Analog Filters", Prentice Hall, 1990.

GaAs MMIC teknoloji aktif filtrelerin gerçekleştirilmesi oldukça istenilir bir durumdur. Böylece düşük Q bobinlerin kayıpları aktif cihaz topolojilerinin uygun olarak düzenlenmesiyle yok edilebilir.

Son günlerde aktif filtre tasarımında GaAs MMIC teknolojisinin geliştirilmesi, aşağıdaki dört ana kategorideki teknolojik benzerliklere göre, aktif filtrelerin geliştirilmesi açısından sınıflandırmaya izin vermektedir.

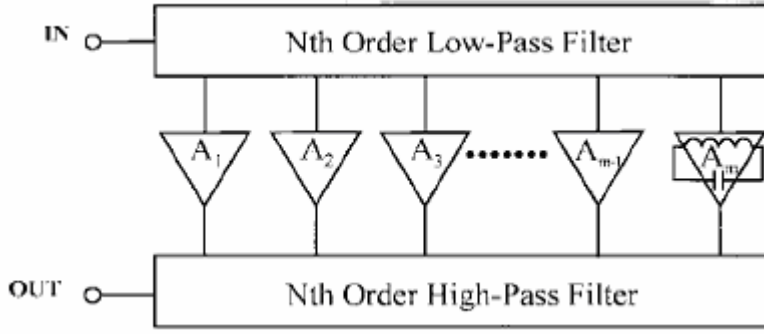
- 1)Negatif Direnç
- 2)İşlemsel Yükselteç
- 3)Ön-Eviren
- 4)Çaprazlama/Yineleme

Kümeleme ve çaprazlama\* tekniğine dayanan basit bir filtre yapısı ile tasarlanmış yeni bir X-band bant geçiren filtrenin bilgisayar simülasyon sonuçları ve planları sunulmakta ayrıca çaprazlama elemanını gerçekleştirmek amacıyla bir de ayarlı yükseltici içermektedir. Çaprazlama elemanındaki bu ayarlı yükseltici sadece geleneksel çaprazlama filtrenin çaprazlama kazancını yerine getirmek ile kalmıyor, ayrıca düşük ve yüksek frekansları filtreleyerek yapıdaki kümeleme elemanlarının sayısını azaltıyor.



Şekil 2.36 Geleneksel mikrodalga kümeleme ve çaprazlama filtre yapısı

\* M. J. Schindler and Y. Tajima (1989), "A novel MMIC active filter with lumped and transversal elements," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., sayı. 37, sayfa 2148–2153



Şekil 2.37 Yeni mikrodalga kümeleme ve ayarlı çaprazlama filtre yapısı

## II. Yeni Devre Yapısı\*

Yüksek frekans monolitik mikrodalga çaprazlama filtreler genellikle önemli sınırlamaları vardır, çok yer kaplayan rezonans elemanları ve yüksek kazançlı işlemsel yükselteçlere olan ihtiyaç. Kümeleme elemanına sahip tipik bir bant geçiren filtre yapısı şekil 1'de gösterilmiştir, burada N'inci düzen Chebycheff alçak geçiren/yüksek geçiren filtre, çaprazlama elemanları  $A_i$  ( $i = 1, \dots, m$ ) sabittir.

Filtreleme yanıtını elde etmek için rezonans devresine sahip bir çaprazlama elemanını, bir çaprazlama tekniği ve ana işaret yolundaki ayarlı yükselticinin kombinasyonu değerlendirir. Şekil 2.37'deki geleneksel çaprazlama filtre yapısında karmaşık konjuge kök çiftlerinin sayısı her zaman çift sayıdır, aynı zamanda bu sayı şekil 2'deki yeni filtre yapısında ayarlı yükselticinin bir çift kompleks konjuge kökünün katılımıyla tek sayıya dönüşür. Öte yandan bu filtre topolojisi iletme sıfırlarını gerçekleştirmektedir ve bu yeni özellik yeni öne sürülen filtre ve geleneksel tüm kökleri kümeleme ve çaprazlama olan filtre arasındaki farkları belirginleştirmektedir ve aynı zamanda ilave bir kademe özgürlük sağlamaktadır.

Bu MOSFET ayarlı yükseltici, şekil 3'teki filtre yapısında kullanılmak üzere öne sürülmüştür. Bu yapı çaprazlama elemanının gereksinimlerini karşılayabilmek açısından, iki ucundan da 50-ohmluk sonlandırmaya eş değer olmalıdır, değerler aşağıda verilmiştir.

---

\* Kam Weng Tam, Pedro Vitor, Rui P. Martins (1998), IEEE transactionson circuits and systems-II:Analog and Digital Signa Processing, Vol. 45, NO. 5

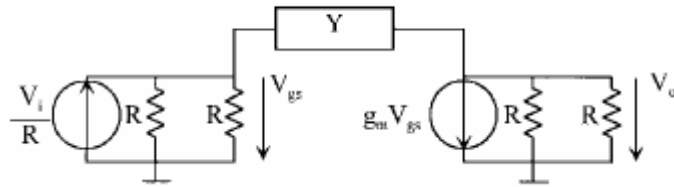
$$R = 50\Omega$$

$$Y = sC + \frac{1}{sL} \quad (2.60)$$

$g_m = \text{transconductance}$

Yukarıdaki devrenin gerilim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi verilir

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{4 + Rg_m} \left[ \frac{s^2 LC - sLg_m + 1}{s^2 LC + s \frac{4L}{R(4 + Rg_m)} + 1} \right] \quad (2.61)$$



Şekil 2.38 Ayarlı yükselteç devresinin ideal eşdeğeri.

ve yukarıdaki ayarlı yükseltecin S-parametre eşdeğeri aşağıdaki gibi verilir -->

$$S_{21} = \frac{2}{4 + Rg_m} \left[ \frac{s^2 LC - sLg_m + 1}{s^2 LC + s \frac{4L}{R(4 + Rg_m)} + 1} \right] \quad (2.62)$$

bu aynı zamanda aşağıdaki gibi de yazılabilir -->

$$S_{21} = \frac{2}{4 + Rg_m} \left[ \frac{\frac{s^2}{\omega_Z^2} - \frac{s}{\omega_Z Q_Z} + 1}{\frac{s^2}{\omega_P^2} - \frac{s}{\omega_P Q_P} + 1} \right] \quad (2.63)$$

ve bu formülde

$$\omega_Z = \omega_P = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.64)$$

$$Q_Z = \frac{1}{g_m} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.65)$$

$$Q_P = \frac{R(4 + Rg_m)}{4} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.66)$$

dir.

Bu ayarlı yükselteçte frekans cevabı,  $Q_p/Q_z > 1$  tipinde band geçiren ve  $Q_p/Q_z < 1$  tipinde band söndüren gibi olur. Yukarıda belirtildiği gibi iletim sıfırlarının eklenmesi, eliptik olanlarda olduğu gibi, Chebychev yaklaşımları yada sadece çaprazlamayla karşılaştırarak bant geçiren filtrenin daha düzgün yaklaşımlarını tasarlama olanağı sağlar. Aynı zamanda tanıtılan bu rezonans devresi diğer çaprazlama elemanları için geribesleme ağının bir parçası olarak davranır. Bu nedenle bu çaprazlama sıfır/kutup fonksiyonunun tanıtımı, tamamlanmış filtreye düzgün sıfırlar ekleyerek, filtre cevabının keskinleşmesini sağlar. Yeni yapının bu özelliği, çaprazlama filtrelerin tasarımında en yüksek öneme sahiptir çünkü geleneksel çaprazlama filtrelerle elde edilmesi imkansız bir filtre cevabını tanımlamaktadır.



### 3. SİSTEMİN GENEL TANIMI

Ses Kayıt Kontrol Sistemi yapılan telefon görüşmelerini kayıt altına almak için tasarlanmıştır. Ses Kayıt Kontrol Sistemi kaset çalarların sterio kayıt yönteminden yararlanarak bir kaset üzerine aynı anda dört telefon hattının kayıt edilmesini sağlar. Ayrıca telefon görüşmesi başladığında kayda başlama yöntemi ile ses kayıt maliyetleri olabildiğince azaltılmaya çalışılmıştır. Kayıt sırasında kasetin dönme hızı kontrol edilerek bir kaset üzerine yapılabilecek kayıt süresi arttırılabilir.

Ses Kayıt Kontrol Sistemi özellikle finans kuruluşlarında, çağrı merkezlerinde, acil çağrı merkezlerinde kullanılabilir, ayrıca toptan satış merkezlerinde ve kamu güvenliği sağlayan kuruluşlarda da (İtfaiye, Polis, vs..) kullanılabilir.

#### 3.1 Gerçekleştirilen Sistemin Genel Özellikleri

Tezin amacı; telefon hattı açıldığı zaman kayda başlayan, dört telefon hattını bir kaset üzerine kayıt edebilen ses kayıt kontrol sistemi tasarımı.

##### 3.1.1 Tasarımın genel özellikleri

230 V-150 V AC Besleme girişi

SMPS güç devresi ile geniş güç giriş seviyesi kompanzasyonu ve tam regüleli 24V , 12V, 5V DC çıkış gerilimi

24V Akü besleme devresi

4 Telefon hattı girişi

Telefon hat gerilim seviyesine bağlı otomatik kayda girme

Silme, çalma ve kayıt kontrolleri.

Mikro denetleyici kontrollü ön panel

LCD ekran üzerinde çalışma durumunu gösterme

Ses seviyesini açma ve kapatma kontrolü

Otomatik ya da manuel kayıt başlatma kontrolü

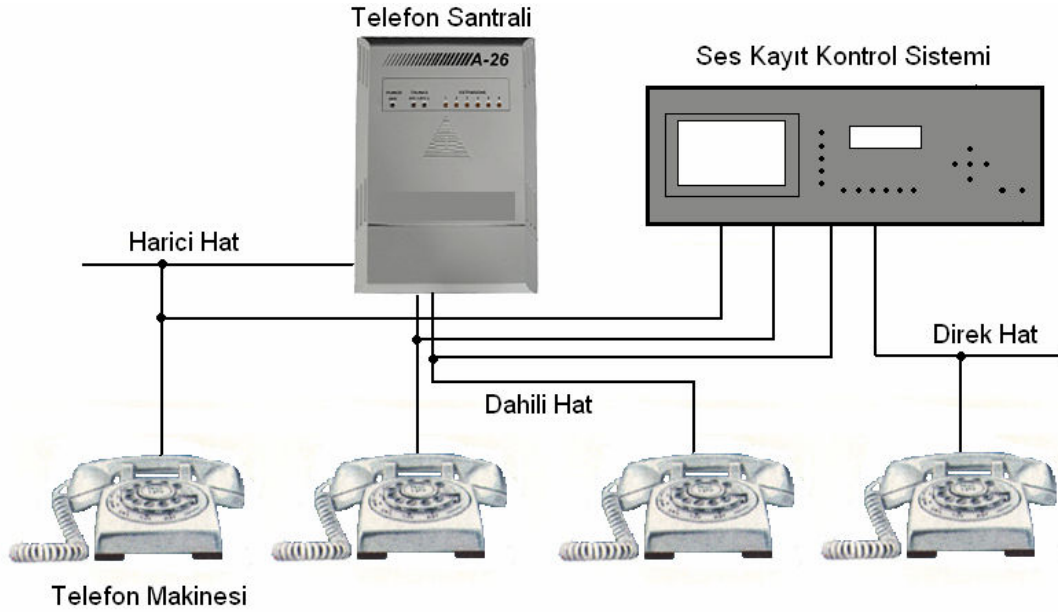
Hızlı ileri sarma ve hızlı geri sarma özelliği ile kayıtlar arasında kolay geçiş sağlama

Dinleme sırasında kanal seçimi yapabilme

Canlı dinleme özelliği ile iki kişinin konuşmasını anlık dinleyebilme.

Düşük maliyetli tasarım

### 3.2 Sistemin Kurulumu



Şekil 3.1 Sistem bağlantı şekli

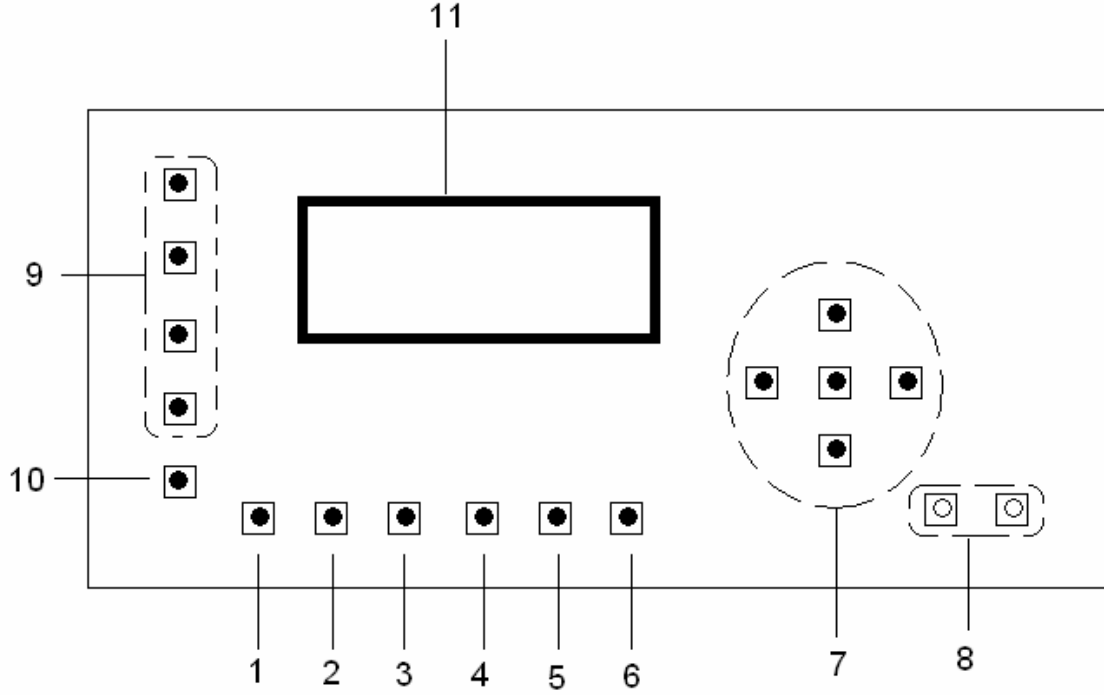
Ses Kayıt Kontrol Sistemi Şekil3.1’de gösterildiği gibi telefon hatlarına paralel olarak bağlanır. 12 VDC üzerindeki gerilim ile çalışan santrallerin iç hatlarına, gerilim seviyesini 12 VDC ve altına düşürecek kadar akım çekebilen santrallerin dış hatlarına ve direk telefon makinesine bağlanabilir. Bağlantılar iki tel ile yapılır. Bu iki telin yönü önemli değildir. Eğer santralin iç hatlarına bağlanıyorsa, yapılan kaydın gürültülü olmaması için Ses Kayıt Kontrol Sistemi ve santral aynı toprağa bağlanmalıdır. Eğer santralin dış hatlarına bağlanıyorsa, santralin ve Ses Kayıt Kontrol Sisteminin aynı toprağa bağlı olması şart değildir. Ses Kayıt Kontrol Sistemi düzgün topraklanmış bir şehir şebeke gerilimi ile beslenmelidir. Ses Kayıt Kontrol Sisteminin kurulu olduğu ortam nemsiz ve kuru olmalıdır, Çalışma ortamı oda sıcaklığında tutulmalıdır.

**NOT:** Ses Kayıt Kontrol sisteminde içerisinde kullanılan yarı iletken malzemeler, ve diğer pasif malzemeler manyetik alandan olumsuz yönde etkilenebilir. Özellikle manyetik kayıt

ortamı olan kaset manyetik alanlara karşı oldukça hassastır, bu sebeplerden dolayı, Ses Kayıt Kontrol Sistemi mümkün olduğunca manyetik ortamdan uzak bir yere monte edilmelidir.

### 3.3 Cihazın Kullanımı

#### 3.3.1 Tuşların Anlam ve İşlevleri



Şekil 3.2 Cihaz ön paneli

1-Kayıt Tuşu:

Kaydın başlatılması için kullanılır.

2-Çalma Tuşu:

Yapılmış olan kaydın çalınması için kullanılır.

3-İleri Sarma Tuşu:

Kayıtlar arasında hızlı dolaşabilmek için kaseti hızlı bir biçimde ileri sarmak için kullanılır.

4-Geri Sarma Tuşu:

Kayıtlar arasında hızlı dolaşabilmek için kaseti hızlı bir biçimde geri sarmak için kullanılır.

#### 5-Bekletme Tuşu:

Kayıt dinleme ya da kaset kayıt sırasında işlemin beklemeye alınması için kullanılır.

#### 6-Durdurma Tuşu:

Kayıt dinleme ya da kaset kayıt sırasında işlemin durdurmak için kullanılır.

#### 7- Menü Tuşları:

Bu tuşlar daha sonraki kullanımlar için boş bırakılmıştır.

#### 8- Ses Açma\Kapama Tuşları:

Bu tuşlar ile dinlenen sesin seviyesi ayarlanabilir.

#### 9- Kanal Seçme Tuşarı:

Bu tuşlar kullanılarak kayıt edilen telefon hattı seçilerek sesi dinlenilebilir.

#### 10- Otomatik\Manuel Seçme Tuşu:

Bu tuş kullanılarak kayıt modunun otomatik ya da manuel olacağı seçilir. Eğer belirteç yanıyorsa kayıt otomatik başlar, yanmıyorsa manuel olarak başlatılmalıdır.

#### 11- LCD Ekran:

LCD ekran üzerinde cihazın çalışma durumu takip edilebilir.

### **3.3.1.1 Kayıt Başlatma**

Cihazda iki tür kayıt başlatma yöntemi vardır; otomatik kayıt başlatma yöntemi ve manuel kayıt başlatma yöntemi. Kayıt işlemi için, otomatik\manuel seçme tuşu yardımı ile bu yöntemlerden birini seçilmelidir.

Manuel kayıt modunda, “REC” butonuna basılarak kayıt başlatılır; otomatik kayıt modunda ise hat voltajına bağlı olarak kayıtlar otomatik başlatılır. Telefon çatal altı kontağı açıldığı zaman hattan belirli miktar akım çeker, bu çekilen akıma bağlı olarak hat gerilimi belli seviyenin altına düşer, bundan faydalanılarak cihaz kayıt durumuna geçirilir.

### **3.3.1.2 Kayıt Dinleme**

Yapılan kayıtların dinlenilebilmesi için öncelikle kanal seçme butonu yardımı ile dinlenilmek istenilen kanal seçilmelidir. Ardından play butonuna basılarak yapılan kayıtların dinlenilmesi

sağlanılabilir.

### **3.3.1.3 İleri Sarma**

Kaseti ileri sarmak için “FFWD” butonuna basılmalıdır.

### **3.3.1.4 Geri Sarma**

Kaseti geri sarmak için “REV” butonuna basılmalıdır.

### **3.3.1.5 Kayıt ve Dinlemenin Durdurulması**

Mevcut işlemi durdurabilmek için (kayıt, dinleme, ileri sarma, geri sarma) “STOP” butonuna basılmalıdır.

### **3.3.1.6 Canlı Dinleme**

İki kişinin görüşmesini Ses Kayıt Kontrol Sisteminden canlı olarak dinlemek için kanal seçme tuşlarından kanuşmanın yapıldığı kanala ait tuşa basılmalıdır.

### **3.3.1.7 Ses Açma/Kapama**

Yapılan görüşmeler dinlenilirken ses açma kapama düğmeleri kullanarak, sesin seviyesi ayarlanılabilir.

#### **4. GERÇEKLEŞTİRİLEN SİSTEMİN DONANIMI**

Ses Kayıt Kontrol Sistemi; telefon hatlarından gelen ses sinyalini modüle edip bir kaset üzerine saklama işlemi için gerçekleştirilmiştir.

Ses Kayıt Kontrol Sistemi, elektrik kesintilerinden ve şehir şebeke gerilimindeki dalgalanmalardan mümkün olduğunca etkilenmeyecek şekilde tasarlanmış olmalıdır. Bu sebeple sisteme, 24V akü şarj devresi ve yüksek giriş gerilim kompanzasyonuna sahip bir SMPS güç kaynağı eklenmiştir.

Kasete kayıt edilecek olan sinyalin hattan alındığı gibi kayıt edilmesi mümkün değildir, ayrıca sistem telefon hattından kaynaklanacak problemlere karşı da izole edilmiş olmalıdır. Bu sebeple, sistemin girişine telefon hattı ile uyumu sağlayacak ve sistemi telefon hattından izole edecek bir sistem eklenmiştir.

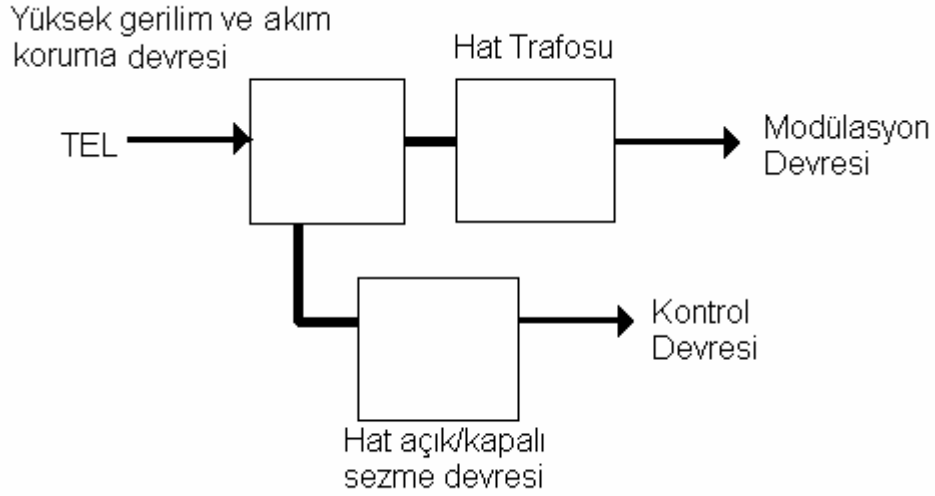
Ses Kayıt Kontrol Sistemi kolay kontrol edilebilir ve anlaşılır olmalıdır. Kullanımının kolaylaştırabilmek için mikrodenetleyici kontrollü bir kontrol paneli tasarlanmış ve sisteme eklenmiştir.

##### **4.1 Donanımın Blok Diyagramlar Halinde Açıklaması**

Sistem genel olarak üç ana bölümden oluşmaktadır:

- Hat devreleri
- Modülasyon ve kaset kayıt devresi
- Mikrodenetleyicili sistem kontrol devresi

#### 4.1.1 Hat Devresi



Şekil 4.1 Hat giriş devresi blok diyagramı

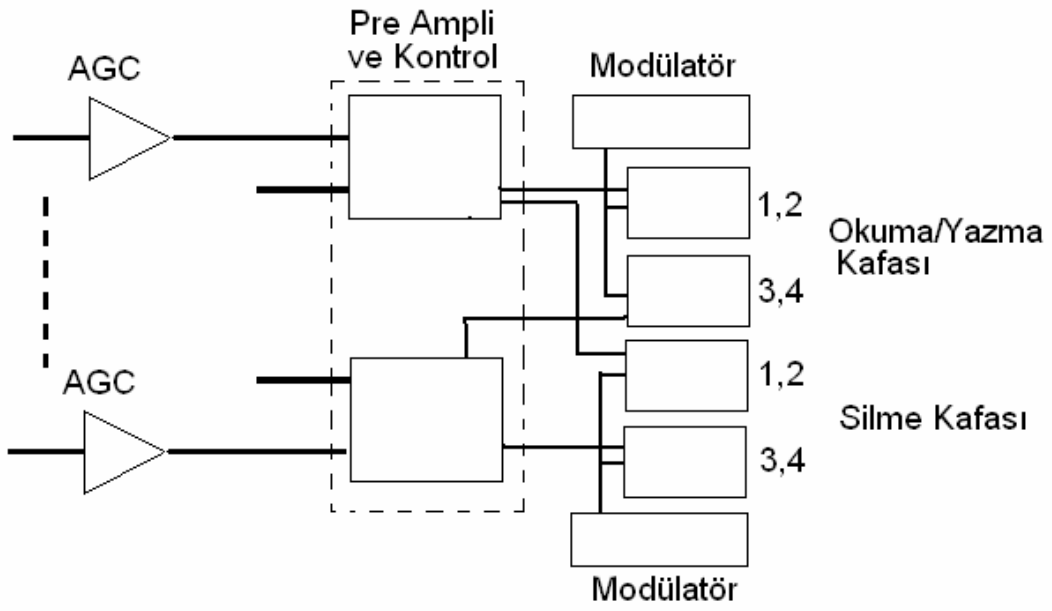
**Yüksek Gerilim ve Akım Koruma Devresi:** Dış ortamdan gelen işaret dış çevrenin etkisiyle standartların dışına çıkar. Yıldırım, kısadevre vs, gibi standart dışı etkiler Ses Kayıt Kontrol Sisteminin bozulmasına neden olabilir, bu sebeple PTC ve NTC elemanları ile koruma sağlanmıştır.

**Hat Trafosu:** Hat trafosu Ses Kayıt Kontrol Sisteminin telefon hattından izole edilmesini sağlamak için kullanılmıştır, hat trafosu telefon hattı ile sistemin referanslarının birbiri ile aynı olması gerekliliğini ortadan kaldırır.

**Hat Açık/Kapalı Sezme Devresi:** Bu devre sayesinde sistem telefon hattının açık ya da kapalı olduğunu sezip, durumu kontrol devresine bildirir, kontrol devresi buradan gelecek olan bilgileri değerlendirip sistemin kayıda girip girmeyeceğini belirler.

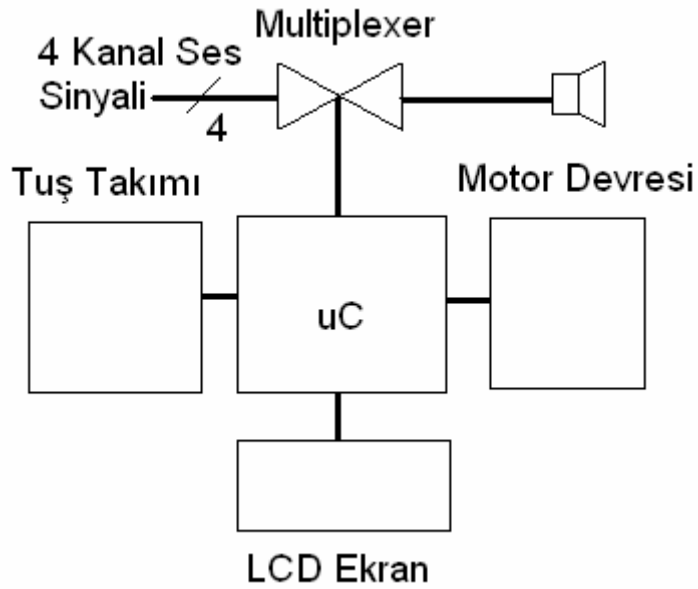
#### 4.1.2 Modülasyon ve Kaset Kayıt Devresi

Hat devresinden gelen sinyal AGC devresinden geçirilerek dengeli hale getirilir. Ön kuvvetlendirici ve kontrol katmanında elektriksel sinyal kuvvetlendirilir. Modülatör katmanında sinyal 17KHz sinyal ile modüle edilir ve kontrol katmanından gelen kontrol sinyaline bağlı okuma yazma ya da silme işlemi yapılır.



Şekil 4.2 Modülasyon ve kaset kayıt devresi blok diyagramı

#### 4.1.3 Mikrodenetleyicili Sistem Kontrol Devresi



Şekil 4.3 Mikrodenetleyicili sistem kontrol devresi

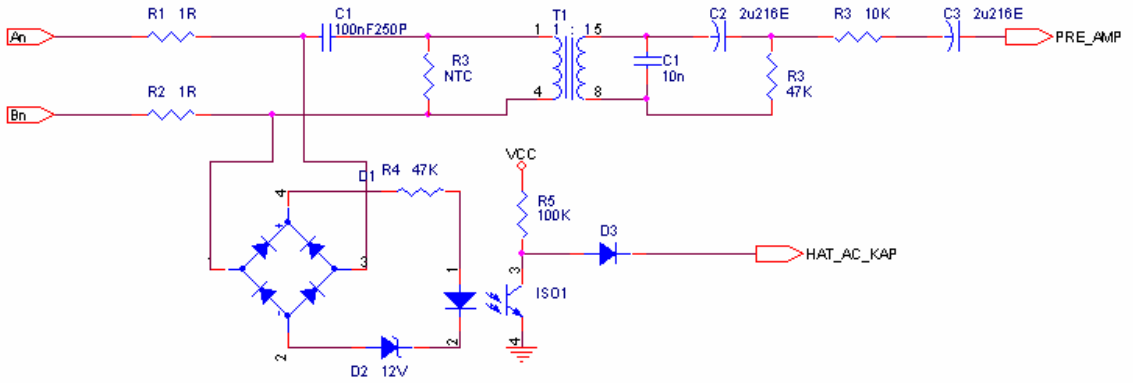
Mikrodenetleyicili sistem kontrol devresi, kullanıcıların sistemi rahatlıkla kullanabilmesi için tasarlanmıştır. Katman; mikrodenetleyici, tuş takımı, motor devresi, LCD ekran ve Çoklayıcı bölümlerinden oluşur. LCD ekran ile kullanıcıların, o an yapılan işlemi takip edebilmesi



amaçlanmıştır. Tuş takımı kullanıcıların sistemi programlayabilmesi ve kontrol edebilmesi için ergonomik bir tasarımla ön panele yerleştirilmiştir. Motor devresi; ileri sarma, geri sarma, çalma, durdurma işlemlerinin mikrodenetleyici kontrolünde olmasını sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Çoklayıcı; telefon hatlarından gelen sinyalin, ya da çalma sırasında kasetten gelen sinyalin kanalının seçilip hoparlörden kullanıcının dinleyebilmesini sağlayabilmek için tasarlanmıştır.

## 4.2 Donanımın Şemalar Halinde Açıklaması

### 4.2.1 Hat Devresi

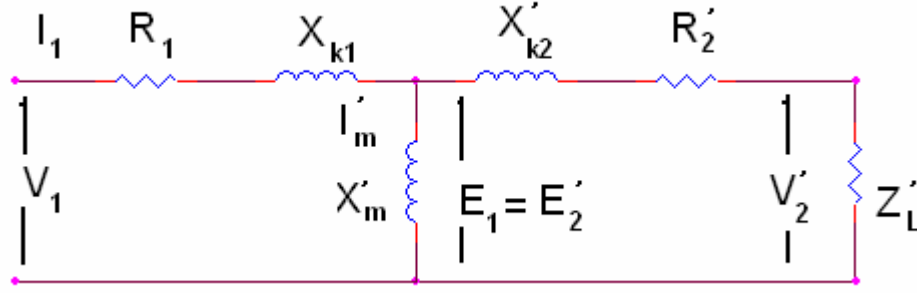


Şekil 4.4 Hat devresi şeması

Devrede R1 ve R2 PTC elemanları devre koruma elemanı olarak kullanılmıştır. Köprü diyot üzerinden geçirilen sinyal opto izolatöre bağlanmıştır. R4 direnci opto izolatör üzerinden akacak akımı sınırlandırmak için kullanılmıştır. Hat kapalı iken hatta bulunan 52 V gerilim 12 V zener üzerinden geçer. Opto izolatörün LED'i üzerinde  $V=52V-12V$  gerilim oluşur, bu gerilim sayesinde transistör iletime geçer "HAT\_AC\_KAP" noktasında 0V gerilim oluşur bu da mikro denetleyici tarafından hat kapalı olarak değerlendirilir. Hat gerilimi optoizolatörün LED'i iletime geçemeyecek kadar düştüğünde, "HAT\_AC\_KAP" noktasında 5V gerilim olacaktır ve bu da mikro denetleyici tarafından hat açık olarak değerlendirilir. "HAT\_AC\_KAPA" bağlantı noktası tüm hatlarda aynı düğüme bağlıdır. D3 diyotu herhangi bir hat açıldığında düğümde oluşacak +5V gerilimin opto transistörün toprağı ile kısa devre olmaması için kullanılmıştır.

DC gerilimin trafo üzerinde kısa devreye sebep olur, C1 kapasite elemanı DC gerilime karşı açık devre davranarak DC gerilimin trafo tarafına ulaşmasını sağlar.

#### 4.2.1.1 Hat Trafosu



Şekil 4.5 Hat trafosu eşdeğer devre şeması

Transformatör eşdeğer devresi devrenin çalışma şekli analiz edilmesi gerektiğinde çok kullanışlıdır. Transformatörler genellikle “T” tipi modelleme ile modellendirilirler.

Şekil ?? de 1:1 ses izolasyon trafosunun modellemesi görülmektedir.

- R1,R2 birincil(primary) ve ikincil(Secondary) sarım dirençleridir. Genel olarak 50-100 ohm arasında olurlar, eşit olmaları çok önemli değildir.
- Xk1,Xk2 birincil(primary) ve ikincil(secondary) sızma endüktansından kaynaklı empedanstır. 5mH civarında bir değere sahiptir.
- Xm ortak empedansdır. 2H civarında bir değere sahiptir.

Bu model haberleşme devrelerinde kullanılan 1:1 ses izolasyon transformatörlerinde kullanılır.

Devrede değişkenler efektif büyüklüklerle ve endüktanslar da, transformatörün çalışma freknsında reaktanslarla gösterilmiştir. Transformatörün primer sargı kaçak reaktansı

$$X_{k1} = 2\pi f L_{k1} = L_{k1} \omega \quad (3.1)$$

şeklinde yazılabilir. Enerji akış yönünü belirtmek üzere N1 sargısı primer, N2 sargısı sekonder olarak alınmıştır.Devrenin analizi, değişkenleri ve parametreleri transformatörün bir tarafından diğer tarafına

$$E'_2 = \frac{N_1}{N_2} E_2 = E_1 \quad (3.2)$$

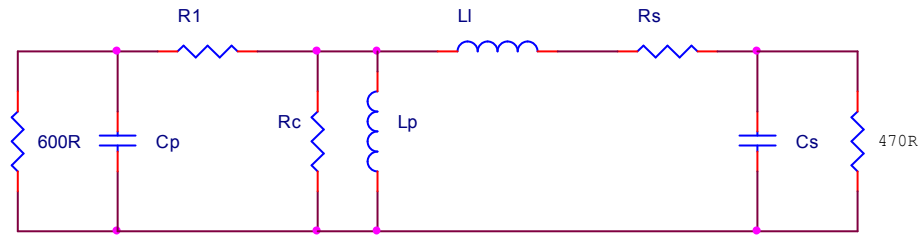
$$V'_2 = \frac{N_1}{N_2} V_2 \quad (3.3)$$

$$I'_2 = \frac{N_1}{N_2} I_2 \quad (3.4)$$

$$Z'_L = \left[ \frac{N_1}{N_2} \right]^2 Z_L \quad (3.5)$$

$$X'_{k2} = \left[ \frac{N_1}{N_2} \right]^2 X_{k2} \quad (3.6)$$

$$R'_2 = \left[ \frac{N_1}{N_2} \right]^2 R_2 \quad (3.7)$$



Şekil 4.6 Hat trafosu eşdeğer devre şeması

Eğer daha hassas bir çalışma gerekiyorsa transformatör için Şekil5.6 de görülen modelleme kullanılabilir.

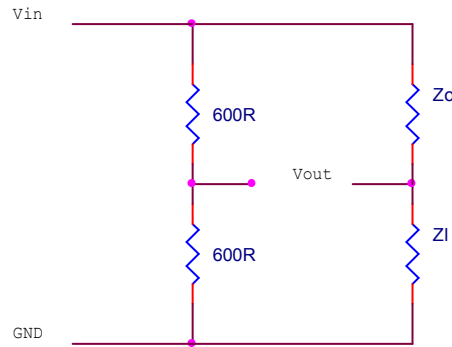
Midcom 671-8005 transformatör modeli aşağıdaki parametrelere sahiptir.

Cp:Giriş Kapasitesi 150pF

R <sub>p</sub> :Giriş DC direnci	108R
L <sub>p</sub> :Giriş sızma endüktansı	0.224H
R <sub>c</sub> :Merkez kayıp direnci	18K
L <sub>l</sub> :Çıkış sızma endüktansı	5.38mH
R <sub>s</sub> :Çıkış DC direnci	120R
C <sub>s</sub> :Çıkış kapasitesi	180pF

Model Silicon Systems K-series Modem Design Manuel-1992 den alınmıştır.

#### 4.2.1.2 Hat Devresi Geri Dönüş Kaybı Hesaplaması



Şekil 4.7 Hat devresi eşdeğer devre şeması

Dönüş kaybı hat terminasyon empedansı ve hat empedansının karşılaştırılması ile bulunabilir.

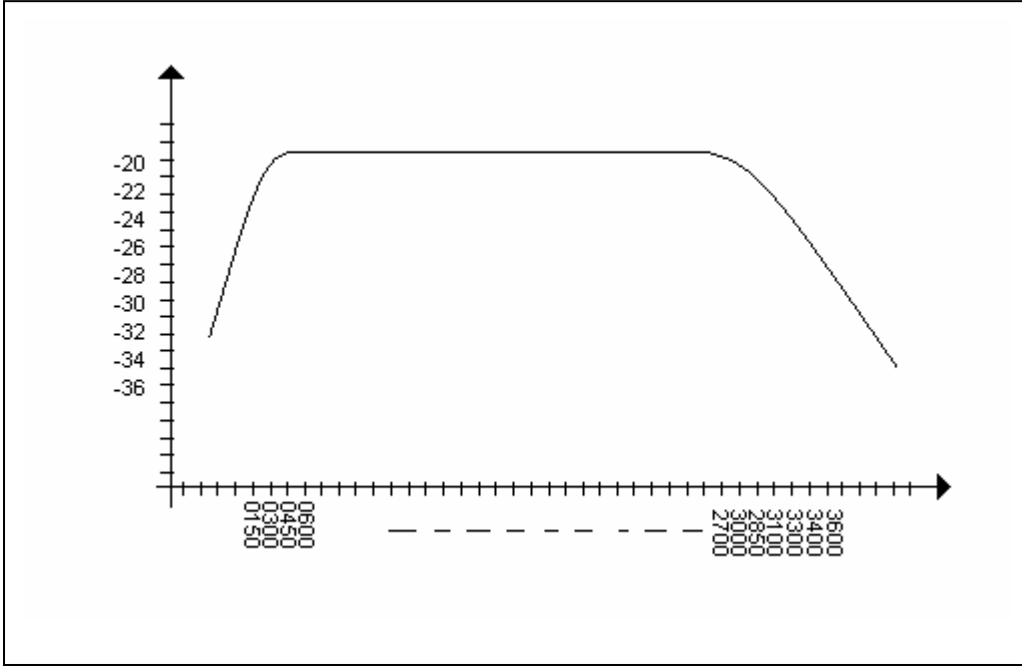
Hat empedansı  $Z_o$  olarak , terminasyon empedansı  $Z_l$  olarak simgelenirse dönüş kaybı:

$$RL = 20 \log \times \left( \frac{(Z_l - Z_o)}{(Z_l + Z_o)} \right) \quad (3.8)$$

Olarak bulunabilir.

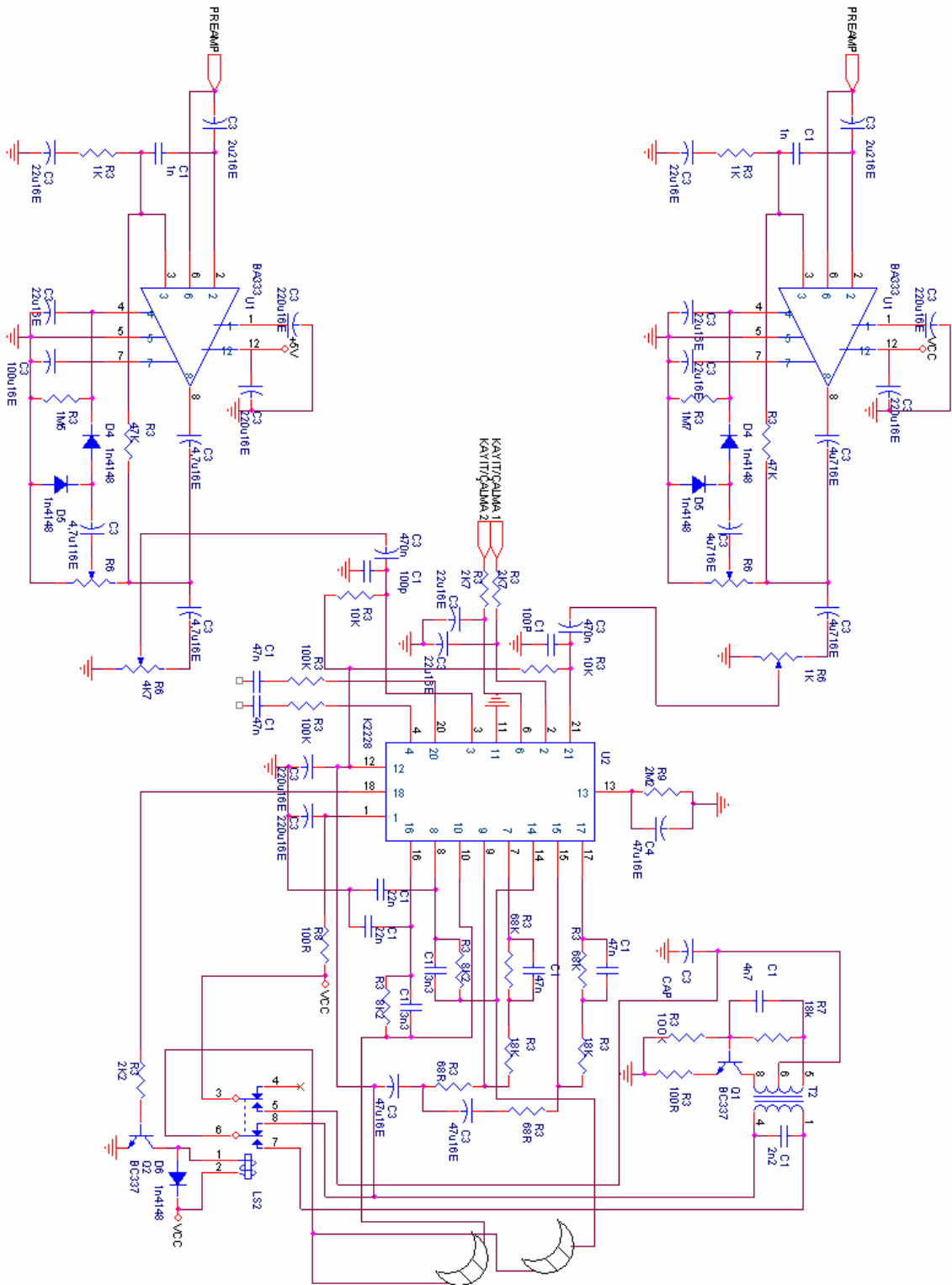
#### 4.2.1.3 Telefon Hattı Frekans Cevabı

Standart hat frekans cevabı 300 Hz ile 3400 Hz arasındadır. Şekil 4.8 de görüldüğü gibi ses sinyalinin AC kuplajından dolayı 300Hz'de zayıflamaya başlamaktadır. Yüksek frekans cevabı transformatör tarafından limitlenmiştir.



Şekil 4.8 Telefon hattı band genişliğinin grafiksel açıklaması

#### 4.2.2 AGC, Filtre ve Modülasyon Devresi



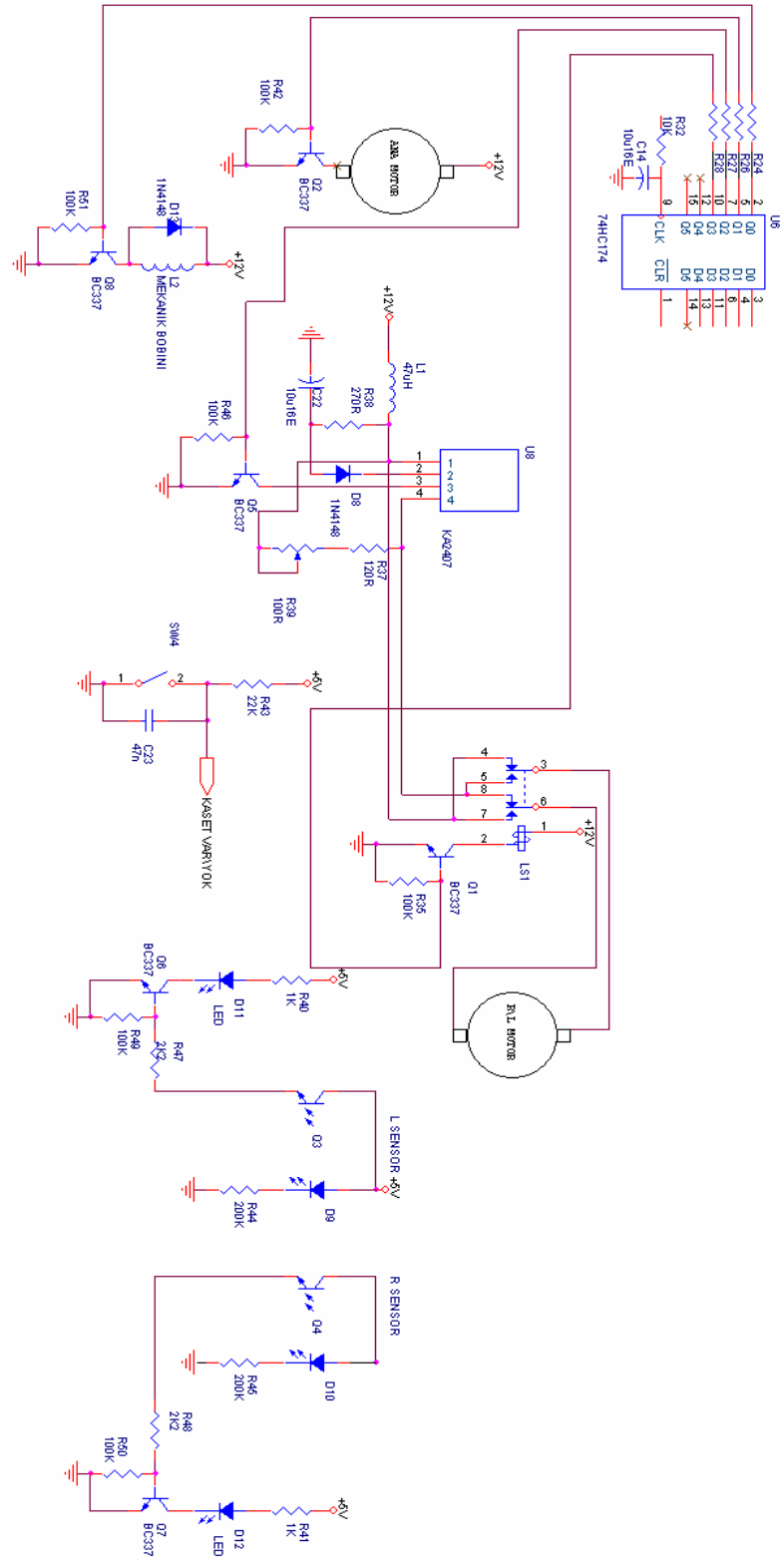
Şekil 4.9 AGC Filtre ve modülasyon devre şeması

Telefon hattından gelen ses işaretleri manyetik kaset üzerine kayıt edilmeden önce birçok işlemden geçmelidir. Telefon hattındaki dış ortam gürültülerinin etkisi ile ses işaretleri anlaşılabilir bir hale gelebilirler, ayrıca karşıdan gelen ses ve karşıya giden ses işaretleri seviyesi farklılıkları sesin anlaşılabilirliğini bozabilir.

AGC devresi karşıdan gelen ses ve karşıya giden ses işaretleri seviyesi dengelemek için kullanılmaktadır. BA333 entegre devresi Otomatik kazanç kontrolü için kullanılmıştır.

Dış ortamda eklenen gürültüleri manyetik kaset üzerine kayıt etmeden önce filtrelenmesi gerekmektedir. K2228 entegre devresi filtreleme işini yapmaktadır

### 4.2.3 Mikrodenetleyicili Sistem Kontrol Devresi



Şekil 4.10 Mikro denetleyicili sistem kontrol devresi motor kontrol devresi devre şeması



Mikrodenetleyici'den çıkan kontrol işaretleri U6 (74HC174-Latch) üzerinde buffer'lanarak devre katmanına ulaştırılmıştır. Bu katmanda , kasetin ileri geri sarılmasını sağlayan “SAĞ/SOL Motoru”, kayıt ve çalma işlemi sırasında kasetin döndürülmesini sağlayan “ANA MOTOR”, kasetin yuvasına takılı olup olmadığını kontrol eden kontrol anahtarı, kasetin sona erip ermediğini gösteren ayrıca kasetin kaçınıcı dakikada olduğunu belirlemesine yardımcı olan sağ ve sol sensörleri bulunmaktadır.

#### **4.2.3.1 SAĞ/SOL Motoru**

SAĞ/SOL Motorunun hızını kontrol etmek için, motor üzerinden oluşacak potansiyel farkı kontrol edilebilecek bir gerilim kaynağına ihtiyaç vardır. SAMSUNG firmasının KA2407 kodlu DC motor hız kontrol entegre devresi, trimpot yardımı ile gerilim seviyesi 3,5V-14,4V arasında ayarlanabilir olması sebebiyle tasarımda tercih edilmiştir.

Entegre devrenin 1 ve 4 numaralı bacakları arasında oluşan potansiyel fark R39 potansiyemetresi ile ayarlanabilmektedir. Entegre devrenin 1 ve 4 numaralı bacakları DC motorun uçlarına bir röle üzerinden uygulanmıştır. Röle kontakları konum değiştirdiğinde motora uygulanan gerilimin polaritesi mikrodenetleyici kontrolünde değiştirilmektedir. LS1 rölesi bobininden geçecek akım mikrodenetleyici kontrolünde Q1 transistörünün iletme ya da tıkamaya sokulması suretiyle kontrol edilmektedir. Dikkat edilirse bu yapıda SAĞ/SOL motoru üzerinde sürekli bir potansiyel fark oluşmaktadır bu da motorun sürekli dönmesine sebep olur, ancak motor istediğimizde çalıştırılmalıdır. Motorun istediğimizde çalıştırılabilmesi için Q5 transistörü ile KA2407 entegre devresini referans bacağı olan 3.bacak, mikrodenetleyici kontrolünde anahtarlanmak suretiyle kontrol altına alınmıştır.

#### **4.2.3.2 Ana Motor**

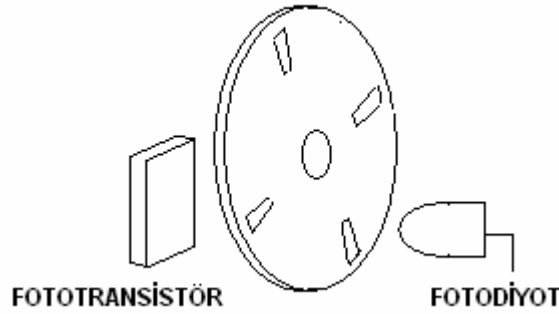
Ana motor, Q2 transistörünün iletme ve tıkamaya mikrodenetleyici kontrolünde sokulması suretiyle çalıştırılmakta ve durdurulmaktadır.

#### **4.2.3.3 Kaset Kontrol Anahtarı**

Kaset Kontrol Anahtarı kaset mekaniğinde, kasetin olması ya da olmaması durumuna göre açılıp kapanan bir anahtardır. Kaset Kontrol Anahtarı sayesinde kasetin mekanik içerisine yerleştirilip yerleştirilemediği anlaşılabilir. Kasetin olmaması durumunda Sistem bekleme durumuna geçer vehiç bir fonksiyon çalıştıramaz.

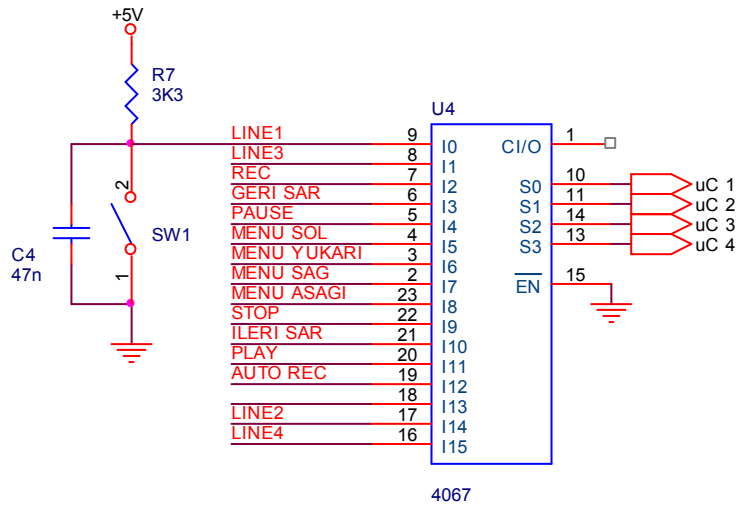
#### 4.2.3.4 SAĞ/SOL Sensörleri

Sağ /sol sensörleri bir foto diyot ve bir foto transistörden oluşmaktadır. Kasetin makara deliklerine giren mekanizma parçaları kaset ilerledikçe kaset bant makarasının etrafında sarılı olan bant sarım sayısına bağlı olarak değişmektedir, bu da foto transistörün iletme ve tıkamaya geçme periyodunu değiştirmektedir. Foto transistörün iletme geçme ve tıkamaya geçme aralıkları gözle görülebilmesi için bir transistör yardımıyla LED yakılıp söndürülmektedir. Ayrıca Q6 ve Q7'nin kollektör uçları mikro denetleyiciye bağlanmıştır.



Şekil 4.11 Sağ/Sol sensörleri gösterimi

#### 4.2.4 Tuş Takımı



Şekil 4.12 Ön Panel Tuş Takımı Devre Şeması

Tuş takımını mikrodenetleyici portlarına girişi için 4067 Çoklayıcı/Tekleyici entegresi kullanılmıştır. 4067 entegre devresinin giriş uçlarının her birisine 9 numaralı bacağına bağlı olan devrenin aynından birer anahtar devresi eklenmiştir. Anahtar açık olduğu durumda girişe

3K3 değerindeki R7 direnci üzerinden +5V gerilim uygulanmaktadır. Anahtarın kapatılması durumunda giriş gerilim değeri 0V'a düşer. C4 kapasitesi anahtar kontaklarından kaynaklanacak kısa süreli pikleri söndürmesi amacıyla kullanılmıştır.

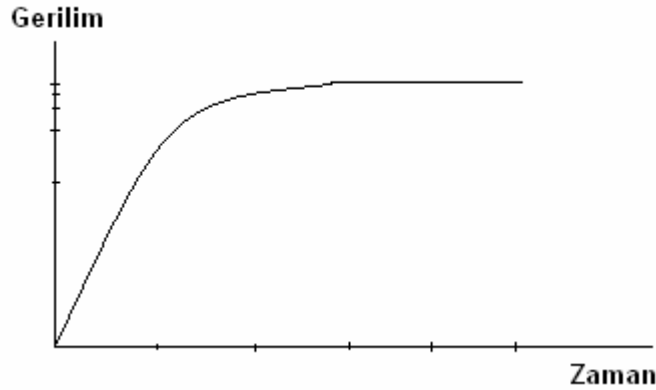
Devremizde zaman gecikmesi bir direnç üzerinden yavaş yavaş şarj olan bir kondansatör ile sağlanmaktadır. C4 kondansatörü, R7. C4 uçlarına bağlı butona basıldığında kondansatör boşalır ve pikler oluştukça tekrar dolma işlemi gerçekleştirmeye başlar. Dolma işleminin gerçekleştiği süre bizim elde etmek istediğimiz zaman gecikmesidir.

RC zamanlama devrelerinde zaman sabiti

$t = R \times C$  'dir ve,

Kondansatör geriliminin besleme gerilimine eşit olması için yaklaşık 5 zaman sabiti süre geçmesi gerekir.

Aşağıda 10 V ile beslenen bir seri RC devresinde, kondansatörün gerilim karakteristiği görülebilir. Kırmızı çizgi dolma karakteristiğini gösterir. Görüldüğü gibi ilk zaman sabitine ulaşıldığı anda kondansatör gerilimi boşalırken %37'inde, dolarken %63'ündedir. Tüm geçici hallerin bitmesi ve kondansatör geriliminin beslemeye eşit olması için de 5 zaman sabitlik bir süre geçtiği yine grafikten görülebilir.



Şekil 4.13 Şarj olan bir kondansatörün gerilim zaman grafiği

Şarj olan bir kondansatörün herhangi bir andaki şarj gerilim değeri :

$$V_c = V_s \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (3.9)$$

Burada :

$V_c$  = Kondansatör şarj gerilimi

$V_s$  = Kaynak gerilimi

$R$ =Ohm olarak seri dirençlerin toplam değeri

$C$ = Farad olarak kondansatörün değeri

$t$ = Saniye olarak 0 anından sonraki zamandır.

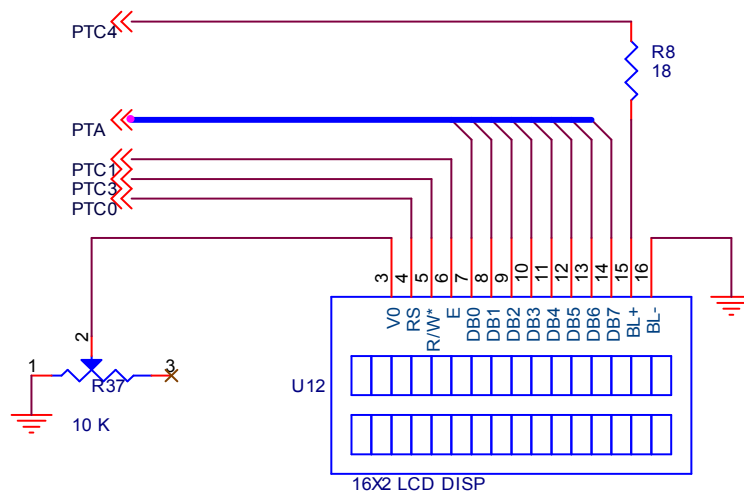
Bu bilgiler ışığında biraz sonra devremizdeki eleman değerleri ile ne kadar zaman gecikmesi elde edebileceğimizi hesaplayacağız.

$$2 = 5 \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{(3.3) \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9}}} \right) \quad (3.10)$$

Giriş TTL 1 “High” seviyesi 2 volt kabul edildiği için  $V_c=2V$  olarak alınmıştır.

### 4.3 Gösterge Birimi

Ölçüm değerlerinin ve menülerin görüntülenmesini sağlar.

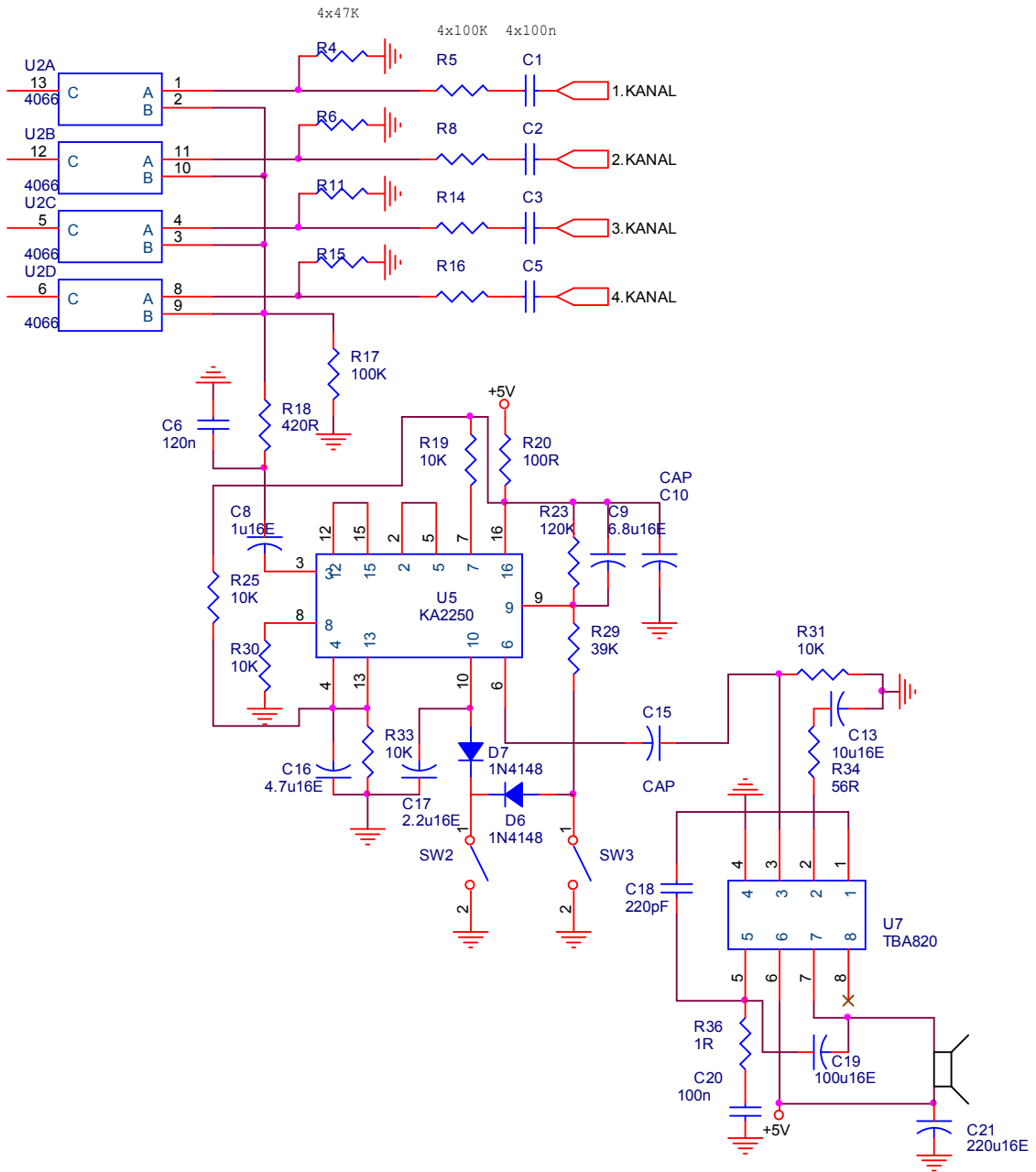


Şekil 4.14 Gösterge birimi devre şeması

Sistemin istenilen şekilde kullanılması, programlanması için menüler oluşturulmuştur. Bu menüler LCD üzerinden kullanıcıya aktarılır. Kullanıcı, tuş takımı yardımıyla menülerde gezebilir ve istediği ölçüm değerlerine LCD üzerinden ulaşabilir.

Sistemde Hitachi HD44780 tabanlı 16x2 karakter uzunluğunda kullanılabilen LCD kullanılmıştır. LCD, yazmaç seçimi (RS), yazma/okuma seçimi (R/W) ve data okuma/yazma (E) olmak üzere üç adet kontrol ucuna sahiptir. DB[0-7] uçları ise veri yolunu oluşturmaktadır. Ayrıca görüntü ayarları için Vo (kontrast), BL+ ve BL- ise arka ışık ayarlamaları için kullanılmaktadır. LCD bünyesinde karakterleri tutan CGRAM ve ekrana yazdırılacak karakterlerin bilgilerini tutan DDRAM olmak üzere iki çeşit RAM bulundurmaktadır. CGRAM'de bulunan karakterlerin adresleri DDRAM'e yazılarak, karakterler LCD üzerinde oluşmaktadır. Ayrıca istenilen karakter tanımlanarak LCD'nin CGRAM'ine yazdırılabilir.

#### 4.4 Çoklayıcı Katmanı



Şekil 4.15 Karıştırıcı katmanı devre şeması

Modülasyon ve kaset kayıt devresinden gelen 4 kanal ses sinyalleri mikrodenetleyici kontrolündeki 4066 analog anahtar entegre devresi ile karıştırılmaktadır(multiplex) dikkat edilirse 4066 entegre devresinin çıkış noktaları olarak kullanılan 2,3,9,10 numaralı pinleri birbirlerine bağlanmıştır, bu sayede bir anda birden çok kanaldan gelen sinyal toplanarak hoparlöre iletilebilecektir. 5,6,12,13 numaralı anahtar kontrol uçları mikrodenetleyicinin çıkış portlarına bağlanmıştır. 4066 entegre devresi ön paneldeki kanal seçme tuşları ile kontrol edilir.

4066 analog anahtar entegre devresi çıkışına devreden kaynaklanabilecek 3KHz dan daha yüksek frekanstaki parazitleri bastırarak alçak geçiren filtre uygulanmıştır.

$$V_o = \frac{V_s Z_c}{R_{int} + R + Z_c} = \frac{V_s \left( \frac{1}{j\omega C} \right)}{R_{int} + R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (3.11)$$

$$V_o = \frac{V_s}{1 + j\omega C(R_{int} + R)} \quad (3.12)$$

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3.13)$$

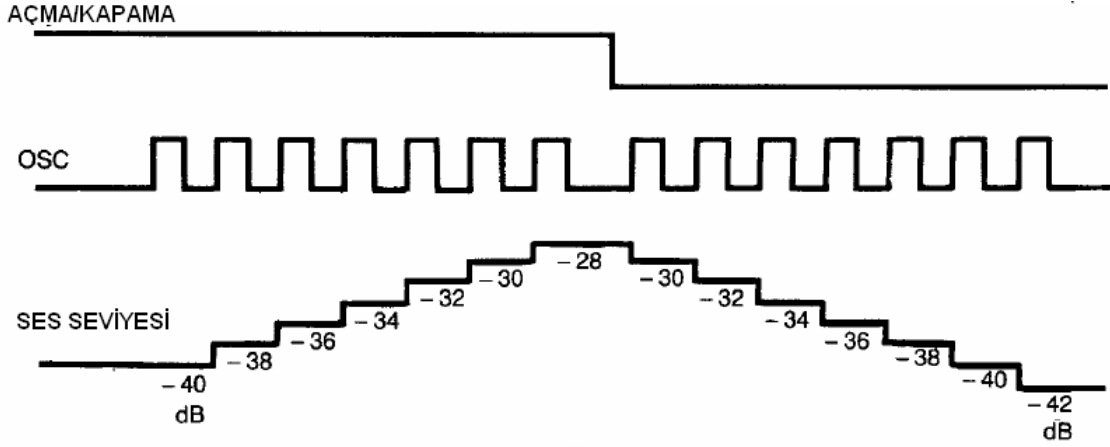
$$H(\omega) = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 + j\omega C(R_{int} + R)} \quad (3.14)$$

$$H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi f C(R_{int} + R)} \quad (3.15)$$

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + [2\pi f C(R_{int} + R)]^2}} \quad (3.16)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C(R_{int} + R)} \quad (3.17)$$

KA2250 entegre devresi SAMSUNG firması tarafından üretilmiş elektronik ses kontrol devresidir. KA2250 sayesinde ses seviyesi kullanıcı tarafından ön paneldeki ses açma kapama tuşları yardımıyla ayarlanabilir.



Şekil 4.16 KA 2250 Ses seviyesi ayarı

Ses açma butonuna basılı olduğu sürece entegre devreye uygulanan osilatör frekansına bağlı olan bir hızla en yüksek seviyeye getirilir. Benzer şekilde ses kapama butonuna basılı olduğu sürece uygulanan osilatör frekansına bağlı olan bir hızla ses seviyesi en alt seviyeye getirilir. Sesin artma ve azalma hızları 9 ve 16. bacaklara bağlı olan kapasite ve direnç ile ayarlanabilir. Ayrıca 9. bacak ve anahtarlar arasında bağlı olan bir direnç ile de osilatör sinyalinin aktivasyonu sağlanabilir.

$$f_{osc} = \frac{1}{0.7C_9 \times R_{23}} (Hz) (R_{23} \geq 3R_{29}) \quad (3.18)$$

$$C_9 = 5,8 \mu F$$

$$R_{23} = 120 K$$

$$f_{osc} = 1,66 Hz$$

$$T_{osc} = 0,6 sn$$

SAMSUNG TBA820 yüksek güçte çıkış verebilen bir ses amplifikatör entegre devresidir. TBA20 sayesinde gelen ses sinyalleri kuvvetlendirilerek hoparlörden insan kulağının duyabileceği bir seviyeye çıkartılır.



## SONUÇ

Ses kayıt kontrol sistemi yapılan telefon görüşmelerinin daha az maliyet ile kayıt altına alınması amacı ile tasarlanmış yeni ve gelişmiş bir sistemdir. Kayıt yöntemi olarak oldukça hesaplı ve temin edilmesi kolay manyetik kaset tercih edilmiştir. Kayıt işleminin daha hesaplı hale getirilebilmesi için dört telefon hattı bir kaset üzerine kayıt edilmektedir. Sistem telefon konuşması başlaması ile kayıda başlayacak şekilde tasarlanmıştır.

Sistem dört ana birimde incelenebilir. Birinci bölüm telefon hattı ile sistemin entegrasyonu;

Sistem telefon hatlarına paralel çalışacak şekilde düşünülmüştür, bu aşamada sistemin telefon hattına paralel bağlanabilmesi için yüksek empedanlı bir girişe sahip olması esas dikkate alınmıştır. Ayrıca telefon hattı ile sistemin izolasyonu için manyetik izolatör kullanılmıştır. Sistemin hat açılması ile kayıda başlayabilmesi için bir sezme devresi tasarlanmıştır, sezmedevresinde düşük akım ile ilettime geçebilen dolayısıyla hatta yüksek empedans ile bağlanabilen bir optocoupler elemanı seçilmiş ve entegre edilmiştir. Hattan dengeli bir biçimde alınan sinyal kapasitif kuplaj ile telefon hat devresinden bağımsız hale getirilerek otomatik kazanç kontrolü ve filtreleme devresine iletilir.

Sistemin ikinci aşaması filtre ve otomatik kazanç kontrol devresi ve buna bağlı modülasyon devresi;

Telefon hattından gelen sinyaller beyaz gürültü, manyetik gürültü ve devrede kullanılan malzemelerin oluşturduğu gürültüler gibi gürültülere maruz kalırlar. Sinyaller üzerinde oluşan bu gürültüler yapılan ses kaydının kalitesini birinci derecede etkileyen faktörlerdir. Bilindiği gibi telefon hattından gelen ses sinyalleri oldukça dar bir bandda gelir, gerek yüksek frekanslı ya da düşük frekanslı sinyallerden kaynaklı manyetik gürültüler ve gerekse değişik sinyallerin harmoniklerinden kaynaklı gürültüler alçak ve yüksek geçiren filtreler yardımı ile bertaraf edilebilir, sisteme uygun bir filtre tipinin belirlenmesi için bir araştırma yapılmış ve bu araştırmanın sonuçları bu tezde sunulmuştur. Sistemde daha az yer kaplayan ve daha az maliyetli aktif filtreler kullanılmak suretiyle gelen gürültünün filtrelenmesi gerçekleştirilmiştir.

Telefon hatlarında gelen ve giden ses birbirinden farklı seviyelerdedir. Bu durum kaydın dinlenmesi sırasında özellikle gelen sesin anlaşılmasını oldukça zorlaştırır. Bu durumda gelen ses ve giden sesin dengelenmesi gerekmektedir. Gelen ve giden ses seviyesi dengeleme işlemi için otomatik kazanç kontrol devresi kullanıldı bu devre, ses sinyalinin 60dB ler seviyesinde

kuvvetlendirilip geri besleme ile belli bir seviyeyi geçmeyecek şekilde genliğinin sabit tutulması esasına dayanmaktadır.

Sesin manyetik ortama kayıtlemini de sistemin bu bölümünde inceleyebiliriz. Gelen konuşma sinyalleri filtreleme işleminden geçirildikten sonra bias osilatörden gelen 17KHz sinyal ile modüle edilip kaset üzerine kayıt yapılır.

Sistemde üçüncü kısım mikro denetleyici kontrollü kontrol devresi olarak düşünülebilir;

Sistemin kullanıcı arayüzü ve sistemin kontrolü bu aşamada gerçekleştirilmiştir. Otomatik kayıt başlama, kanal seçimi, ses açma kapama, ileri, geri, hızlı sarma gibi fonksiyonlar kullanıcı tarafından kontrolü için panel üzeri bir tuş takımı tasarlanmıştır. Kasetin ileri geri sarmasını, kayıt ve dinleme için gerekli motor kontrolü bu bölümde mikro denetleyici tarafından yapılmaktadır. Ayrıca yapılan işlemin takibi için yine mikrodenetleyici kontrolünde bir LCD ekran yerleştirilmiştir.

Ses kayıt kontrol sistemi tasarımı ile ilk kez bir kaset üzerine dört ayrı ses sinyalinin kayıt edilmesi işlemi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca son zamanlarda analog devre tasarımının vaz geçilmez bir parçası olan aktif filtrelerden yararlanılıp oldukça kaliteli bir ses kaydı işlemi gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Mikrodenetleyicili kontrol sistemi ile bir kaset kayıt sistemi birleştirilip oldukça başarılı ve kullanımı kolay bir sistem tasarlanmıştır. Ses kayıt kontrol sistemindeki kayıt motorunun hızı yavaşlatılarak bir kaset üzerine daha uzun kayıt yapılması sağlanmıştır bu da bir analog ses sıkıştırma işlemi olarak değerlendirilebilir.

Gelişen bilgisayar teknolojisine bağlı çalışabilen birçok ses kayıt kontrol sistemi geliştirilmiş ve aktif olarak kullanılmaya başlamıştır. Bilgisayara bağlı çalışan bu tip sistemler işletim sistemine bağlı birçok sorunlar çıkarmaktadır , ayrıca bilgisayarların donanımlarında kullanılan değişik anakartlar özellikler USB üzerinden çalışan ses kayıt kontrol sistemlerinde birçok problemlere sebep olmaktadır. Ancak bilgiyada yazılımsal olarak kullanıcıların isteklerine cevap vermek çok daha kolay olacağı için çok daha gelişmiş ve kullanışlı cihazlar üretmek elbetteki mümkün.

Bir bilgisayara bağlı çalışmadan HDD , CD-ROM ya da DVD üzerine kayıt yapabilen tek başına çalışan sistemler de son dönemlerde geliştirilmeye başlandı, bu sistemler oldukça gelişmiş kontrol mekanizmaları, manyetik ortamdan bağımsız kayıt ortamı ve uzun süre kayıt kapasitesi ile daha gelişmiş ve kullanışlı sistemlerdir. Ancak geliştirme maliyetleri, bakım ve işletme maliyetlerinin yüksek olması özellikle orta ve küçük işletmelerde

kullanılabilirliğini düşürmektedir.

Tasarlanmış olan ses kayıt kontrol sistemi, tek başına çalışabilir olduğu için daha güvenilirdir, ayrıca oldukça düşük işletme ve imalat fiyatları vardır. Ancak manyetik ortama kayıt ediliyor olması kısıtlı kayıt kapasitesine sebep olmaktadır.

## KAYNAKLAR

- Acar C., Özoğuz S. (1999), "A New Versatile Building Block: Current Differencing Buffered Amplifier", *Microelectronics Journal* 30 (1999),s. 157-160.
- Analog Devices Inc. (1990), Lineer ürünler kataloğu.
- Arbel A., .Current-mode signal processing., Proc. of the 17th convention of Electrical and Electronics Eng. in Israel, pp.309-312, 1991.
- Berlin H.(1979), Design of Active Filters with Experiments, Howard W.Sams & Co.
- Biolek D., Biolková V. (2000), "Modelling and Optimization of Active Filters by Hybrid "VIVMMC"- graphs", *Systems and Control: Theory and Applications*, World Scientific, Electrical and Computer Engineering Series,s. 381-386.
- Chang, C. M. (1991), Universal active current filter using a single second generation current conveyor, *Electronics Letters*, sayı 27, sayfa 1614-1617.
- Çam U., Toker A., Çiçekoğlu O., Kuntman H (2001), Current-mode high output impedance multifunction filters employing minimum number of FTFN, *Analog Integrated Circuit and Signal Processing*, sayı 28, sayfa 299- 307.
- Hájek K., Sedláček J. (1999), "A New Second Order Building Block with Minimised Parasitic Transfer Zero Influence", In: ECCTD'99. Stresa, Italya, pp. 811-814.
- Hopf B. P., Wolff I., Guglielmi M., "Coplanar MMIC active bandpass filters using negative resistance circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, sayı 42, sayfa 2598–2602, Dec. 1994.
- H. Suwaki, T. Ohira, "A very small MMIC variable filter based on a new active filter design concept," in *GaAs IC Symp. Tech. Dig.*, Oct. 1990, pp. 93–96.
- Johnson D., Hilburn J.(1975), *Rapid Practical Designs of Active Filters*, John Wiley & Sons.
- Kam Weng Tam, Pedro Vitor, Rui P. Martins (1998), *IEEE transactionson circuits and systems-II:Analog and Digital Signa Processing*, Vol. 45, NO. 5
- Liu, S. I. (1990), Tsao Hen-wei, Wu J., Cascadable current-mode biquads using single CCII, *Electronics Letters*, sayı 26, 2005-2006.
- Liu, S. I., C. S. Hwang (1997), Realisation of current-mode filters using single FTFN, *Int. J. Electronics*, sayı 82, sayfa 499-502,
- M. J. Schindler, Y. Tajima, "A novel MMIC active filter with lumped and transversal elements," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 2148–2153, Dec. 1989.
- R. R. Bonetti, A. E. Williams, "An octave-band MMIC active filter," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 823–826, May 1990.
- Schaumann R., Ghausi M. S., Laker K. R. (1990), "Design of Analog Filters", Prentice Hall.
- Tietze U., Schenk Ch.(1980), *Halbleiterschaltungstechnik*, Springer–Verlag.
- Toumazou C. , Lidjey F. J. ve D. Haigh, *Analog IC Design: The current-mode approach*, Exeter, UK, Peter peregrinus, 1990.

Van Falkenburg M.(1982), Analog Filter Design, Oxford University Press.

Wilson B., Trends in current conveyor and current-mode amplifier design., Int. J. Electronics, sayı 73, sayfa 573-583, 1992.

Wadsworth D. C. (1989), Accurate current conveyor integrated circuit, Electronics Letters, sayı 25, sayfa 1251-1252

#### **INTERNET KAYNAKLARI**

[1][www.nsc.com](http://www.nsc.com)

**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum tarihi 06.05.1978

Doğum yeri Bursa

Orta-Lise 1989-1996 Balıkesir Sırrı Yırcalı Anadolu Lisesi

Lisans 1997-2001 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Fak.  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2002-2005 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kontrol ve  
Otomasyon Programı

**Çalıştığı kurum(lar)**

2001-2002 OGSM Elektronik A.Ş. (İmalat Müdürü)

2002-2003 EDS LTD.Şti. (Teknik İşler Sorumlusu)

2003-Devam ediyor Teknikom Elektronik (AR-GE Mühendisi)