

T.C.
Marmara Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü

5091

Elektrofizyolojik Ölçümler İçin Düşük
Gürültülü, Mikro-İşlemci Kontrollü Ça
lışabilen Genel Amaçlı Yükselteç

(YÜKSEK LİSANS TEZİ)

Mehmet ENGİN

Tez Yöneticisi: Yrd.Doç.Dr.Burhanettin CAN

İstanbul-1987

T. C.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi

(I)

Bu çalışmamda, değerli zamanlarını ayırarak, büyük bir ilgi ile beni destekleyen, Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Öğretim Üyesi Sayın Hocam, Yrd.Doç.Dr.Burhanettin Can'a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Sayısal filtreleme konusunda, bana yol göstererek, yardımlarını esirgemeyen Sayın Prof.Dr.Ergür Tütüncüoğlu'na teşekkürü borç bilirim.

Ayrıca, tez konumla ilgili olarak doküman açısından yardımcı olan, Sayın Öğretim Görevlisi Murat Demirer'e de ayrıca teşekkür ederim.

Mehmet ENGİN

Eylül 1987-Kocaeli

(II)

ÖZET

Fizyolojik kökenli işaretlerin değerlendirilebilmesi için, öncelikle bunların vücuttan algılanmaları gelir. Bu işaretler; kalp, beyin, sinir ve kas sistemi v.b. hakkında bilgi vererek hastalıkların teşhisinde yardımcı olurlar. Bunlar, kullanılan ölçüm sistemine göre isimlendirilirler. Örnek vermek gerekirse; Elektrokardiyogram (ECG), Elektroensefalogram (EEG), Elektromiyogram (EMG) v.b. sayılabilir.

Elektrotlar yardımıyla elektriksel potansiyeller halinde elde edilen bu işaretler, genellikle $10\mu\text{V}$ -200 mV ile DC-20KHz kademeleri arasında yer alırlar. Bunların yorumlanıp değerlendirilebilmeleri için, yeterli genlik düzeyine çıkarılmaları ve istenmeyen etkilerden (gürültüler) arındırılmaları gerekecektir.

Biyo-işaretlerin işlenebilmesi için, kalibrasyona sahip kazanç ile filtreleme işlemlerinin yerine getirilmesi gerekmektedir. Bu amaç için, elektronik devrelerin kullanılması kaçınılmazdır. Çünkü elektronik devrelerle dinamik olarak, kazanç ve filtreleme işlemleri rahatlıkla sağlanabilir.

Bu tür bir elektronik sistem; gürültü etkisi en az düzeyde ve band genişliği yeterli büyüklükte olan genel amaçlı bir yükselteç olacaktır.

Çalışmamızın kapsamına giren yükselteçde, yalıtım (isolation) devresi ile hasta şebeke etkilerinden korunmaktadır. Ayrıca devrede, kazanç ve filtreleme olayları dinamik olarak mikro işlemci denetimi ile yapılabilmektedir.

Tezin ikinci bölümünde; biyo-işaretler ve bunların algılanmaları incelenmiştir. Daha sonra sayısal işaret işleme tekniğinin özellikleri üzerinde durulmuştur. Bu arada analog-sayısal dönüştürmenin esasını oluşturan, örnekleme ve kuantalama işlemleri de incelenmiştir.

Fiziksel prototip olarak gerçekleştirdiğimiz yükselteç sisteminde en önemli birimlerden birisi filtre devresi olmaktadır. Burada kullandığımız Anahtarlanmış-Kapasitör Filtreler, öncelikle eleman bazında incelenmişlerdir. Daha sonra filtre tasarım hesapları yapılmıştır.

Son olarak deneysel çalışmalar aracılığı ile sistemin performansını belirlenmiştir.

(III)

ABSTRACT

To take into count physiological signals, firstly these signals must be taken from the body. These signals help to identify the illnesses by giving information about heart, brain, nerve and muscle systems.

These are called according to the used measurement system. To give an example, these are electrocardiogram(EGC), electroencephalogram (EEG).

These signals which are received in the form of electrical potentials by the help of electrodes generally take place between the ranges $10\mu\text{V}$ - 200mV and DC-20 KHz. In order to interpret and percieve these signals, it is necessary to bring the signals to the sufficient amplitude level and to eliminate from unwanted noise.

To process bio-signals, the calibrated gain and filtering must be performed. For this aim, electronic circuits must be used. Beacouse gain and filtering process can be easily provided by electronic circuits as a dynamic process. This kind of electronic system will be a generall aimed amplifier having the least level noise effect and band-width sufficient size.

On the amplifier concerned with our work, a patient has been protected from power line effects by the isolation circuit. In addition to this, gain and filtering process have been performed in the circuit by micro-processor controlling as a dynamic operation.

In the second chapter of the thesis, bio-signals and their receptions have been studied on. Then digital signal processing technic features have been examined. At the same time sampling and quantisation processes forming analog-Digital conversion has been investigated, too.

In the system amplifier which we realised physically, one of the most important units is the filter circuit. Switched-Capacitor Filters used by us firstly have been investigated as an element. Then filter design is performed.

Finally, the system permormance has been determined by the exprimental works.

(IV)

S E M B O L L E R

- f : frekans
 ω : Açısal frekans
 θ : Açı
 $\langle X(t) \rangle$: Ortalama değerler toplamı
 $X_k(t)$: Ortalama değer
 τ : İki örnek alma süresi arasındaki uzaklık
 $R(\tau)$: Oto korelasyon fonksiyonu
 $\overline{X^2}$: Kare ortalama değer
 $p(X)$: Olasılık yoğunluk fonksiyonu
 $P(X)$: Olasılıklı dağılım fonksiyonu
 $X(f)$: $X(t)$ 'nin Fourier dönüşümü
 $S(f)$: Spektral güç yoğunluğu fonksiyonu
B : İşaretin band genişliği
 f_s : Örnekleme frekansı
T : İşaret periyodu
h : Örnekleme aralığı
 $\delta(t)$: Delta fonksiyonu (impuls fonksiyonu)
 $X_q(t)$: Kuantalanmış işaret
 \mathcal{U} : Analog giriş işareti
 A_v : Gerilim kazancı
 $V(s)$: $V(t)$ 'nin Laplace Dönüşümü
 $H(s)$: Transfer fonksiyonu
S : Karmaşık (complex) frekans
 H_0 : Transfer fonksiyonunun genliği
H : Filtre gerilim aktarma oranı

1- GİRİŞ	
1.1 Ölçüm sisteminin genel tanıtımı.....	1
1.2 Tezin konusu ve kapsamı.....	2
2-BİYO-İŞARETLER VE ALGILANMALARI	
2.1 Kalıcı ve etkin potansiyeller.....	4
2.2 Etkinpotansiyellerinin yayılımı ve biyo-elektrik potansiyeller	5
2.2.1 Elektro kardiyogram (ECG).....	6
2.2.2 Elektrocensefalogram (EEG).....	7
2.2.3 Elektromiyogram (EMG).....	9
2.2.4 Diğer biyoelektrik potansiyeller.....	10
2.3 İşaretlerin algılanması-Elektrotlar.....	10
2.3.1 Elektrot teorisi.....	10
2.3.2 Biyo-potansiyel elektrotları.....	11
2.3.3 Elektrokardiyografi.....	13
3.SAYISAL İŞARET İŞLEME TEKNİĞİ	
3.1 İşaret ve işaret çeşitleri.....	16
3.2 İşaretlerin sınıflandırılması.....	16
3.3 Random işaretlerin yapısı.....	17
3.3.1 Genlik düzleminde değerlendirme.....	18
3.3.2 Zaman düzleminde değerlendirme.....	19
3.3.3 Frekans düzleminde değerlendirme.....	20
3.4 İşaret analizi yöntemi.....	21
3.5 Sürekli bilginin sayısallaştırılması.....	22
3.5.1 Örneklemeye.....	22
3.5.2 kuantalama.....	23
3.6 Bilgisayar tabanlı işaret işleme teknikleri.....	24
3.6.1 Sayısal Filtreleme.....	25
3.7 Şebeke gürültüsünün atılmasına ilişkin teknik.....	27
4-ÖN YÜKSELTEÇ	
4.1 Temel prensipler.....	29
4.2 Tasarım özellikleri.....	30
4.3 Yalıtım ve kalibratör.....	31
4.4 Gürültü davranışı.....	32
5- TEMEL FİLTRE İNCELEMESİ	
5.1 Temel filtreleme olayı.....	34
5.2 Filtre analizine matematiksel yaklaşım.....	34
5.3 Bazı kullanışlı filtre karakteristikleri.....	36
5.3.1 Butterworth Filtre.....	37
5.3.2 Chebyshev Filtre.....	38
5.3.3 Bessel Filtre.....	39
5.3.4 Eliptic Filtre.....	39
5.4 Aktif ve pasif filtrelerinin karşılaştırılması.....	40
6-ANAHTARLANMIŞ KAPASİTÖR FİLTRELER(A.K.F.)	
6.1 Anahtarlanmış, kapasitör-direnç.....	41
6.2 Anahtarlanmış, kapasitör-integratör.....	42
6.3 A.K. Filtrelerin örneklenmiş veri sistemi olarak incelenmesi..	44
6.3.1 Çıkışadımları.....	44
6.3.2 Saat (clock) beslemesi.....	45
6.3.3 Off-set gerilim.....	45
6.3.4 Isıl gürültü.....	45
6.4 A.K.F. ile filtre tasarımı.....	45
6.4.1 Tasarıma ilişkin yaklaşım.....	46
6.4.2 Butterworth alçak geçiren filtre tasarımı.....	47
6.4.3 Butterworth yüksek geçiren filtre tasarımı.....	51

7-DİĞER DEVRE BİRİMLERİ	
7.1 Analog anahtar (4066).....	54
7.2 Analog çoğullayıcı (4051)ve ana yükselteç.....	55
8-SONUÇLAR VE TARTIŞMA	
8.1 Ön yükselteç.....	57
8.2 Diğer devre birimleri.....	58
8.2.1 Analog anahtar (1.4066)nın test edilmesi.....	59
8.2.2 Analog çoğullayıcının (4051)test edilmesi.....	60
8.2.3 Filtrelerin test edilmesi.....	60
EK.A. MİKRO İŞLEMÇİ YAPISI VE 8085A MİKRO İŞLEMÇİSİ	
E.A.1 Mikro işlemci genel yapısı ve özellikleri.....	62
E.A.2 Kontrol birimi.....	63
E.A.3 İç yazıcılar.....	64
E.A.4 Aritmetik-mantık birimi.....	65
E.A.5 8085A Mikro işlemcisi.....	66
EA.B. MF10 ÜNİVERSAL MONOLİTİK DÜAL ANAHTARLANMIŞ KAPASİTÖR FİLTRESİ VERİ YAPRAKLARI	
E.B.1 MF10'un teknik özellikleri.....	70
E.B.2 Terimlerin tanımlanması.....	71
E.B.3 Uçlara (pin) ait açıklamalar.....	71
E.B.4 Çalışma mod'ları.....	74
E.B.4.1Mod.1: Band durdurucu, Band geçiren, alçak çıkışlar.....	74
E.B.4.2Mod.3: Yüksek geçiren, Band geçiren, alçak geçiren çıkış.....	75
EK.C TABLO VE ŞEMALAR	
Tablo E.C.1. Biyoelektrik potansiyeller.....	77
Şekil E.C.1. Elektriksel şema.....	79
Şekil E.C.2. Baskı devre şeması.....	82
Şekil E.C.3. Yerleştirme planı.....	83
KAYNAK YAYINLAR.....	84
ÖZGEÇMİŞ.....	85

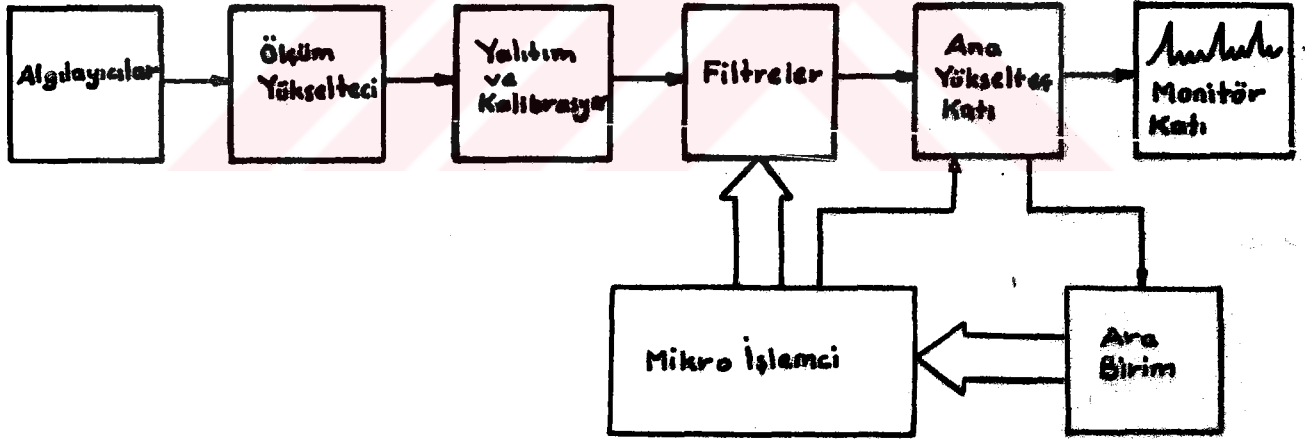
1. BÖLÜM

GİRİŞ

Günümüzde hastalıkların teşhisinde, vücudun ilgili kısımlarından gelen fizyolojik işaretlerin (signals) kullanılması çok önem kazanmıştır. Bu işaretlerin yorumlanabilmesi; bunların fizyolojik kökenleri hakkında bilgi sahibi olmayı gerektirir. Bununla birlikte bu tür işaretlerin görünebilir duruma gelmesi için, gelişmiş teknik ekipmanlara ihtiyaç duyulmaktadır.

İncelenecek biyo-ışaretlerin içerisine istenmeyen etkilerde karışmaktadır. Bu etkiler; fizyolojik kökenli olabileceği gibi, ölçüm sırasında dış ortamdan da gelebilir. Vücuttan alınan biyo-potansiyeller, rast gele değişim özelliğindedirler (random). Bütün bu sayılan nedenlerden dolayı, işaretin işlenmesi (processing) gerekecektir. Ancak, bu durumda anlamlı bir duruma gelebilirler.

İşaret işlenmesinin (signal processing) temel düşüncesi; işaret gürültü oranının yükseltilmesidir. Ancak böylelikle istenmeyen etkiler atılabilir. Bu proses içerisine; yeterli bir kazanç sağlanması, kalibrasyon, filtreleme işlemleri girmektedir. Böyle bir işlem zinciri en uygun şekilde, sayısal bilgisayar veya mikro- işlemci denetiminde gerçekleştirilebilir. Bu özellikleri yerine getirebilecek, "ölçüm sistemi" nin incelenmesi tezimizin amacı olup, sistem Şekil 1.1'de gösterilmiştir.



Şekil 1.1 Tüm yükseltecinin blok diyagramı.

1.1 Ölçüm sisteminin genel tanıtımı

Blok diyagramdan görüleceği gibi, ana elemanlar olarak yükselteç ve filtre katları gelmektedir. Filtrelerden itibaren, yer alan birimler mikro- işlemci denetimi altında çalışırlar. Elektrotlarla vücuttan alınan biyo-potansiyeller doğrudan ölçüm yükselteğine uygulanırlar.

Bu devre esasen, bir farksal girişli yükselteçdir. En büyük özelliği giriş empedansının çok büyük olmasıdır. Bununla birlikte, elektrot "dengesizlik" (off-set) gerilimlerinin konpanzasyonu için gerekli özelliğe de sahiptir. Takip eden kısım, yalıtım ünitesidir. Bununla, ölçüm sırasında hastayı şebeke etkilerinden korumak amaçlanmaktadır. Bu iş için optik aktarıcı (opto-coupler) CNY21 kullanılmıştır. Ölçüm yükselteçi ve yalıtım birimleri, ön yükselteç kısmını oluştururlar. Kalibrasyon devresi esasen yüksek kazançlı bir işlemsel yükselteç olup, ön yükselteç kazancının istenen kademedede kalmasını sağlar.

İşaretin, gürültü etkilerinden arındırılması için, onun spektral yapısının (frekans kompozisyonunun) korunması gerekir. Bu tür bir işlem ancak iyi bir filtreleme ile gerçekleşir. Fakat frekans sınırları ayarlanamayan filtre kullanılırsa; bazen işaretin istenen frekans bileşenleri de zayıflatılabilir. Bu yüzden, dinamik olarak ayarlanabilen sayısal denetimli filitreler kullanılmaktadır.

Filtre ünitesinden sonra, kazancın ayarlanabilmesi amacıyla yine; sayısal denetimli "Analog çoğullayıcı" (Analog multiplexer) yer almıştır. Esasen; analog çoğullayıcı ile seçilen direnç ana yükselteç kazancını değiştirmektedir. Bu ana yükselteçin dengesizlik ayarı da yine mikro-işlemci ile yapılmaktadır.

Son birim, elde edilen işaretin güç kazancına uğratılarak, ekranda veya bir grafik kağıdında gösterilmesini sağlar. Sistemin mikro-işlemci ile denetlenmesi için, çıkıştan alınan örneğin sayısal biçime sokulması gerekir. Bu amaçla, analog-sayısal dönüş-türücülerden faydalanır. Sekiz bitlik bir çözümlenme için, tipik bir mikro-işlemci rahatlıkla kullanılabilir.

1.2 Tezin konusu ve kapsamı

Tez çalışmamızda öncelikle, yukarıda sayılan özelliklere sahip bir ölçüm yükseltecinin (Instrumentation Amplifier) tasarlanması amaçlanmıştır. Bundan önce; biyo-ışaretlerin fizyolojik kaynakları incelenerek, işaretlere ait gerekli özelliklerin ortaya çıkarılması yoluna gidilmiştir.

Daha sonra genel elektrot teorisi ve bunların bağlantı tipleri kabaca gözden geçirilmiştir. Bu aşamadan sonra işaret işlemindeki temel özellikler ve gereksinimler üzerinde durulmuştur.

Konumuzu oluşturan yükselteç sistemi günümüzde; nöroloji, optalmoloji ve kardiyoloji laboratuvarlarında kullanılabilir (1). Sistemin mikro-işlemci birimleri ve monitör kısmı hariç, diğer devreler prototip olarak gerçekleştirilmiştir.

Pratik çalışmamızın en önemli yanlarından birisi; yalıtım olayının optik yöntemle gerçekleştirilmesidir. Diğer kısmı; ilerde sayılacak üstünlüklerinden dolayı aktif filtrelerin yerine, Anahtarlanmış-kapasitör filtrelerinin (Switched Capacitor Filters) adapte edilmesidir.

Sistemin mikro-işlemci denetimindeki kısımlarının performansı test edilirken; statik yöntemle ölçme yapılarak, mikro-işlemci denetimi altındaki çalışma, simüle edilmiştir. Bu arada, devre birimlerine ait tasarım hesaplamalarında yer verilmiştir. Filtrelerin sınır değerleri değişken olduğundan bunlara ilişkin hesaplamalar, örnek değerler için yapılmıştır. Bu hesaplamalarda; anahtarlanmış-kapasitör filtre devrelerinin özelliklerinden dolayı, filtre tipi değişmemektedir. Zira bu tip filtrelerde devre tipi, dışarıdan bağlanan bir kaç direnç değerine

bağımlıdır. A.K.F.'lerde sınır frekansları esasen; saat (clock) frekansı ile merkez frekansı arasındaki orana bağlıdır. Bu işlem, mikro-işlemci tarafından üretilen saat darbeleri ile yapılmaktadır. Böylelikle filtreler dinamik olarak ayarlanabilmektedirler.

Özellikle yapılan deneysel çalışmalarda alınan ölçüm değerleri ile; teori-deney uyumluluğu vurgulanmaya çalışılmıştır.

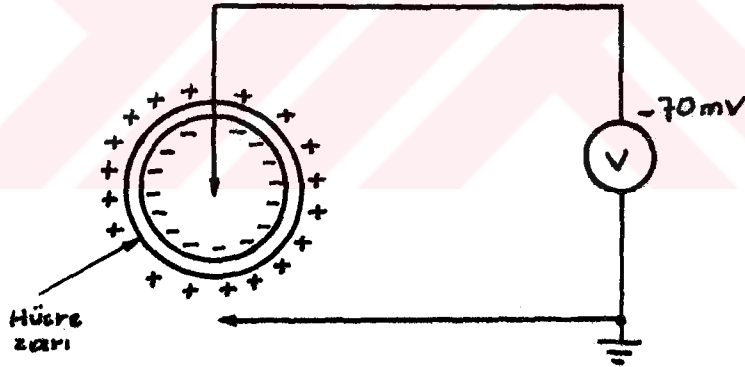
2. BÖLÜM BİYO-İŞARETLER VE ALGILANMALARI

Vücudun ürettiği fizyolojik işaretler, ilgili vücut bölgesine ait çok faydalı bilgiler taşır. Biyo-elektirik potansiyeller; sinir iletimi, beyin aktivitesi (action), kalp vuruşu, kas aktivitesi ve diğer etkileri ifade ederler. Bu potansiyeller, bazı özel tip hücrelerin elektro-kimyasal etkileri sonucunda oluşan iyonik gerilimlerdir (2). Elektrotlar yardımıyla elektiriksel gerilime çevrilirler.

Çok tanınan biyo-işaretler; Elektrokardiyogram (ECG) Elektroensefalogram (EEG), Elektromiyogram (EMG) olarak sayılabilir. Bunlar sırasıyla; kalp, beyin ve kas aktivitelerini ifade ederler. Vücudun elektrik aktivitesi 1903 yıllarında keşfedildi. Günümüzde, elektronik sistemlerin gelişmesiyle bu işaretler daha iyi incelenmiştir.

2.1 Kalıcı ve Etkin Potansiyeller.

Bir kısım hücreler, bazı maddeleri içeriye alan bazılarını da geçirmeyen yapıdaki yarı geçirgen bir zar (Membran) ile kaplıdır. Zarın yapısı ve mekanizması tam olarak bilinmemektedir (2). Vücut hücrelerinin civarı, iletgen çözeltileri kapsayan iyonlardan oluşmuştur ve vücut sıvısı ile kaplıdır. Bu iyonlar; Sodyum (Na^+), Potasyum (K^+) ve Klorit (Cl^-) dir. Uyarılabilen hücrelerin zarları, potasyum ve klorit iyonlarının geçişine izin verirken sodyum iyonlarını durdurur (2). Zarın civarındaki sodyum iyonlarının pozitif olmasından dolayı zarın dışı, içerisine göre daha pozitifdir. Şekil: 2.1 de gösterildiği gibi bu potansiyel farkına "Kalıcı potansiyel" (Resting potential) denilmektedir ve yaklaşık olarak -60 mV ve -100 mV arasındadır (2).

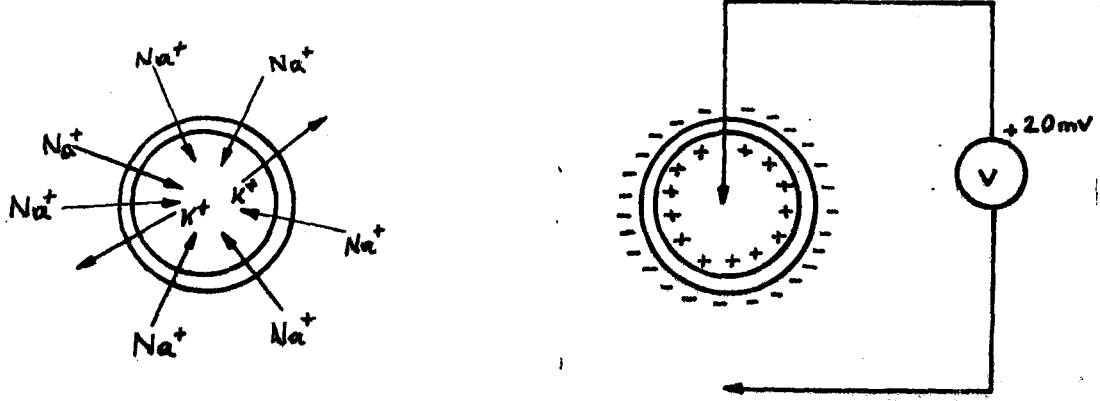


Şekil: 2.1 Kalıcı potansiyelli polarizeli hücre (2).

Hücre zarı, başka enerjiler tarafından (iyonik akımlar aracılığı ile) uyarıldığında, zarın yapısı değişecek ve bir miktar sodyum iyonu hücre içine girecektir. Hücre içersindeki yüksek yoğunluklu potasyum iyonları, terkedecektir. Yavaş süren bu hareketin sonunda hücre içine daha fazla sodyum iyonu (Na^+) gireceğinden, iç kısım daha pozitif olacaktır. Bu yeni potansiyele "Etki potansiyeli" (Action potential) ve hücreye de depolarizeli hücre denir. Etki potansiyeli yaklaşık $+20 \text{ mV}$ civarındadır.

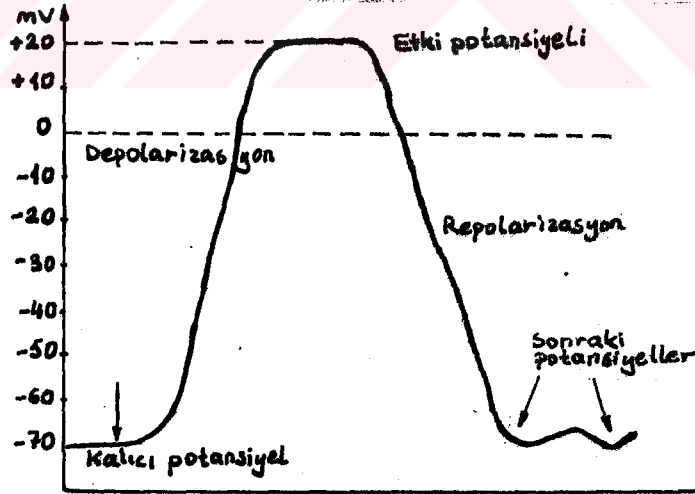
Sodyum iyonlarının hareketi durduğunda, zar özgün (Original) yapısına dönerek hücre tekrar Kalıcı potansiyeline sahip olur. Bu tekrar polarize olayına dönüş, "Sodyum pompası" adı verilen aktif

bir proses sayesinde gerçekleşir. Sodyum pompasının kimyasal aşamaları az bilinmekle birlikte, sodyumun geri çekilmesine yüksek enerji seviyeli fosfat bileşiklerinin sebep olduğuna inanılmaktadır (2). Pompanın hızı, hücreye doğru olan potasyum akışı ile ilişkilidir. Polarizasyonun bozulduğundaki iyon hareketleri ve Etki potansiyeli Şekil: 2.2 de gösterilmiştir.



Şekil: 2.2 a) Depolarizeli hücrede iyon hareketleri.
b) Etki potansiyelinin gösterilmesi (2).

Etki potansiyelinin Genlik-zaman ekseninde gösterilmesinde, ortalama darbe genişliği hücre tipine göre değişmektedir. Sınır ve kas hücrelerinde bu değer msn, kalp kası hücrelerinde 150 msn-300 msn arasındadır(2). Bu potansiyelin etkin yüksekliği, tepe değer ile Kalıcı potansiyel düzeyi arasındaki farktır. Şekil: 2.3 de tipik bir hücre için her iki potansiyel grafik olarak gösterilmektedir.



Şekil: 2.3 Değişik evrelerdeki hücrenin potansiyel yapısı(2).

2.2 Etki potansiyellerinin yayılımı ve biyo-elektirik potansiyelle
Uyarılan hücre, bir iyonik akım üreterek yakınındaki diğer hücreleride uyarır. Uzun iplikçik şeklinde olan sinir hücrelerinde, Etki potansiyeli küçük bir parça boyunca üretilir. Sinir hücreleri, yapıları gereği sadece giriş uçlarına yakın bölgelerde uyarılır (2). Etki potansiyelinin hücreden hücreye yayılım hızına, bazen "Sinir iletim hızı" veya sadece "iletim hızı" denir. Bu hız, genel

likle 20-140 m/sn arasındadır.

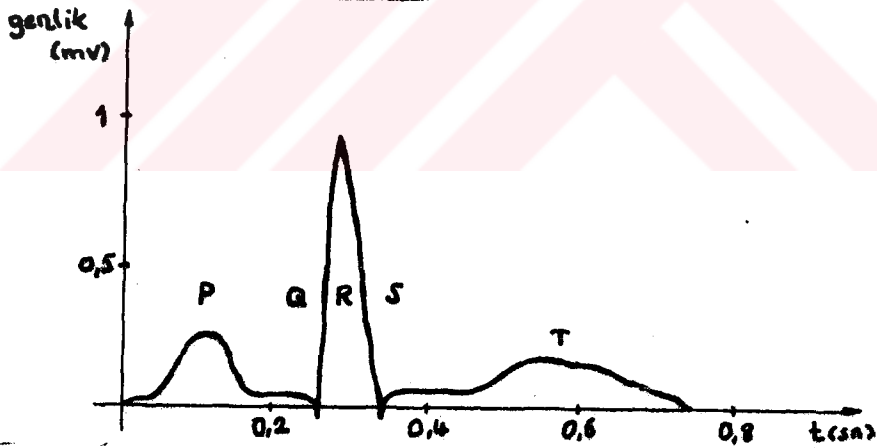
Kalp kası üzerinden olan yayılım hızı 0,2m/sn-0,4m/sn arasındadır. Fakat Kalp kulakçığı (Atria) ve Kalp karıncığı (Ventricles) bölgeleri arasındaki özel zaman geciktirici iplikler bu hızın 0,03-0,05 m/sn lik düşük değerlerde olmasına neden olurlar (2).

Biyo-elektirik potansiyellerin ölçümünde, iyonik potansiyeller elektrotlarla alınıp elektiriksel potansiyele dönüştürülür. Ölçümde en çok kullanılan yol, çok sayıda elektrot potansiyellerinin bir araya getirilmesidir.

Bilinmeyen potansiyellerin vücut yüzeyine ulaşmasını açıklamak için çok sayıda teori geliştirilmiştir. Bunlardan birisi; kalpteki her bir hücreden gelen etki potansiyellerini üreten iyonik akımların oluşturduğu elektrik alanlarının, potansiyellerin toplandığı yüzey şekli ile ilişki olmasıdır. Bu; her ne kadar makul olsa da en uygun yaklaşım olarak yüzey şeklinin, birim hücre etki potansiyellerinin birinci türevlerinin (değişim hızları) toplamının fonksiyonu olduğudur(2). Uygulamada spesifik işaretler çok iyi tanımlanmışlardır. Grafik şeklindeki ifadelendirme de ölçüm aletinin ismi kullanılır. Örneğin; Elektro-kardiyogram elektro-kardiyografi ile ölçülmektedir. Çok tanınmış bu işaretler aşağıda incelenmişlerdir.

2.2.1 Elektrokardiyogram (ECG)

Kalp çevirimi esnasında kalp kası tarafından oluşturulan gerilimlerin zamana göre değişimine elektrokardiyogram denir. Şekil:2.4 gösterildiği gibi eğri üzerindeki çıkıntıları ifade eden noktalar alfabetik olarak gösterilmiş olup, etki potansiyellerinin yayılma şekline bağlı olarak belirlenebilirler.



Şekil: 2.4 Elektrokardiyogram (2).

P, Q, R, S ve T dalgaları kalp kasının kulakçık ve karıncık ile ilgili elektiriksel titreşimlerini ifade etmektedir. Eğrinin analizini kolay yapabilmesi bakımından, P dalgasının yerleştiği yatay parça Taban- çizgi (Bise-Line) veya "Isopotential line" olarak tasarlanmıştır. Eğer ECG' nin temel özelliklerinden bir veya bir çoğu görülmezse, kalp fonksiyonlarının yerine gelmediği görülür(2).. Elektrokardiyogram değişik hastalıkların teşhisinde kullanılmakta olup, diğer ölçümler için zamanlama referansı gibi hizmet görür.

Kardiyolog, kritik olan değişim zaman aralıkları ile polaritelere ve genliklere bakar. Bazı önemli ECGparametreleri aşağıda sıralanmıştır.

Genlik: Pdalgası 0,25mV
Rdalgası 1,60mV
Qdalgası % 25.R
Tdalgası 0,1-0,5mV

Darbe Genişliği: P-R aralığı 0,12-0,2sn
Q-T aralığı 0,35-0,44sn
S-T parçası 0,05-0,15sn
P dalga aralığı 0,11sn
QRS aralığı 0,09sn

Teşhis için önce kalp vuruşuna bakılır. Normal değer 60 - 100 vuruş/dakika arasındadır. Kalp vuruşu 60 vuruş/dak. dan çok küçük ise bu durum "Yavaş Kalp" (Bradycardia), eğer 100 vuruş/dak. çok büyük değerlerde ise; "Hızlı Kalp" (Tachycardia) etkisi vardır. Titreşimler düzenli aralıktadır, aksi taktirde "Düzensiz Vuruş" (Arrhythmia) etkisi vardır. Eğer P-R aralığı 0,2sn den büyük ise AV*düğümü tıkalıdır.

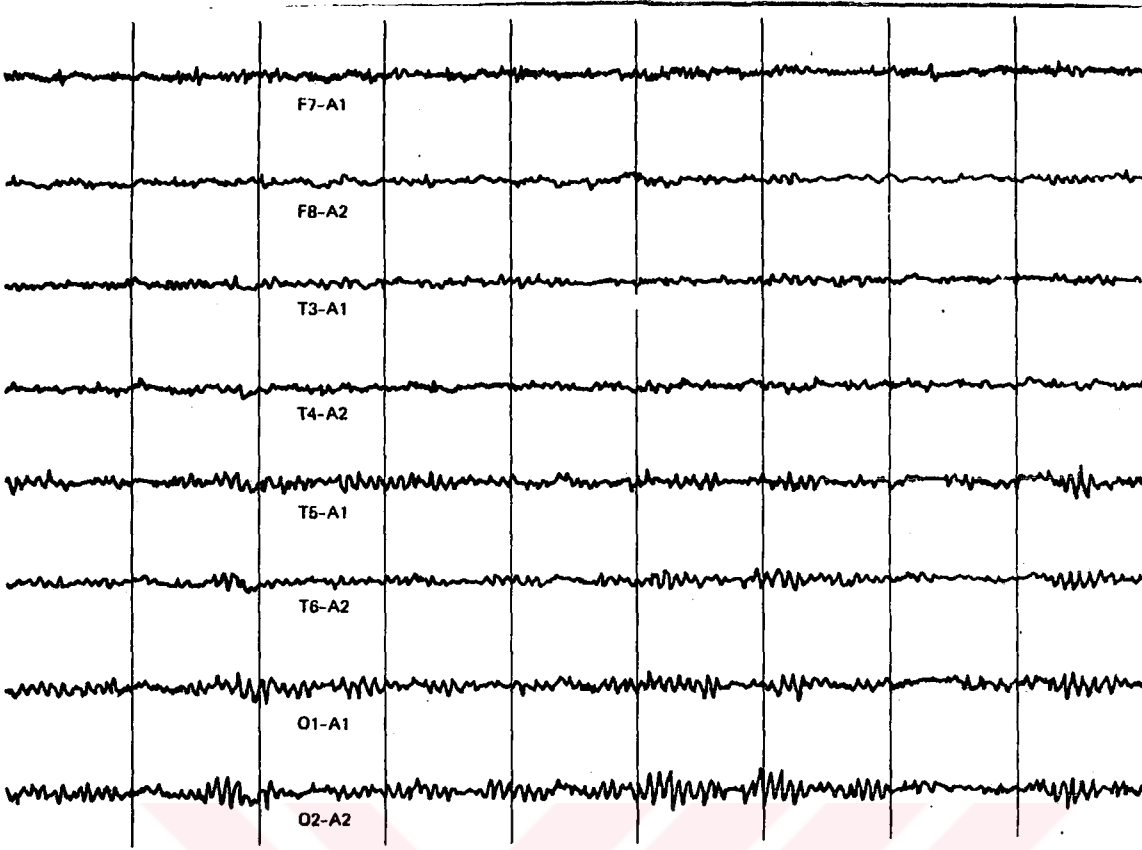
Vücudun ayakta ve yatma durumuna göre kalbin elektriksel eksenini farklıdır. Vücudun yapısına paralel olan elektriksel eksen, verilen kalp çevrimi esnasında üretilen en büyük e.m.k. (elektromotor) doğrultusundadır. Hastalık şartları altında, ECG'de, çeşitli değişimler oluşur. Bu değişimler şöyle sıralanabilirler; 1) Kalbi tahrik eden değişik hastalıklar, 2) Dalgaların orjinal yapısının değişmesi (anormal vuruşlar), 3) Değişik özelliklerin ortaya çıkması, 4) Bir veya daha çok genliğin değişimi, 5) Dalga süreleri veya aralıkların değişimi olarak sayılabilir. ECG; kalbin düzensiz çalışması (arrhythmias) ve kalp krizi (myocardial infarction) yani kalbi besleyen damardaki tıkanmaların teşhisinde kullanılırken; kalp kapakçıkları ile ilgili durumlarda kullanılmaz.

2.2.2 Elektroensefalogram(EEG)

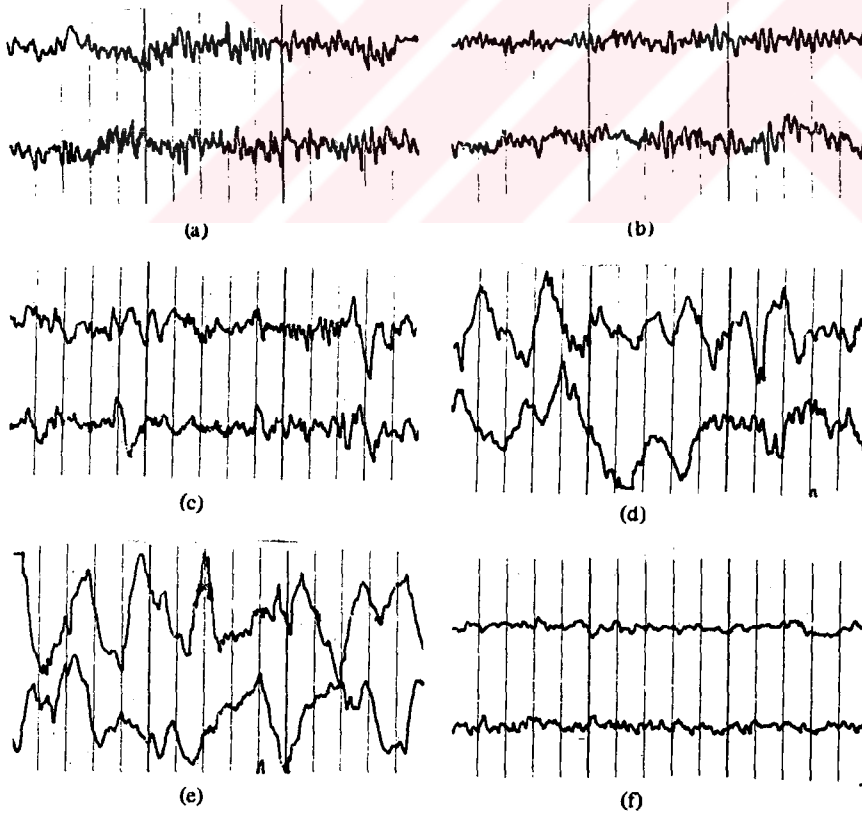
Beyninsinirsel (neuron) aktivitesi tarafından üretilmiş olan biyo-elektirik potansiyellerin kayıt edilerek ifade edilmiş haline Elektroensefalogram denir, EEG şeklinde kısaltılmıştır. ECG'ye nazaran tanınması çok zor olup, oldukça karmaşık bir şekildedir. Tipik bir EEG, Şekil: 2.5'de gösterilmiştir.

EEG potansiyelleri, kafa derisi yüzeyinde ölçülmüş olup esasen beyin zarının oldukça geniş bölgeleri ve değişik noktalardan gelen potansiyellerin bir araya gelmiş durumunu ifade eder(2). Deneyler; EEG Frekansının, kişinin zihinsel aktivitesini ifade edebileceğini göstermiştir. Çok sayıda ölçüm yapılmasının gerekmesi ve ölçümlerin kişiye göre değişmesi bir takım güçlükler çıkarır. Bununla birlikte sara hastalığı ve uykuya bağlılık gösteren belirli EEG karakteristikleri vardır. Şekil: 2.6'da gösterildiği gibi uykunun farklı evrelerindeki dalga şekilleri bir araya getirilmiştir.

.....
* AV düğümü (atriventricularnode): Sağ ve sol kulakçık ile karıncığın birleştigi yerdeki düğüm.



-Şekil 2.5: Tipik, insan elektroensefalogram(2).



Şekil 2.6: Tipik, insan EEG şekilleri(2).

Tamamen uyanık bir kimse, senkronize edilmemiş yüksek frekanslı EEG karakteri gösterir. Hafif uykudaki bir kimsede 8-13 Hz kademelerinde büyük miktarda ritmik aktivite oluşur. Uyku ağırlaştıkça, genlik ve frekans azalır. Belirli zamanlarda, derin uykuda olan bir kişinin EEG şekli bir süre senkronize olmamış yüksek frekansla kırılabilir bile tekrar düşük frekans şekline döner. Bu yüksek frekans periyoduna "Paradoxiyal Uyku" (paradoxial Sleep) denir.

EEG'nin değişik frekans kademeleri Grek Alfabesi kullanılarak kısaltılmıştır. Bunlar aşağıdaki gibi yaklaşık frekans kademeleriyle sınıflandırılmışlardır:

Delta dalgası	3,5Hz
Teta dalgası	3,5Hz-8Hz
Alfa dalgası	8Hz-13Hz
Beta dalgası	13 Hz

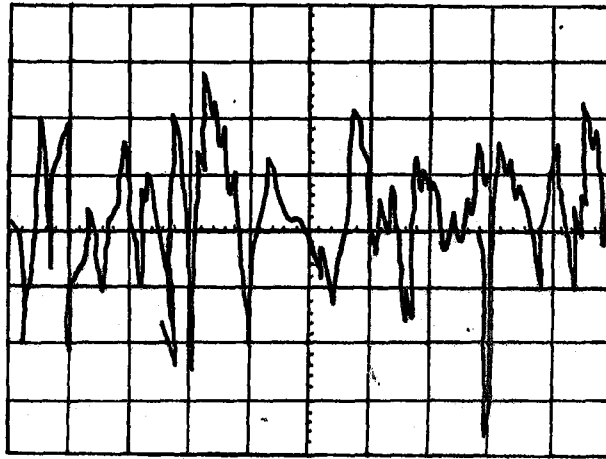
Günümüzde çok önemli bir araştırma konusu; beyin davranışının fizyolojik kaynaklarının öğrenilmesi olup, henüz kesin sonuçlar alınmamıştır (2).

EEG ölçümünün bir başka şekli, " Anımsatıcı yanıt" (Evoked response) dir. Bu, bir ışık parlaması veya ses tıkırtısı gibi harici uyarıcıların sebep olduğu EEG şeklindeki karşılığın bir ölçüsüdür.

2.2.3 Elektromiyogram (EMG)

Kas aktivitelerinin bir araya geldiği biyo-elektrik potansiyellere Elektromiyogram EMG denir. Bu potansiyeller, ilgili kasın yakınındaki vücut yüzeyinden veya iğne elektrotların deriye batırılmasıyla doğrudan ölçülebilir. EMG, genellikle kas veya kasları oluşturan iğnelerden gelen birim potansiyellerin toplamı şeklinde ölçülmüş olabilir. Küçük kaslardan yapılan ölçümlerde, iğne elektrotlar doğrudan kaslara yerleştirilir.

Kas için elde edilen etki potansiyeli, ölçümde kasın uyarılmasında kullanılan uyarı elemanın (stimulus) şiddetine bağlı olan bir genliğe sahiptir. EMG'nin genliği, verilen bir zaman içerisindeki tüm etki potansiyellerinin ani değerlerinin toplamıdır(2). Çünkü bu potansiyeller verilen elektrot çiftine göre hem pozitif ve hem de negatif polariteli olabilmektedir. Yani bazen tapamları bazen de farkları alınmış olur. Bu işaretin enerjisi, elektrot ve kas aktivitelerinin fonksiyonu olup tipik bir EMG dalga şekli, Şekil: 2.7 de gösterilmiştir



Şekil: 2.7 Tipik EMG dalga şekli (Süpürme hızı 10sn/cm genlik 1mV/cm) (2).

2.2.4. Diğer biyo-elektrik potansiyeller

Daha önce incelenen biyo-elektrik potansiyellere ilave olarak bazı işaretler daha elde edilmiştir. Bunlar EEG ve EMG'nin değişik tipleri veya sinir-ateşleme paternleridir.

Elektroretinogram (ERG): Gözün retina tabakasından sağlanan biyo-elektrik potansiyellerin karmaşık paterninin kaydedilmiş şeklidir.

Elektrookülogram (EOG): Gözün hareket ve pozisyonuna göre korneal-retinaldeki değişimlerin bir ölçüsüdür.

Elektrogastrogram (EGG): Mide ve barsakla ilgili bölgenin peristaltik hareketleriyle elde edilen EMG parternlerinin birleştirilmiş şeklidir.

2.3. İşaretlerin algılanması-Elektrotlar

İyonik potansiyelleri elektiriksel potansiyellere dönüştüren elamanlara elektrot denir. Biyo-elektrik potansiyel ölçümünün anlaşılabilmesi için, elektrot teorisinin bilinmesi gerekir. Aynı teori, kimyasal dönüştürücülerin (transducers) kullanıldığı elektrotlar için de geçerlidir. Bu tür kimyasal ölçümler kanın; pH, PO₂ ve PCO₂ ölçümleridir.

2.3.1 Elektrot teorisi

Çözeltideki metalik iyonların, ara bölge (interface) civarında metallere birleşmesi sonucunda "Elektrot potansiyel" olarak adlandırılan bir potansiyel oluşur. Bu potansiyel, metal dışı ve içindeki iyonların difüzyon hızları arasındaki farkın sonucudur (2).

Hidrojen gibi metalik olmayan materyallerde, çözelti içersinde onların birleşmiş iyonlarının engellendiği durumlarda elektrot potansiyeli oluşur. Elektrot potansiyeli metal tipine göre değişmekte olup, Tablo: 2.2'de gösterilmiştir.

Tablo: 2.1 Elektrot potansiyelleri (2).

Elektrot Reaksiyonu	E ₀ (Volt)	Elektrot Reaksiyonu	E ₀ (Volt)
Li ⇌ Li ⁺	-3.045	V ⇌ V ⁺	-0.876
Rb ⇌ Rb ⁺	-2.925	Zn ⇌ Zn ²⁺	-0.762
K ⇌ K ⁺	-2.925	Cr ⇌ Cr ²⁺	-0.74
Cs ⇌ Cs ⁺	-2.923	Ga ⇌ Ga ³⁺	-0.53
Ra ⇌ Ra ²⁺	-2.92	Fe ⇌ Fe ²⁺	-0.440
Ba ⇌ Ba ²⁺	-2.90	Cd ⇌ Cd ²⁺	-0.402
Sr ⇌ Sr ²⁺	-2.89	In ⇌ In ⁺	-0.342
Ca ⇌ Ca ²⁺	-2.87	Tl ⇌ Tl ⁺	-0.336
Na ⇌ Na ⁺	-2.714	Mn ⇌ Mn ²⁺	-0.283
La ⇌ La ³⁺	-2.52	Co ⇌ Co ²⁺	-0.277
Mg ⇌ Mg ²⁺	-2.37	Ni ⇌ Ni ²⁺	-0.250
Am ⇌ Am ³⁺	-2.32	Mo ⇌ Mo ³⁺	-0.2
Pu ⇌ Pu ³⁺	-2.07	Ge ⇌ Ge ⁴⁺	-0.15
Th ⇌ Th ⁴⁺	-1.90	Sn ⇌ Sn ²⁺	-0.136
Np ⇌ Np ³⁺	-1.86	Pb ⇌ Pb ²⁺	-0.126
Bc ⇌ Bc ²⁺	-1.85	Fe ⇌ Fe ³⁺	-0.036
U ⇌ U ³⁺	-1.80	D ₂ ⇌ D ⁺	-0.0034
Hf ⇌ Hf ⁴⁺	-1.70	H ₂ ⇌ H ⁺	0.000
Al ⇌ Al ³⁺	-1.66	Cu ⇌ Cu ²⁺	+0.337
Ti ⇌ Ti ²⁺	-1.63	Cu ⇌ Cu ⁺	+0.521
Zr ⇌ Zr ⁴⁺	-1.53	Hg ⇌ Hg ₂ ²⁺	+0.789
U ⇌ U ⁴⁺	-1.50	Ag ⇌ Ag ⁺	+0.799
Np ⇌ Np ⁴⁺	-1.354	Rh ⇌ Rh ³⁺	+0.80
Pu ⇌ Pu ⁴⁺	-1.28	Hg ⇌ Hg ²⁺	+0.857
Ti ⇌ Ti ³⁺	-1.21	Pd ⇌ Pd ²⁺	+0.987
V ⇌ V ⁴⁺	-1.18	Ir ⇌ Ir ³⁺	+1.000
Mn ⇌ Mn ²⁺	-1.18	Pt ⇌ Pt ²⁺	+1.19
Nb ⇌ Nb ³⁺	-1.1	Au ⇌ Au ⁺	+1.50
Cr ⇌ Cr ²⁺	-0.913	Au ⇌ Au ⁺	+1.68

^aReproduced by permission from Brown, J. H. V., J. E. Jacobs, and L. Stark, *Biomedical Engineering*, F. A. Davis Company, Philadelphia, 1971.

Tek bir elektrodun "mutlak elektrot potansiyelini" belirlemek mümkün değildir. Elektrot ve onun iyonik çözeltisinde oluşan potansiyellerin ölçümü için, çözeltide bir başka metalik ara bölgenin yerleştirilmesi gerekebilir. Bu yüzden, tüm elektrot potansiyelleri, bağıl değerler şeklinde verilmiş ve bazı referans değerler belirlenmiştir(2). Tablo:2.1'de gösterildiği gibi, hidrojen elektrodu referans olarak seçilerek, bunun potansiyeli sıfır volt alınmıştır.

Elektrot potansiyelinin diğer bir kaynağı, hücre zarı üzerindeki iyon alışverişinin eşit olmamasıdır. Bu yarı geçirgen zar, farklı iyon yoğunlukları ile birlikte likit çözeltileri ayırır. İki iyon yoğunluğu ve zar üzerindeki potansiyel "Nerst eşitliği" ile ifade edilebilir(2).

$$E = - \frac{RT}{nF} \cdot \ln \left(\frac{C_1 \cdot f_1}{C_2 \cdot f_2} \right) \quad (2.1)$$

Burada; R: Gaz sabiti ($8,315 \times 10^7$ erg/mol/kelvin derecesi), T; Mutlak sıcaklık (Kelvin derecesi), n; İyonun valansı (iyonize atoma eklenmiş veya uzaklaştırılmış elektron sayısı), F; Faraday sabiti (96,5), C_1 ve C_2 ; Zarın iki tarafındaki iyon yoğunlukları, f_1 ve f_2 ; Zarın iki tarafındaki iyonların bağıl aktivite katsayıları, E; Elektrot potansiyeli (Volt) olarak gösterilmektedir.

2.3.2 Biyo-potansiyel elektrotları

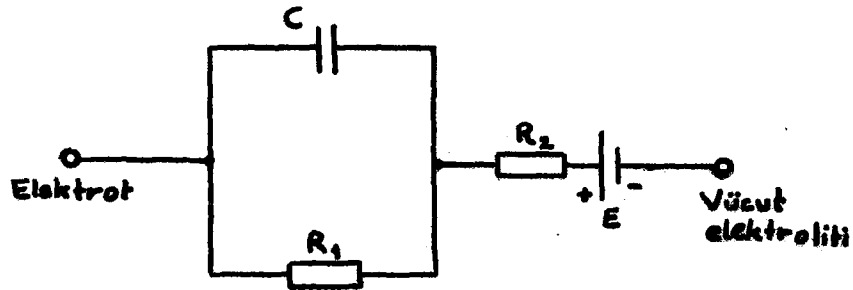
Biyo-elektrik potansiyellerin ölçümünde kullanılan elektrotlar üç grupta sınıflandırılabilirler.

1-Mikro-elektrotlar: Tek bir hücrenin yakınındaki potansiyelleri ölçmek için kullanılırlar.

2-İğne elektrotlar: Beynin belirli bir bölgesinden gelen EEG potansiyellerini kaydetmek veya özel kas gruplarından gelen EMG potansiyelleri ölçmek için kullanılırlar.

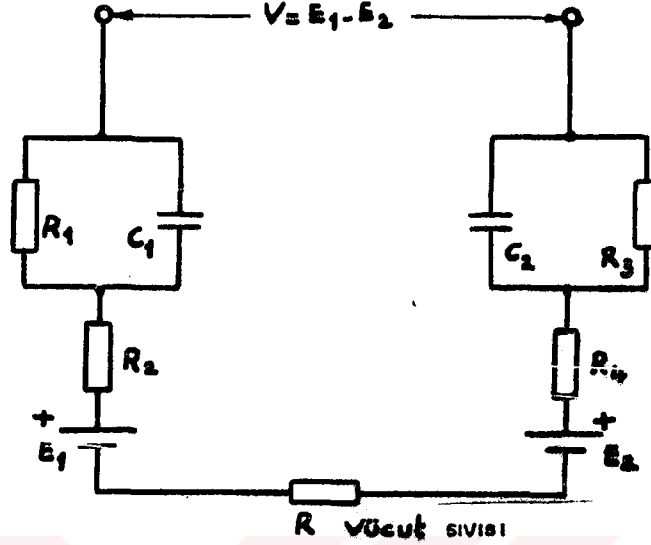
3-Deri yüzey elektrotları: Deri yüzeyinden gelen EEG, EMG ve ECG potansiyellerinin ölçümünde kullanılırlar.

Her üç tipde; daha önce açıklandığı gibi metal-elektrolit ara bölgeye sahiptirler. Elektrot potansiyeli bu ara bölge üzerinde gelişmekte olup, vücut elektroliti ve metal arasındaki iyon alışverişi ile orantılıdır(2). Bir kondansatör gibi etki yapan, ara bölgede yükler, iki tabaka halindedir. Şekil: 2.8'de gösterildiği gibi vücutla temas halindeki biyo-elektrik elektrotun eşdeğer devresi, seri gerilimlerle birlikte bir direnç- kapasite şebekesini kapsar(2).



Şekil: 2.8 Biyo-potansiyel elektrot ara bölgesinin eşdeğer devresi (2).

Biyo-elektrik potansiyellerin ölçümünde iki elektrot gerektiğinden, Şekil: 2.9'da gösterildiği gibi ölçülen gerçek değer, iki elektrotun potansiyellerinin anıl değerleri arasındaki farktır(2). Eğer iki elektrot benzer tipde ise, fark gerilimi genellikle küçük olup esasen vücudun iki noktası arasındaki iyonik potansiyellerin gerçek farkına bağlıdır.



Şekil: 2.9 İki elektrotla yapılan ölçümün eşdeğer devresi(2).

Eğer iki elektrot farklı yapıda ise, bağlı oldukları yükseltece uygulanan belirli bir D.C. gerilim oluşacaktır. Bu D.C. gerilim, "Elektrot dengesizlik gerilimi" (Electrode off-set voltage) olarak adlandırılır(2). Deneyler; fiziksel bir giriş olmaksızın elektrotlarda kimyasal aktiviteye bağlı olan gerilim dalgalanmalarının oluştuğunu göstermiştir. Bu tür dalgalanmalar, biyo-işaretler için gürültü niteliğindedir. Bunu önlemenin bir yolu; saf malzeme seçimi veya özel işlemden geçirilmiş elektrot kullanmaktır. Bu amaç için; Gümüş, gümüş-klorit (silver, silver-chloride) elektrodun iyi sonuç vereceği bulunmuştur.

Şekil:2.8 ve Şekil: 2.9'daki direnç-kapasite şebekesi, elektrotların empedansını ifade etmekte kullanılabilir. Empedans, sabit olmayıp frekansa bağlıdır. Elektrot potansiyeli ve empedans, polarizasyon denilen bir etki ile değiştirilebilmektedir(2).

Polarizasyon, metal-elektrolit ara bölgesi üzerinden geçen doğru akımın sonucudur. Eğer elektrotların uygulandığı yükseltecin giriş empedansı çok büyük ise; elektrot empedansındaki değişim veya polarizasyon etkisi minimize edilmiş olur. Elektrot empedansının belirlenmesinde; elektrot tipi ve fiziksel ölçüsü de etkili olmaktadır. Büyük elektrotlar düşük empedansa sahip olmaya eğilimli olup, mikro ve iğne elektrotların empedansları çok büyüktür(2). İşaretin, kaliteli şekilde alınıp kayıt edilmesi için, yükselteç giriş empedansı, elektrot empedansının bir kaç katı olmalıdır.

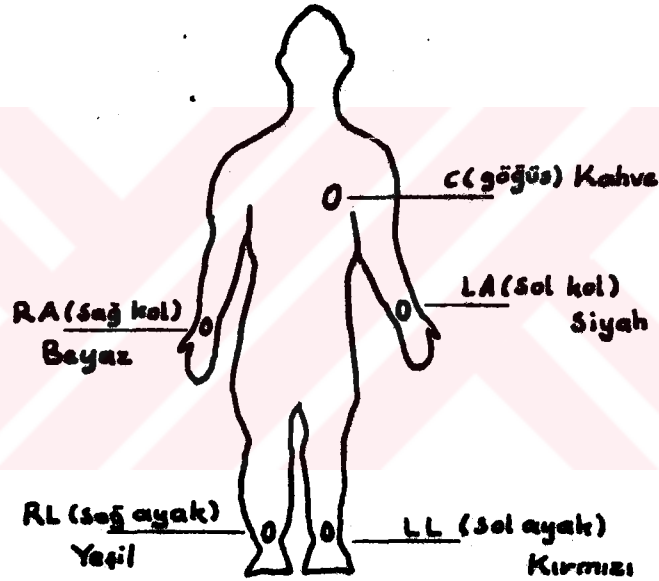
Aşağıdaki bölümde; elektrot bağlantılarının özellikleri, elektrokardiyografi örnek alınarak incelenmiştir. Uygulama da çok sık karşılaşılan ölçüm tipi ECG'dir.

2.3.3 Elektrokardiyografi

ECG; kardiyak (cardiac) çevirimi sırasında miyokardiyum (myocardium) tarafından sağlanmış zaman değişimli gerilimlerin grafik olarak gösterilmiş durumudur. Bir ECG'yi kaydetmek için genellikle dört-beş elektrot bağlanır. Elektrotların bağlandığı duyarlı iletgenlere klavuz (lead) denir. Kayıt için, çok sayıdaki elektrot içinden bir veya ikisi seçici anahtar ile yükseltece bağlanır. Uygulamada klavuz terimi, genellikle belirli bir elektrot grubunu ve onların yükseltece bağlı olduğu yolu göstermek için kullanılır. Elektrot terimi ise, vücuda fiziksel bağlantılı "birim klavuz telini" ifade etmede kullanılır. Klavuz terimi için iki anlam kullanılabilmesine dikkat etmek gerekir(2).

Kalbin pompalaması sonucu üretilen gerilim, zamanla değişen vektöryel bir büyüklüktür. ECG işareti yüzeyden ölçüldüğü için dalga şekli elektrotların yerleştirilmesine bağlıdır(2). Ayrıntılı bir dalga şekli elde etmek için, genellikle çok sayıda elektrot kullanılır.

Elektrotların yerleştirilmesi ve isimlendirilmesinde standartlar kullanılmaktadır. ECG'yi kaydetmek için normal olarak dört elektrot gerekmektedir. Bu durum Şekil: 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil: 2.10 ECG elektrotlarında kullanılan renk kodları ve semboller(2).

ECG yükselteci iki girişe sahip olduğu için, elektrotlardan ikisinin seçilmesi gerekir. Kol ve bacakta yüzey elektrotları kullanılırken, göğüste emici tip elektrot kullanılır. En çok kullanılan, on iki standart bağlantı tipleri Şekil: 2.11'de ve Einthoven üçgeni ise Şekil: 2.12'de gösterilmiştir.

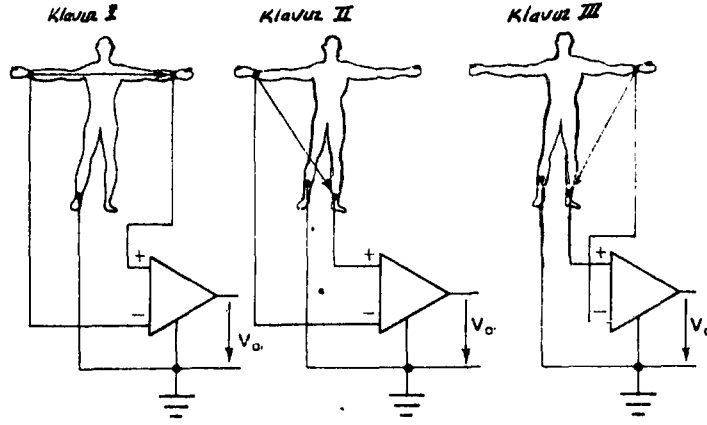
Aşağıda verilen üç bağlantıya bipolar isimi verilir. Çünkü her bağlantıda iki elektrot kullanılmaktadır.

Klavuz I : LA ve RA (Sol kol ve sağ kol)

Klavuz II : LL ve RA (Sol ayak ve sağ kold)

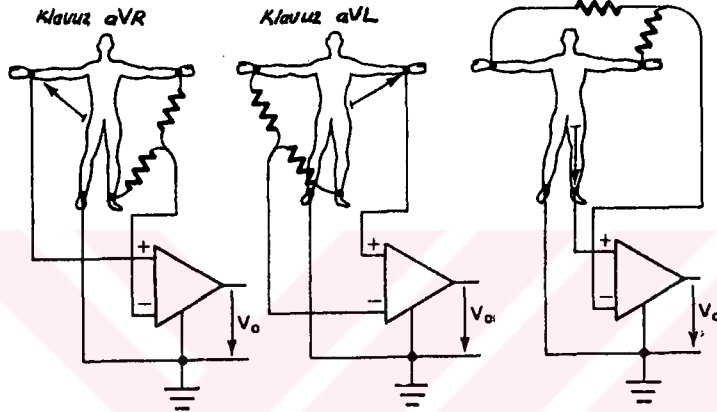
Klavuz III : LL ve LA (sol ayak ve sol kol)

Bipolar organ klavuzları



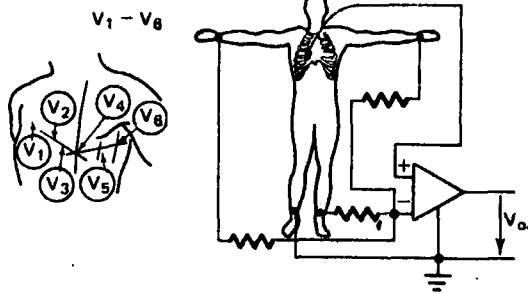
(a)

Ünipolar organ klavuzları



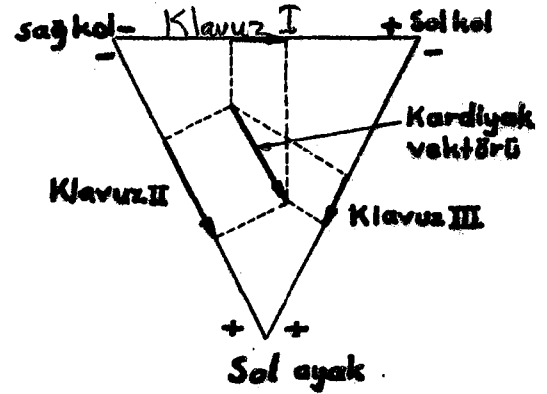
(b)

Ünipolar göğüs klavuzları



(c)

Şekil 2.11: ECG uç bağlantıları(2).



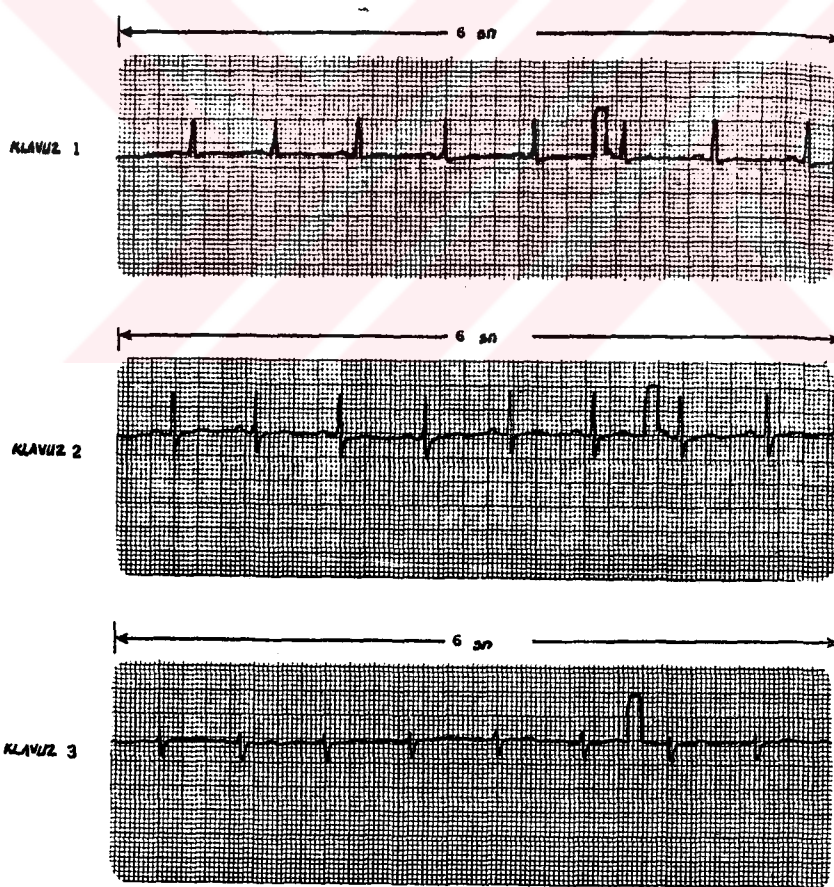
Şekil 2.12: Einthoven üçgeni (2).

Her üç bağlantıda QRS kompleksindeki R dalgası pozitiftir(2). Einthoven bu üç temel bağlantıya ait yaptığı çalışmalarda, kalbin elektriksel ekseninin bir vektör olduğunu ve ECG'nin bu vektörün zaman boyutunda olduğunu kanıtladı(2). Kalbin; köşeleri sağ omuz, sol omuz ve kasık olan üçgenin ortasında olduğu kabul edilip elektronların bu köşelerde olmasına izin verildi.

İkinci bağlantı tipi, Şekil: 2.11b'de verilmiş olan " Unipolar klavuz" (unipolar leads) bağlantısıdır. Bu teknikte ECG; vücudun merkezine denk gelen potansiyele sahip uç ile gezici uç arasında kaydedilir.

Merkez nokta, uç aktif elektrot ve eşit büyüklükteki dirençlerin ortak bağlanmasıyla oluşturulur. Bu noktanın potansiyeli, üç elektrot potansiyellerinin ortalamasıdır. Geliştirilmiş Unipolar bağlantıda, gezici elektrot, ayrıca merkez terminali olarak kullanılmaz. Bağlantılar aVR, aVL ve aVF olarak isimlendirilir.

Üçüncü bir bağlantı tipi, "Unipolar göğüs klavuzu"dur(Unipolar chestleads). Şekil: 2.11.c'de gösterildiği gibi; bir göğüs elektrodu, göğüs üzerinde belirlenmiş altınoktanın her birine sırayla yerleştirilir. Bu konumlar, "Precardial Unipolar Leads" olarak isimlendirilir(V_1, V_2, \dots, V_6). Şekil: 2.13'de birinci bağlantı tekniğinde alınmış hasta bir insana ait kayıtlar örnek olarak verilmiştir.



Şekil 2.13: Tipik hasta, ECG şekilleri(2).

3. BÖLÜM

SAYISAL İŞARET İŞLEME TEKNİĞİ

Günümüzde işaret işlemesi (signal Processing); kesikli zaman aralıklarında örnekleme (sampling) yapan ve sayısal (digital) sonuçlar veren bilgisayarlar veya mikro işlemciler aracılığı ile yapılmaktadır.

Fizyolojik kaynaklı işaretlerin genlik ve frekanslarının rastgele (random) değişmesi, onların anlamlı duruma getirilmelerinde belirli zamanlarda örnek alınıp bunların genlik ve frekans açısından analiz edilmelerini gerektirir. Bu tür bir işlem zinciri ancak sayısal hesaplayıcılarla gerçekleştirilebilir.

Bu bölümde random olayın temel özellikleri, işaret analizi metodu ve sayısal filtre kavramı kısaca incelenecektir.

3.1 İşaret ve İşaret Çeşitleri

Fiziksel büyüklüklerin dönüştürülmüş olduğu elektiriksel büyüklüğe, işaret (signal) denir. Bu, ait olduğu fiziksel büyüklüğün bir çok parametresi ile ilişkili olup elde edildiği periyot esnasında sürekli bir proses gibi davranır. En sık kullanılan bağımsız değişken zaman olup, zamanın sürekli fonksiyonları $X(t)$, kesikli örneklenmiş fonksiyonu ise $X_i(t)$ ile gösterilir.

Ayrıca ikinci olarak sık kullanılan değişken, frekans olup $X(f)$ veya $X_i(f)$ şeklinde gösterileceği gibi, açısal frekans için $X(\omega)$, $X_i(\omega)$ ve kompleks frekans için $X(j\omega)$, $X_i(j\omega)$ gösterimleri kullanılabilir. (3). $X(f,t)$ veya $X(\omega,t)$ iki boyutlu gösterimleri, tekil bağımsız değişkene eşdeğer veya ardışıl değişkenler kümesine eşdeğer gelip analiz işlemlerinde oldukça sık kullanılan yöntemdir.

3.2 İşaretlerin Sınıflandırılması

Ölçülmekte olan fiziksel büyüklük kesin bir şekilde matematiksel olarak açıklanabiliyorsa ona ait işaret, Deterministik işaret ismini alır. İşaretler daha ziyade Rastgele (random) tipde olup, bir sonraki zamanda hangi değeri alacağı açıkça bilinemez (3). İşaret analizleri bu yüzden istatistiksel değerlerle yapılır. Belirli bir periyot içinde benzer şartlar altında bir kaç veri kümesi alınıp karşılaştırılır. Eğer benzer sonuçlar alınmışsa verilere Deterministik denir.

Fiziksel Büyüklüklerin matematiksel biçimi deterministik işaretlerle ifade edilmiştir. Düzenli aralıklarla tekrarlama varsa "periyodiktir" veya kısa zamanda sıfıra düşüyorsa, "geçici (transient) denir. Periyodik işarete en basit örnek Sinüsoidal fonksiyondur:

$$X(t) = A \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad (3.1)$$

Çok genel bir periyodik işaret örneği olarak Şekil:3.1'de; ilgili sinüsoidleri kapsayan fakat kendisi sinüsoidal olmayan bir $X(t)$ verilirken; tüm değerleri kendi kendine tekrarlayan harmonik bileşenler Fourier Serileri ile ifade edilirler.

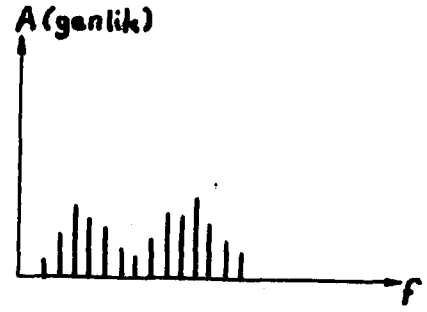
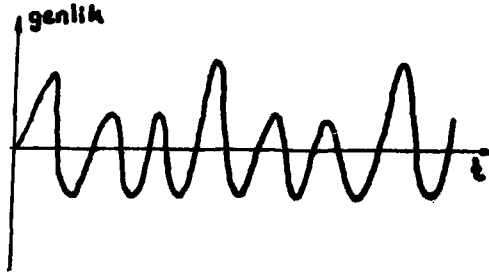
$$X(t) = A_0 + A_1 \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_1) + A_2 \cdot \sin(2\omega_0 t + \theta_2) + \dots + A_n \cdot \sin(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (3.2)$$

veya:

$$X(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \sin(n \cdot \omega_0 t + \theta) \quad n=(1,2,3,\dots) \quad (3.3)$$

Şeklinde yazılır.

$X(t)$ 'nin frekans yapısı çizgi spektrumu (line spektra) biçiminde Şekil: 3.2'de gösterilmiştir.

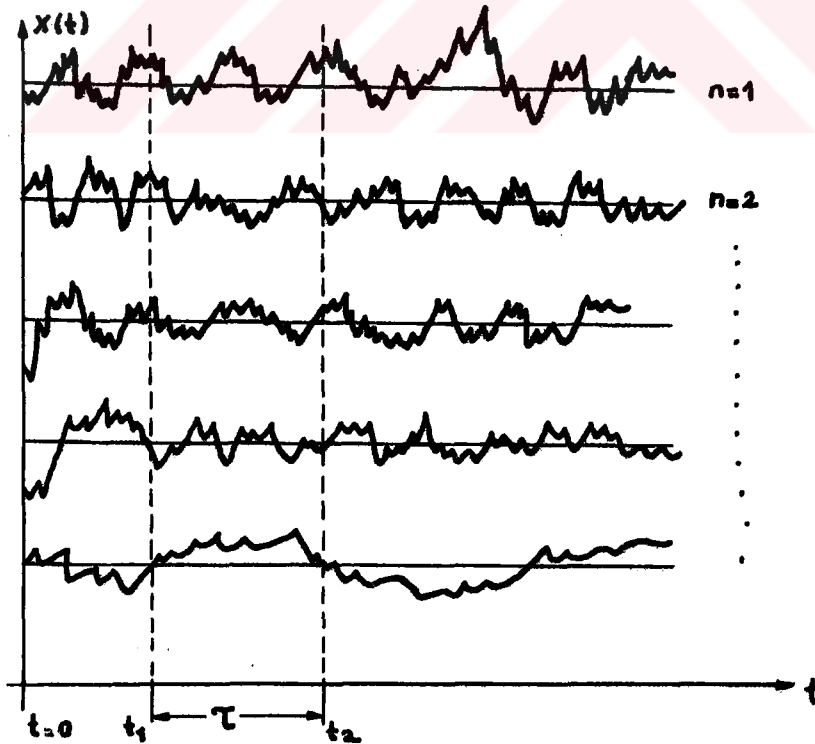


Şekil: 3.1 Sinüsoidal olmayan periyodik fonksiyon(3). Şekil: 3.2 Line spektra(3).

Geçici(transient) işaretler çok sınırlı bir zaman aralığında sifıra doğru azalırlar. Teorik olarak sonsuz sayıda harmoniklere sahip olduklarından sürekli spektrum özelliği gösterirler.

3.3 Random İşaretlerin yapısı

Bu işaretlerin fonksiyonları açıkça bilinemez. Bu nedenle istatistiksel ve olasılıklı açıklamalar kullanılır. Her seferinde aynı zaman noktalarına veya başlangıç noktasına ($t=0$) başvurarak zaman-oluşumlu(Time-history) bir kümenin elde edilmesi yoluna gidilir. N Adet kayıdın bir araya getirilmesi(ensemble) için N sefer tekrarlama yapılır. Bu birleştirmenin istatistiksel değeri, zaman ekseninde özel anlarda alınan kayıt değerlerinin dikkate alınmasıyla sağlanmış olup, Şekil: 3.3'de gösterilmiştir.



Şekil: 3.3 N adet kaydın birleştirilmesi(3).

Bu prosese örnek olarak t_1 noktası alınır, bu noktadaki ortalama değerler şöyle toplanabilir.

$$\langle X(t_1) \rangle = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_k(t_1) \quad (3.4)$$

t_1 ve t_2 ile ayrılmış iki örneğin çarpımının ortalama değeri "Oto-korelasyon" olarak bilinir ve aşağıdaki gibi yazılır (3).

$$R(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_k(t_1) \cdot X_k(t_2) \quad (3.5)$$

Bu tür bir yaklaşım, "Birleştirici ortalama" isimini alır. Bu değer sürekli olabilip, pek çok kayıt uzunluğu için kayıt kümesinin kompleks istatistiksel açıklamasını verir. Eğer $\langle X(t_1) \rangle$ ve $R(\tau)$ değerleri t_1 'in mümkün olan bütün değerleri için (her t_1 tekrarlama-sında) sabit kalıyorsa ve $R(\tau)$ sadece τ ölçüsüne bağlıysa, bu durumda işaret yavaş yavaş değişiyor (stasyoner) denir. Pratik durumlar için zaman değişiminin yavaş olması stasyonere sınıflandırmaya sokulabilir. Ancak böyle bir yavaş değişimli zaman-bağımlı işaretlerin işlenmesinde, sadece tek bir kayıt test edilerek, bu yolla elde edilen istatistiksel sonuçların çizilmesine izin verilebilir.

Bir fiziksel büyüklüğün elektriksel benzeşi yoluyla ifade edilmesinden dolayı, işaret ortamının ayrıntılarının bilinmesi gerekir. Eğer geçici depolama ortamı kullanılmışsa işaret gerçek- zamanda (real time) analiz edilemez. Çok iyi bir sonuç için, random veri tahminleri olan tüm ölçümleri gerçekleştirmek gerekecektir. Hatalardan kaçınmak için ayrıca ölçümler, çevresel koşullara uygun düşmüş olmalıdır (gürültünün dikkate alınması gibi).

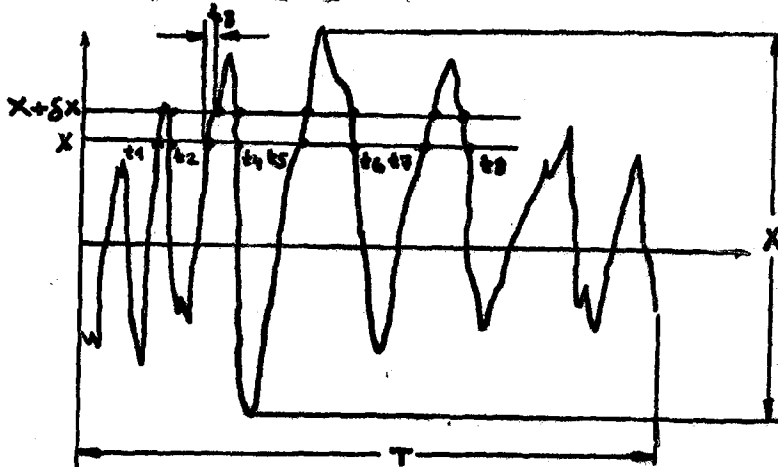
Random bir işaretin analizine yardımcı olması açısından, öncelikle onun genlik, zaman ve frekans düzlemlerindeki (domain) karakteristiklerinin bilinmesi gerekir. Aşağıda bu konu sırasıyla incelenmiştir.

3.3.1 Genlik düzleminde değerlendirme

Random bir işaretin genlik özelliği, yalın olarak "Kare-ortalama" değeri ile tanımlanabilir.

$$\overline{X^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) \cdot dt \quad (3.6)$$

Bu ifadenin kare kökü de kullanışlı bir büyüklüktür. Her iki değer, işaretin genlik etkisinin bir göstergesi olsa bile değişken yapısını yeterli şekilde açıklayamazlar(3). Bu yüzden, işaret genliğinin verilen bir düzeyi aşmaması veya tanımlanmış iki düzey arasında kalması gibi olasılıklı terimlerle ifade edilecek faktörlerin belirlenmesi gerekir. Bu durum Şekil: 3.4'de gösterilmiştir.



Şekil: 3.4 Olasılığın belirlenmesi(3).

İşaretin tümünün dinamik genliği aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$t_n = \sum_{p=0}^{p=k} t_p(x, x+\delta x, n) \quad p=0,1,\dots,k \quad (3.7)$$

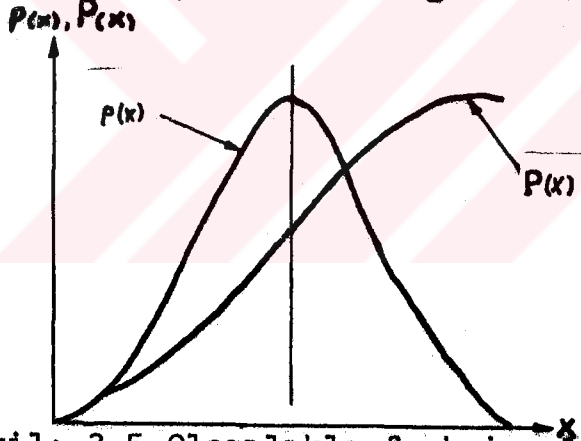
Buradaki n ; işaretin bölünmüş olduğu düzeylerin sayısıdır. t_p ; ise düzey çiftleri arasındaki işaretin, kalma periyodudur. Olasılıklı yoğunluk fonksiyonu, verilen x ve δx kademeleri arasında işaretin bulunabilme olasılığını verir. Bu fonksiyonun bir yoğunluk fonksiyonunu vermesi için δx ile normalize edilmiş durumu dikkate alınır(3).

$$p(x) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{t_n}{T \cdot \delta x} \quad (3.8)$$

Yukarıdaki oran, sonsuza uzanan bir kayıt uzunluğu için tam bir olasılık değerine yaklaşacaktır. Eğer X 'in mümkün olan tüm kesikli değerlerinin sayısı büyükse, $X(t)$ fonksiyonunu açıklamak için geniş düzlemlilikli olasılık fonksiyonlarına gerek duyulur. Bu amaçla aşağıdaki olasılıklı dağılım fonksiyonu kullanılır.

$$P(x) = \int_{-\infty}^x p(x) \cdot dx \quad (3.9)$$

Her iki fonksiyon Şekil:3.5'de gösterilmişlerdir.



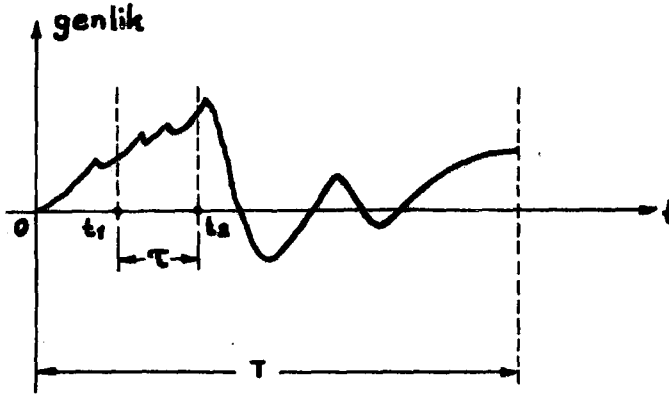
Şekil: 3.5 Olasılıklı fonksiyonlar(3).

3.3.2 Zaman düzleminde değerlendirme

Yalın ortalamalar ve olasılıklı ölçümler işaretin periyodik davranışı hakkında yeterli anlatımda değildirler(3). İstatistiksel olarak bilgi, işaret genliğinin iki zaman arasında alınan değerlerinin ölçümü ile sağlanmıştır. Bu fark süre τ ile gösterilecek olursa aşağıdaki bağıntı kayıt süresinin ortalamasını verir(3).

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T X(t) \cdot X(t+\tau) \cdot d\tau \quad (3.10)$$

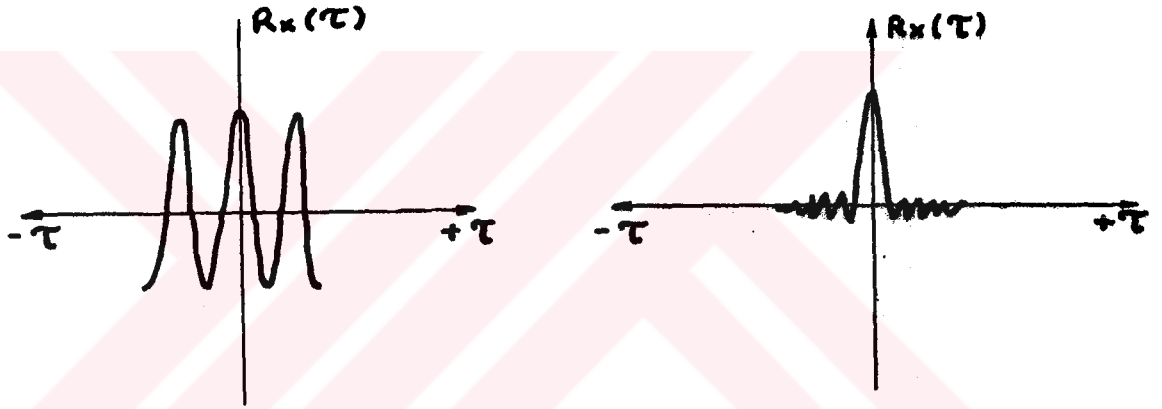
Bu işlem "oto-korelasyon" olarak bilinir ve bağıntı da; oto-korelasyon fonksiyonunu verir. Şekil: 3.6'da Bu fonksiyonun grafik gösterilişi çizilmiştir.



Şekil: 3.6 Oto korelogram(3).

Bağıntının grafik formundaki ismi oto-korelogram olup; $R_x(\tau)$ dikkate alınan fonksiyon, τ ise gecikme veya tekrarlama zamanıdır. Oto-korelogramın ortalama değeri random işaretteki periyodikliği açıklama yeteneğindedir.

Tamamen random bir işaretle; $x(t) \cdot x(t+\tau)$ çarpımı küçük bir değere kadar azalır. Aşağıda Şekil: 3.7'de periyodik ve random işaretin oto-korelogramları arasındaki fark kolaylıkla görülebilmektedir.



Şekil: 3.7 (a) Sinüs Dalgası (b) Random işaret (3).

3.3.3 Frekans düzleminde değerlendirme

İşaretin spektral analizindeki bilgiler, onun spektral yapısının doğrudan çizilmesiyle sağlanan çok kullanışlı bir açıklama tarzı olan Oto-korelogramdan kaynaklanabilmektedir(3). Fourier Seri analizleri, periyodik fonksiyonlara uygulandığından, harmonik ilişkili bileşenlere sahip olmayan random işaretler için kullanılamazlar. Bu yüzden frekans bileşenlerinin bağıl genlik ölçümü, Fourier transformu ile sağlanmıştır (3).

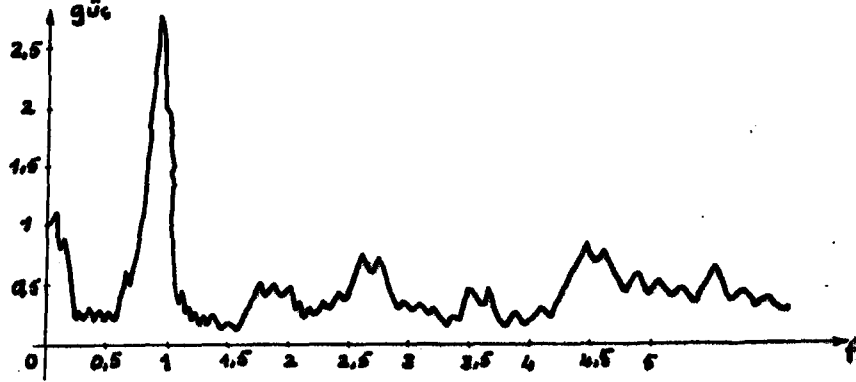
$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt \quad (3.11)$$

Karesel ortalama değeri, çok kısa bir T kayıt uzunluğunda verilen bir frekansdaki ani gücün ölçümünü sağlamak için kullanılmıştır(3).

$$S(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{X_B(t)^2}{B} dt \quad (3.12)$$

Burada $X_B(t)^2$; B band genişliğinde dikkate alınan işaretin ani değerlerinin karesidir. Bu büyüklük, etkin filtre band genişliğinin serbest yaklaşım derecesini verecek şekilde, $|X(f)|^2$ Fourier transform genliğinin karesiyle ilişkilidir.

Yukarıdaki eşitlik, çok dar bir band genişliğindeki karesel ortalama ile elde edilmiş "Güç spektral" yoğunluğunu verir. Böyle bir örnek, bir kaç güçlü periyodik birleşene sahip random işaret için aşağıda, Şekil: 3.8'de çizilmiştir.



Şekil: 3.8 Spektral güç yoğunluğunun grafik gösterilişi(3).

Spektral güç yoğunluğu fonksiyonu ve oto-korelasyon fonksiyonu arasındaki ilişki, pratik ölçüm metotlarının bir terimi olarak çok önemlidir(3). Fonksiyon bir birlerinin Fourier transformu şeklinde gösterilebilir(3).

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \cdot \exp(-j\omega\tau) d\tau \quad \text{ve} \quad (3.13)$$

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \cdot \exp(j\omega\tau) df \quad (3.14)$$

olarak yazılabilir. Pratik durumlarda pozitif frekanslardaki gerçek değerler için şu durum yazılabilir(3).

$$S(f) = \int_0^{\infty} R(\tau) \cdot \cos\omega\tau \cdot d\tau \quad (3.15)$$

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} S(f) \cdot \cos\omega\tau \cdot d\tau \quad (3.16)$$

3.4 İşaret analizi yöntemi

Analiz yöntemleri işaretin oluştuğu çevresel koşullara bağlıdır. Zaman oluşumlu dönüştürücü (transducer) analizlerinin ilk aşaması kalibrasyon işlemi kapsar. Bu ön proses, işaretin uygun şekilde sınırlandırılmasında rol oynar. Dinamik kademe sınırlamaları yardımı ile işarettaki küçük genlikli hızlı değişimlerin analizi önlenebilir. Kesikli zaman serilerinin, (kayıt örneklerinin ifadesi) sayısallaştırma (digitisation) ve ondalıklaştırılma (decimation) öncesi, filtreden geçirilmesi gerekir. Bu sayılan tüm işlemler işaretin yorumlanabilmesi için gereklidirler.

Sayısal bilgisayar yöntemi, yüksek tekrarlı ve son derece doğru bilgi verme yeteneğine sahiptir. Bu yöntem de yer alan Hızlı Fourier Algoritması için gerekli donanım (hardware) önemli bir harcama gerektirmez(3). En büyük zorluk, sürekli analog işaretin örneklenmiş şekle dönüştürülmesidir.

Önemli olan diğer bir konu, random işaretteki periyodik bileşenlerin ortaya çıkmasına belirleyecek test yöntemini kurmaktır. Bu amaçla Oto-korelasyon fonksiyonunun kullanılması güçlü bir yoldur. Bu yolla yapılmış ölçümler, periyodik bileşenlerin değerini belirlemek amacıyla kullanılan güç spektral yoğunluğunun araştırıldığı bir bölgeyi tanımlar(3). İlgili filtre band genişliği etkisiyle sinüsoidal pik(peak)ler ortaya çıkarılabilir.

Eğer periyodik bileşenler gerçekten sinüsoidal ise, onların transformları bir delta fonksiyonu olacaktır. Spektral analizde band geçirici filtre kullanılmışsa; filtre genişliğinin değişimi $X_B(t)$, ani güce etki etmeyecektir. $S_x(\omega)$ 'nin tepe değeri, filtre bant genişliği, B ile ters orantılı olarak değişmesine rağmen sinüsoidal yapının bir göstergesi olabilmektedir.

Analizlere başlamadan önce işaretten istenmeyen bilgilerin (gürültü) atılması gerekir. Gürültünün yok edilmesi ile ilgili önlemler ilerde ön yükselteç katının incelenmesinde açıklanacaktır. O halde özetlemek gerekirse; fiziksel kökenli (ki biyopatansiyelleri incelemekteyiz) random işaretlerin sayısal yöntemle işlenmesinde, önce kalibre edilmesi gerekecektir. Sonra gürültü gibi istenmeyen etkilerin atılması amacıyla filtre edilmesi daha sonra örneklenip-kuantalanarak sayısal biçime sokulması gerekir. Ancak bundan sonra sayısal biçime sokulması gerekir. Ancak böylelikle sayısal bilgisayar tarafından algılanabilir. Makina tarafından, işaretin spektral yapısının incelenerek sayısal bilgisayar denetimi altındaki filtre-ve kazanç devrelerine gerekli uyarılar gönderilip, random işaretin frekans ve genlik özellikleri dinamik olarak belirlenir. Belirli sayıdaki taramadan elde edilen sonuçların toplam etkisi, zaman değişimli bir eğri olarak fiziksel davranışın yerine tutacak biçimde yardımcı devreler ile grafik kağıda çizilir veya bir monitörde gösterilir.

Bundan sonra işaret analizi açısından örnekleme ve kuantalama işlemlerinin özellikleri prensip olarak incelenecektir.

3.5 Sürekli bilginin sayısallaştırılması

Sürekli bir analog işaretin sayısal bilgisayara giriş yapması amacıyla kesikli şekle dönüştürülmesi, zaman düzleminde örnekleme ve genlik düzleminde kuantalama ile kodlamayı kapsar. Analog işaretin örnekleme, dar bantlı darbe (pulse) serilerinin seçimini veya eşit zaman aralıklarında yerleştirilmiş işaretin dilimlenmesini kapsar (3). Zaman düzleminde örnekleme (sampling), düzgün hızda yapıldığı kabul edilir. Random işaret çalışmalarında düzgün hızda yapılan bir örnekleme, "aliasing" etkisini yenmek açısından tercih edilmelidir.

3.5.1 Örnekleme

İdeal olarak örnekleme sonsuz kısa bir zaman periyodunda yapılması gerekir(3). Verilerin ortalamasının alındığı bu süreye, "Aralık zamanı" (aperture time) denir. Kaliteli bir analog-sayısal dönüştürme için, bu sürenin örnekleme periyodundan çok küçük olması gerekir. Bu, ancak çok hızlı analog-sayısal dönüştürücülerle sağlanabilir.

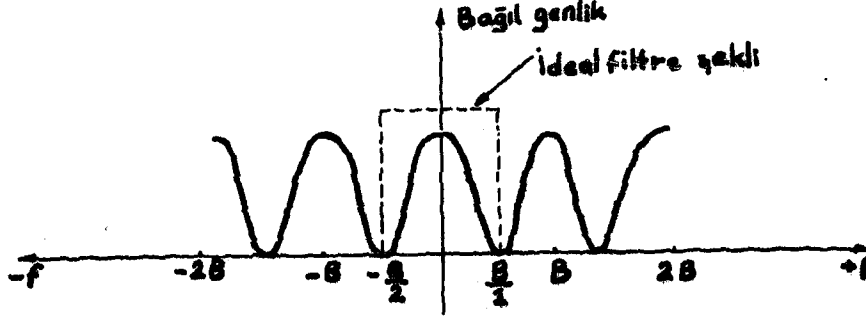
Eğer örnekleme düzenli aralıklarda yapılmazsa, aralıkların zaman bölgelerinin belirsizliğinden dolayı sahte frekanslar, bilgiye girerler. Bu tür bir etki yüksek frekanslı işaret işlenmesinde ilerleyen faz hatalarına yol açar. Bant genişliği B olan bir işaretin örnekleme frekansının korunması için gerekli olan en düşük örnekleme frekansı $f_s \geq 2B$ olmalıdır(3). Bu özellik "örnekleme teoremi" olarak bilinir.

.....
Aliasng;* Çıkış spektrumunda yansımış frekans bileşenleri etkisi.

Eğer ilgili işaret $Ove B(Hz)$ değerleri arasındaki frekanslara sahipse o zaman örneklenmiş veriden işaretin tekrar elde edilebilmesi için gerekli minimum kayıt uzunluğu;

$$T \geq \frac{1}{2B} \quad (\text{saniye}) \quad (3.17)$$

olmalıdır. Bu özellik "Rayleigh Kriteri" olarak bilinir. İşaretin tekrar elde edilmesi, pratikte kusursuz değildir. Bunun nedeni yetersiz filtre tasarımıdır. Eğer sınırlandırılmış band genişliğinin spektrumu dikkate alınırsa şekildeki gibi iki yanlı spektrum elde edilir (Şekil: 3.9).



Şekil: 3.9 Sınırlı band genişlikli işaretin Fourier ifadelendirilmesi (Tayfı) (3).

Orijinal spektrumun her iki yanında spektrumun sonsuz serilerini kapsayan bölgeler oluşmuştur. Oysa ideal karakteristikte, işaretin orijinal spektrumu sınırlı bir bölgede (kesik çizgili kısım) elde edilecektir.

Yukarıdaki incelemelerden şu görülmektedir; $f_N = B$ den daha büyük frekansların içeriye kaçmamasından emin olmak için, sayısal-laştırma öncesi işaretin alçak-geçiren bir filtreye uygulanması gerekir. Band sınırlamada kullanılacak filtrelerin yüksek hızda bir zayıflatmaya sahip olması da ayrıca istenir. Ancak bu sayede band genişliğinden büyük olan bileşenler daha kolay atılabilmektedir.

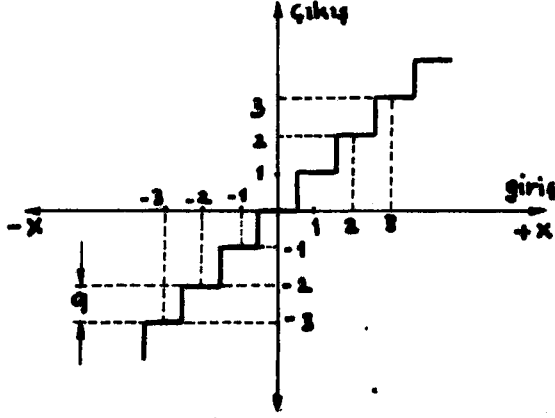
3.5.2 Kuantalama

Kesikli sayıların sınırlı serileri şeklinde algılanan kesikli örnek değerlerinin, değişken genlik serileri şeklinde ifadelendirilmesine kuantalama denir (3). Bu işlem, orijinal işaretin çeşitli parçalarının sonlu sayılar şeklinde kabul edildiği bir yaklaşımdır. Sayısal ifadelendirmedeki bitlerin (digit) sayısı sınırlıdır. Kuantalanmış değişkenin nümerik değerleri, sayısal bilgisayara girmeye izin verecek şekilde ikili (binary) formda ifade edilmişlerdir. Şekil: 3.10'da kuantalayıcının geçiş (transfer) karakteristiği ve Şekil: 3.11'de örneklenmiş ve kuantalanmış fonksiyon gösterilmiştir.

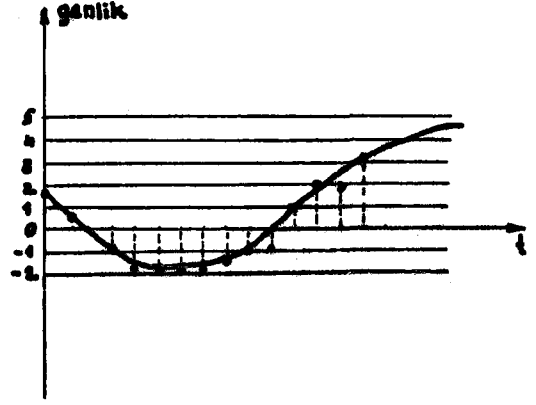
Kuantalama işlemi, fonksiyonun kendisi üzerine etki yapmayıp onun olasılık yoğunluk dağılımına etki eder. Kuantalamaya bir istatistiksel terim olarak bakmak kullanışlıdır. Örnekleme ve kuantalama, işlenmekte olan işarete bir miktar distorsiyon sokacağından, zaman düzleminde örneklenmiş sinyalin gürültüsü bir miktar artar (3).

Örneklenmiş bir $X(t)$ sürekli işareti; zaman ekseninde düzgün olarak yerleştirilmiş,

$D(n) = \sum \delta(t-nh)$ (3.18)
İmpuls treninin $X(t)$ ile modüle edilmiş şekli olarak görülebilir.



Şekil: 3.10 Kuantalayıcı geçiş karakteristiği(3).



Şekil: 3.11 Örneklemeye ve kuantalamaya(3).

$$X_q(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(t) \cdot \delta(t-nh) \quad (3.19)$$

Buradaki $(t-nh)$; nh saniye kadar gecikmiş birim alanın bir impuls ifadesi olup, h ; örnekleme aralığıdır. Bunlardan türetme yaparsak, dikdörtgen pals serilerinin spektrumu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$D(n) = \frac{AB}{h} \left\{ \frac{\sin n\pi(B/h)}{n\pi(B/h)} \right\} \quad (3.20)$$

Burada A ; darbe yüksekliği B ; ise darbe genişliğidir. Delta fonksiyonu $B \rightarrow 0$ iken $A \cdot B = 1$ olacaktır. Yani.

$$\lim_{B \rightarrow 0} D(n) = \frac{1}{h} \text{ olur.} \quad (3.21)$$

Zaman düzleminde delta serilerini ifade etmek için, $D(n)$ Fourier transformunda yerine konularak, kuantalanmış işaret;

$$X_q(t) = X(t) \cdot \frac{1}{h} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi nt/h) \quad (3.22)$$

şeklinde ifade edilir. Kuantalanmış işaret, impuls treni ve sürekli $X(t)$ işaretinin Fourier serisinin (harmonik yapısı) çarpımı olarak gösterilmiştir.

Ayrıca kuantalama sırasında işarete giren hatanın minimum yapılabilmesi için analog/sayısal dönüştürücünün dinamik kademesi (çıkış kelimesindeki bit sayısı) büyük olmalıdır.

3.6 Bilgisayar tabanlı işaret işleme teknikleri

Modern mini bilgisayarlar (mini computer) günümüzde bir çok laboratuvar ölçüm aletlerine hızlı şekilde girmiştir. Veri (data), yazılım (software) kontrolü altında işletilip tekrar elde edilebilmektedir. Analog- sayısal ve sayısal - analog dönüştürücülerin bilgisayar veya mikro-işlemci ile bağlantılı şekilde kullanılabilirleri, büyük miktardaki verinin işlenmesini mümkün kılmaktadır.

Esasen sadece donanım (hardware) tabanlı işaret/gürültü iyileştirme teknikleri, bilgisayar tabanlı tekniklerin yanında yetersiz kalmaktadır(4).

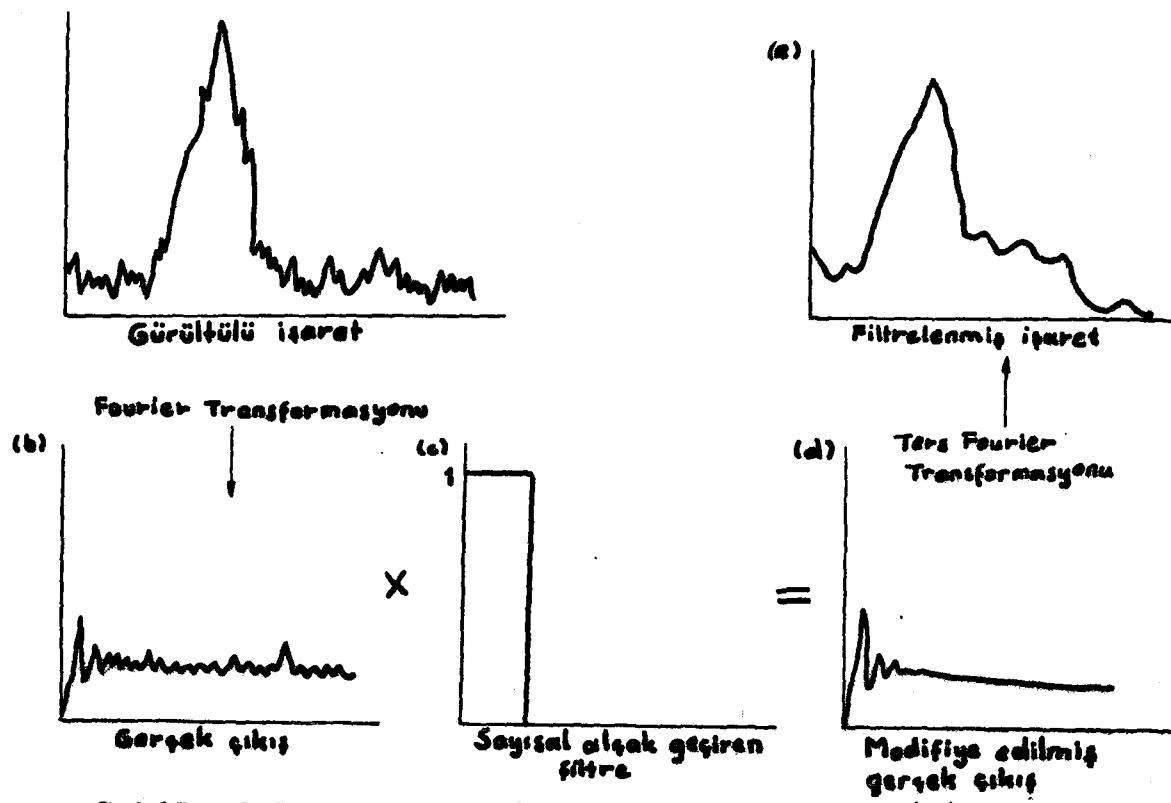
Bilgisayar tabanlı sistemin ilk avantajı esnek olmasıdır. Bir çok durumda işaret/gürültü iyileştirme çalışması, verinin işlenmesinden önce yapılır. Eğer İ/G iyileştirmesi de bilgisayar tabanlı ise, sonraki veri işlenmesi oldukça kolaylaşır. Bir çok durumda sorun olan, verinin tekrar elde edilme hızıdır. Her hangi bir bilgisayar tabanlı İ/G iyileştirme tekniği veya işaret işleme tekniğinde doğal bir adım, analog verinin sayısallaştırılmasıdır. Bunun içinde; ilgili işaretin örneklenmiş ve kuantalanmış olması gerekir. İstemek de bu sırada bir miktar hataya yol açılır. Örnekleme aşamasında da bilgisayar tabanlı teknikler kullanmak çok faydalıdır. Yalın analog filtreleme, İ/G iyileştirme tekniklerinin tümü içersinde yaygın olarak bir miktar yer kaplar. Filtreleme işlemleri de etkin olarak, bilgisayarda depolanmış dalga şeklinin kullanılması ile yapılabilir(4).

3.6.1 Sayısal Filtreleme

İşaret ölçümünün optimizasyonunda başlıca önemli nokta, işaretin bant genişliği için devrenin kontrol edilebilmesidir(4). Band genişliği kontrolü, aktif veya pasif tipte; direnç, kapasitör ve endüktörlerin oluşturduğu şebekelerde frekans seçimi ile yerine getirilir. Bununla birlikte sonuçlar arzu edilenden az çok eksik olur. Çünkü arzu edilmeyen zayıflatmalar ve işaret frekansındaki faz kaymaları işaret bilgisinde distorsiyona sebep olurlar veya İ/G iyileştirmesinin optimal değerinin altında kalmasına yol açarlar. Sayısal filtreleme, bu sorunların bir çoğunu yener.

Sayısal filtreleme, yalın olarak, yazılım kullanarak band genişliği kontrolünü kapsar(4). Sayısal filtremenin yapısına uygun ve öğretici bir yol onun, Fourier transformu kullanılarak yapılmasıdır. Burada önemli olan, işaretin frekans yapısının (composition) bilinmesi düşüncesidir. Frekans yapısı, Fourier transformasyonunun kullanılması ile genlik-zaman değişimli dalga şeklinden belirlenebilmektedir. Genlik-zaman değişimli dalga şeklindeki analog filtre etkisi; filtrenin frekans cevap eğrisi ile dalga şeklinin frekans spektrumunun çarpılması suretiyle doğru bir şekilde açıklanabilmektedir(4). Bu benzer proses, bilgisayarda işaret dalga şeklinin Fourier transformunun tekrarlamalı hesaplanmasıyla başarmaktadır. Bununla birlikte arzu edilen her hangi bir frekans cevap eğrisi başlatılabilirken, basit sayılabilecek bu işi sadece donanım (hardware) ile yerine getirmek mümkün olmayabilir. Böyle bir sonuç ancak; faz kaymasız, karesel kesimli (cutoff), yüksek geçiren, farksal (differentiating) ve kesikli (discrete) frekans filtrelerinden birisini kullanmak suretiyle sağlanabilir.

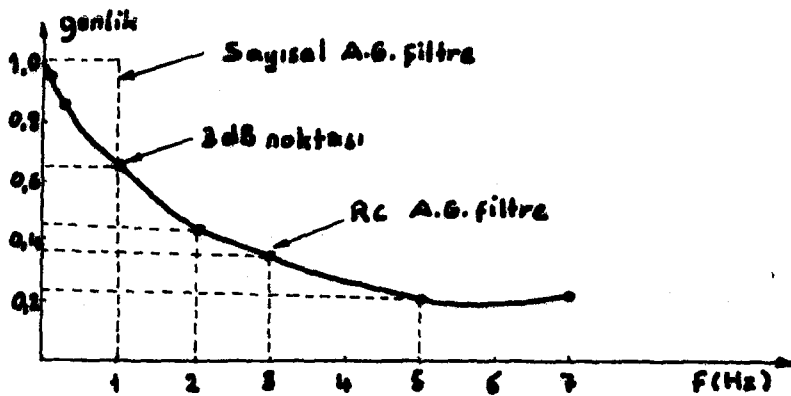
Aşağıdaki Şekil: 3.12'de bir alçak geçiren sayısal filtre çalışmasının değişik evreleri gösterilmiştir. Şekil: 3.12(a)'da gürültülü bir işaret gösterilmiştir. Fourier transformunun gerçek (real) çıkışı ise Şekil: 3.12(b)'de görülmektedir. Fourier transformunun gerçek çıkışı (real) esasen, genlik spektrumunun bir benzeşidir. İşaretin dağılımı (distribution) önemli olup, bu çizimdeki gürültü bilgisi, genlik spektansındaki gibidir.



Şekil: 3.12 Sayısal Filtreleme Aşamaları(4).

Şekil: 3.12(c)'de ideal bir alçak geçiren filtre karakteristiği gösterilmiştir. Bu filtre faz kaymasız ve dinamik değişen kesim değerli olup bu karakteristikler bir analog filtre ile çarpılarak, modifiye edilmiş gerçek (real) çıkış elde edilmiştir. Sonuçtaki filtrelenmiş işaret, bu çıkışın Ters Fourier Transformunun alınmasıyla tekrar elde edilmiş olup, Şekil: 3.12(e)'de gösterilmiştir. Dikkat edilmesi gereken, gürültü düzeyinin yeterince azalmış olmasıdır. Bu işlemin analog filtrelerle yapılması, işarete distorsiyon sokmaksızın oldukça zordur. Sayısal filtrelemeden kaynaklanan hatalar ihmal edilebilecek düzeydedir.

Sayısal alçak geçiren filtre ile bir analog R/C alçak geçiren filtre Şekil: 3.13'de karşılaştırılmıştır.



Şekil: 3.13 Sayısal yazılımlı frekans cevabı ile Analog alçak geçiren filtre karakteristiğinin karşılaştırılması(4).

Eğrilerde dikkat edilmesi gereken, sayısal filtrenin kesim değerinin, Analog filtrenin-3dB noktasına göre belirlenmiş olmasıdır(4). Böylece filtreleme olayına güç ve esneklik açısından en iyi yaklaşımın, sayısal teknik olduğu açıkça görülmektedir. Bir çok kullanışlı filtre, bu yaklaşımla oluşturulmuştur. Ayrıca diğer önemli bir nokta; sayısal filtreleme olayının, I/G iyileştirmesinde sıkça kullanılan hareketli ortalamalı (moving average) düzgünleştirme prosesine benzeş olmasıdır(4). Bu yaklaşımda işaret, düzgünleştirme (smoothing) fonksiyonu ile çarpaz- ilişkilidir (cross-correlated).

Düzgünleştirme fonksiyonu, dikdörtgen biçime yakın alınabilir. Çarpaz-ilişki işlemi, esasen bir taramalı (scanning) boxcar integratörünü simule edebilmektedir. Aşırı karmaşık yapıya çok sayıda düzgünleştirme fonksiyonu geliştirilmiştir. Her hangi bir durum için, şekli çok önemli olmayan bir düzgünleştirme fonksiyonu kullanılabilir. Sayısal filtrenin eşdeğeri; daima düzgünleştirme fonksiyonunun Fourier transformunun alınmasıyla basitçe bulunabilmektedir(4).

Aşağıda; sayısal filtrelemeye örnek olarak, 60Hz'lik şebeke frekansının atılmasına ait teknik incelenmiştir.

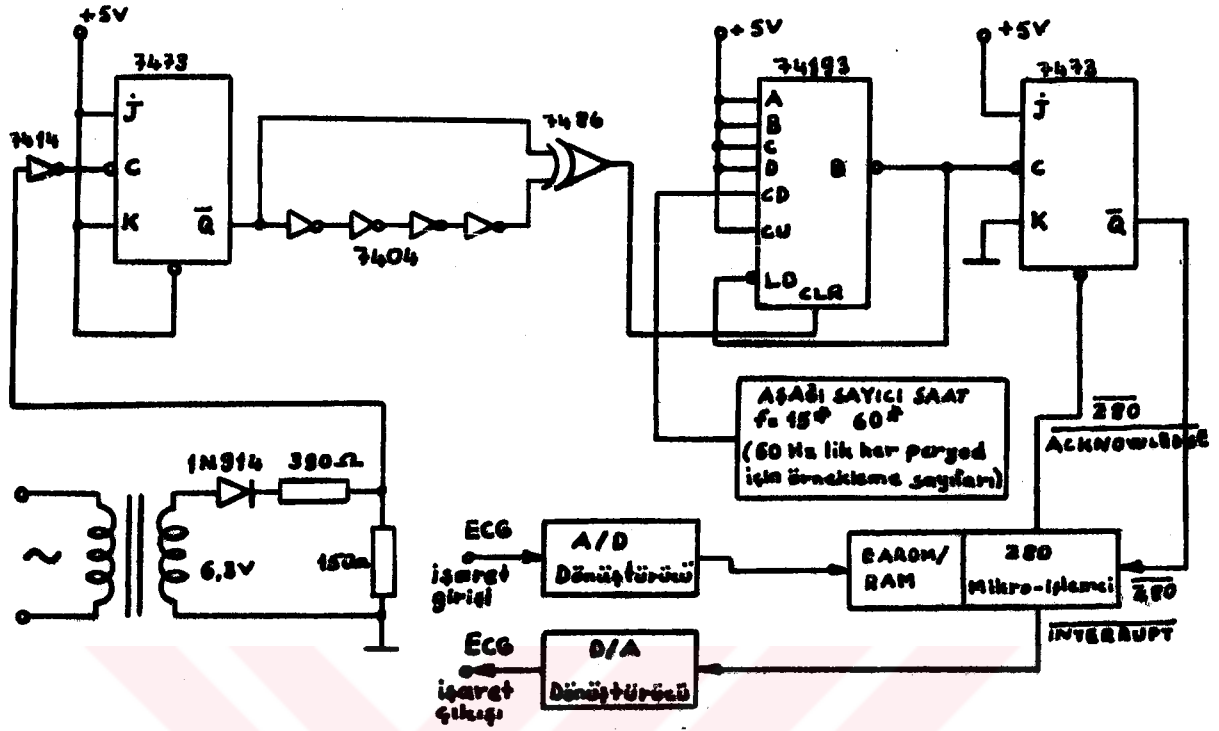
3.7 Şebeke gürültüsünün atılmasına ilişkin teknik

Güç hattından gelen 60Hz'lik (Amerikan sistemi) girişimler (interference), ECG gibi biyopotansiyelleri bozabilirler. Analog alçak geçirici filtrelerin kesim frekansları (Cut-off frequency) 60Hz değerinde ayarlanarak bu tip girişimler uzaklaştırılır. Fakat bu arada işaretin band genişliğide azalacaktır. Sayısal filtreler, 60Hz'lik sinüsoidleri uzaklaştırırken, daha yüksek frekanslarındaki harmoniklere etki etmez(5).

Bu filtreler; gürültünün bir periyotluk varlığının öğrenilip bunun işaret dalga şeklinden çıkartılması sonucunda, şebekeden gelen girişimlerin atılması esasına göre çalışırlar.

Küçük mikro-işlemcili veri elde etme sistemlerindeki filtre algoritması iki adımda gerçekleşir. Birincisinde; 60Hz'lik zaman aralıklarında biyopotansiyel işaretin örneklenmesi ile gürültü girişiminin yapısı öğrenilir ve örneklenmiş değerler mikro bilgisayarlardaki RAM bellekteki tabloya kaydedilir. Sonra filtre, ardışıl(subsequent) giriş işaret örneklerinden tablodaki değerleri çıkararak filtrelenmiş çıkışı sağlar(5). Bu işlem, etkin olarak girişimleri uzaklaştıracaktır. En etkili bir şekilde gürültünün atılabilmesi için; filtre algoritmasının işaretin bir periyodu esnasında gürültü dalga şeklini öğrenirken, diğer bir dalga şeklinin saptırmalarının olmaması gerekir. Örneğin, ECG'nin yapısındaki izoelektrik bölgede (isoelectric region) gürültü saykılı, kardiyak dalga şekli aktivitesi tarafından dağılım olmaksızın yakalanmaktadır.

Filtrenin gerçekleştirilmesinde; Z80 mikro işlemcisi, RAM, ROM, A/D ve D/A dönüştürücüleri ile mikro işlemci için gerekli örnekleme kesmeleri (interrupts) üreten zamanlayıcı devresi kullanılmaktadır. Önemli olan bir nokta; örnekleme kesmelerinin bu zamanlayıcı yardımıyla elde edilebileceğidir. Filtrenin dahili gürültü tablosu ile(bellekte), işareti bozan gürültü dalga şeklini kilitlemek için, zamanlama devresinin 60Hz'lik şebeke frekansı ile kesme darbelerini senkronize etmesi gerekir. Şekil: 3.14'de zamanlama devresinin şematik diyagramı gösterilmiştir.



Şekil: 3.14 Kesme darbelerinin elde edilmesi (5).

Devrede, şebekeden alınan 60Hz'lik darbeler, darbe üretici olan sayıcıyla 15. ve 16. darbeler arasında sıfırlayarak (reset), darbe treninin senkronize edilmesini sağlar. Filtre yazılımının gerçekleşmesi için, RAM bellekte 220 kelime (byte)lik yer işgal eden 150 satırlık assembly dil kodu kullanılmıştır(5).

Mikro-bilgisayar tabanlı öğrenci filtreler; öğrenme başlangıcında depolanmış olan gürültü dalga şeklinin kopyasının biyo-potansiyel işaretten çıkarılması prosedürünü gerçekleştirirler. Filtre, giriş işaretinin çok küçük bir periyodunda gürültü dalga şeklini öğrenmelidir. Ayrıca filtre, gürültü dalga şeklinin genlik değişimleri sırasında yeni bir gürültü dalga şeklini otomatik olarak öğrenmelidir.

Bundan sonraki bölümlerde, Ölçüm sistemini oluşturan kısımlar incelenecektir. Devrelerin özellikleri incelenirken, tasarımlarına ait gerekli hesaplamalara da yer verilmektedir. İlk olarak ön yükselteç katından başlanılmıştır.

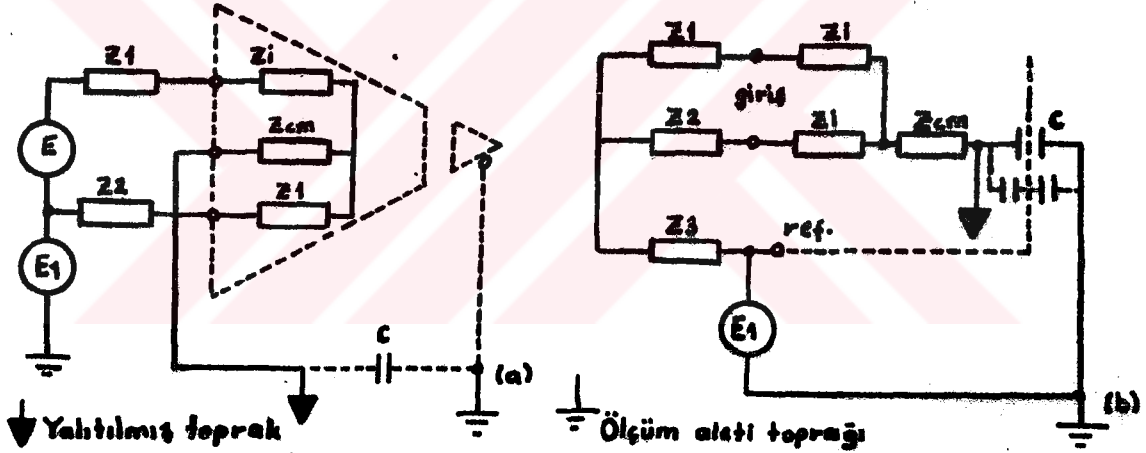
4. BÖLÜM ÖN YÜKSELTEÇ

Biyomedikal ölçümlerin amacı, fizyolojik işaretlerin alınması işlenmesi ve gösterilmesini kapsar. İşaretlerin fizyolojik kaynaklardan alınmaları daha önceki bölümlerde incelenmişti. İşaretin, işlenebilmesi için yeterli bir düzeye çıkılması gerekir. Bu aşamada, işarete harici gürültülerin karıştırılmaması gerekir. Bunun yanında hastaya en yakın devre birimi ön yükselteç olduğundan, bu devrenin kesinlikle pil ile beslenmesi gerekir. Aşağıdaki bölümlerde; kullandığımız ön yükselteç devresi, saydığımız özellikler açısından incelenirken devrenin elektronik yapısında analiz edilmiştir.

4.1 Temel prensipler

Genellikle tüm elektrofizyolojik ölçümlerde, A.C. besleme hattından gelen girişimler, fizyolojik işarete bulaşmaktadır(1). Bu nedenle işaret yükseltirken; bu girişimler olabildiğince zayıflatılmalıdırlar. Farksal yükselteçler (Differential amplifier), bu iş için rahatlıkla kullanılabilir. Bu nedenle ön yükseltecimizin girişinde, "Ölçüm yükselteci" kullanılmıştır.

Devrenin diğer bir özelliğide yalıtıma sahip olmasıdır. Şekil: 4.1'de yalıtılmış giriş katına ait basitleştirilmiş diyagramlar verilmiştir.



Şekil:4.1 Yalıtılmış giriş katının basitleştirilmiş diyagramı(1).

a) Yalıtım ile Z_{cm} , ortak mod empedansının arttırılması.

b) Yalıtım ve ekranlama ile Z_{cm} empedansının arttırılması.

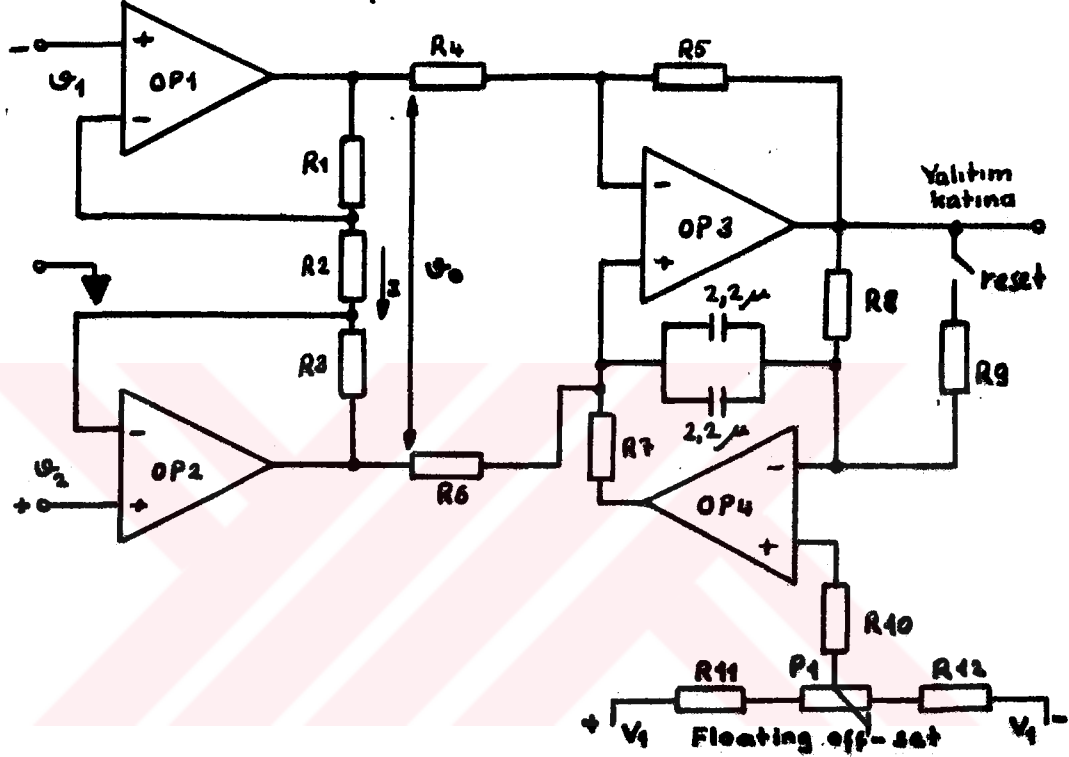
Arzu edilen biyo-ışaret E gerilim kaynağı ile ifade edilirken, her iki giriş ve toprak arasındaki istenmeyen girişim işareti ise E_1 ile gösterilmiştir. E ; işareti yükseltecin girişleri arasındaki fark işaretidir.

Z_{cm} ortak mod (common mode) empedansının yükselmesi, istenmeyen girişimleri atacaktır (1). Z_{cm} , pratik olarak sonsuz kabul edilebileceğinden, kaynak empedans farklılıkları ayrıca bir fark işareti (gürültü) üretmeyecektir. Uygulamada ortak mod empedansı, yalıtım ve ölçü aleti topraklaması arasında görülen kapasite ile belirlenir. Bunun değerinin çok küçük tutulması gerekir. Elektrot polarizasyon etkileri gibi girişimler, işarete girmiş olduğundan, zayıflatılamazlar. Bu yüzden biyo-ışarettaki var olan gürültü, giriş katında atılmaz fakat gürültü eklenmesi mümkün olan küçük bir seviyede tutulur.

Esasen işarete girmiş olan gürültü, işaretin filtrelenmesi ile atılır.

4.2 Tasarım Özellikleri

Ön yükselteç katının tasarımında aşağıdaki gereksinimlerin karşılanması gerekir. Giriş katının kazancı; gürültü katkılmasını ihmal ettirecek kadar, gerekli seviyede olmalıdır (Yüksek işaret-gürültü oranı). Elektrot polarizasyonundan kaynaklanan off-set gerilimleri büyük kademelerde dengelenebilmelidir (compensation). Çok amaçlı kullanımlar için, büyük kademeli kazanç ayarlamaları yapılmasının yanında, beyin ile ilgili ölçümler için 20KHz'e uzanan band genişliğine sahip olmalıdır. Şekil: 4.2'de ön yükseltecin, "ölçüm yükselteci" olarak adlandırılan farksal giriş katı görülmektedir.



Şekil: 4.2 Ölçüm yükseltecinin elektrikselsel şeması(1).

Kompansasyon devresi, integratörle geri beslemeli olan birim kazançlı fark yükseltecini kapsar (OP4). Elektrot off-set gerilimleri istenmeyen bir D.C. seviye oluşturduğundan, OP4'ün girişine gelen bu etki integre edilerek giriş işaretinden atılmış olur. Esasen bu devre; $R \times C$ zaman sabiti 100sn üzerinde olan yüksek geçiren bir filtre etkisi gösterir. Bu etki, integratör kapasitesinin sızıntısı ile işlemsel yükseltecin (opamp) kutuplama akımına bağlı olduğu gibi, besleme gerilimine de bağlıdır.

Elektrotların uygun landığı giriş katı, iki adet alçak gürültülü OPAMP ile kurulmuştur. Bu tür bağlantıda giriş direnci yüksek olup, çıkıştaki üç dirençle (R_1, R_2, R_3) kazanç ayarı yapılmaktadır.

Kazanç aşağıdaki gibi hesaplanabilir. Her iki OPAMP'in uçları arasındaki gerilim farkı, kabaca sıfır alınır (giriş dengesizlik gerilimi); R_2 uçlarında $V_1 - V_2$ gerilimi oluşur ($V_1 > V_2$ ise). Dirençten akan akım ile çıkış gerilimi aşağıdaki gibi hesaplanabilir(6).

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R_2}$$

(4.1)

$$V_o = I \cdot (R_2 + 2R) = (V_1 - V_2) \cdot \left(1 + \frac{2}{m}\right) \quad (4.2)$$

Burada $R_1 = R_3 = R$ ayrıca $R_2 = m \cdot R$ olmaktadır.

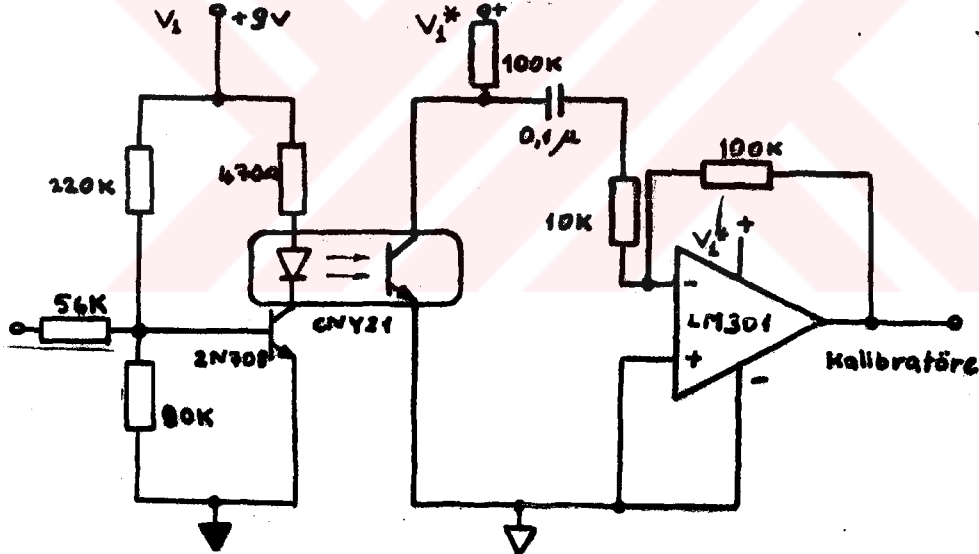
Uygulama devresinde, $R_1 = R_3 = 15K$, $R_2 = 1K$ olduğuna göre:

$V_o = (V_1 - V_2) \cdot (1 + 30)$ 'dan kazanç: 31 olarak bulunabilir. Bu duruma göre konpanze edilebilen maksimum off-set gerilim kademesi; $V_1/31$ dir (V_1 : yalıtılmış besleme kaynak değeri).

Konpanzasyon devresinin, D.C. off-set gerilimindeki önemli miktardaki değişimlere cevap verebilmesi için integratörün zaman sabitinin azalması gerekebilir. Bu amaçla anahtar yardımıyla direnç değeri küçültülür.

4.3 Yalıtım ve kalibratör

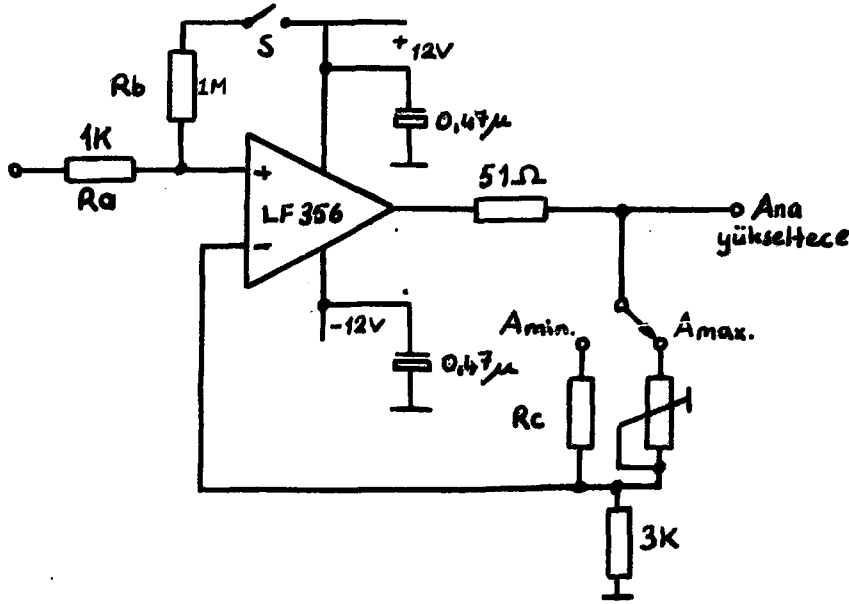
Elektrofizyolojik ölçümlerin yapılmasında, hastanın güç besleme hattından gelecek etkilerden korunması gerekir. Bu amaçla ön yükselteç kısmında yalıtım devreleri kullanılmaktadır. Yalıtım teknikleri, endüktif veya optik olabilmektedir. Endüktif yalıtımın esası; biyo-ışaret ile 500KHz civarındaki taşıyıcının dengeli modülasyona (balanced modulation) uğratılmasıdır. Modüleli ışıaret transformator aracılığı ile diğer kata aktarılıp, burada demodüle edilmektedir. Gerçekleştirdiğimiz sistemdeki yalıtım tipi, optik tiptir. Bu amaç için CNY21 optik aktarıcı (opto-coupler) kullanılmıştır. Şekil: 4.3'de yalıtım katı gösterilmektedir.



Şekil: 4.3 Optik yalıtım katı(1).

Optik aktarıcı GaAs infrared ışık yayan diyot ile epitaksiyal planar foto transistörlerden yapılmıştır. Elemanın akım aktarma (transfer) oranı 0,6'dır. Bu yüzden ışık yayan diyot, 2N708 transistörü ile sürülmektedir. Transistör devresinin kullanım amacı, akım kazancı sağlamaktır. Elemanın diğer kısmındaki foto transistör de "Düz yön kutuplama" altında çalıştırılmaktadır. LM301 işlemsel yükselteci esasen bir "evirici yükselteç" olarak çalışmakta olup, gerilim kazancı 10'dur. Bu tür bir devrenin, yalıtım gerilim sınırı D.C. 10KV'dur.

Kalibratör devresinin amacı; önyükselteç katının kazancını kalibre etmektir. Devrenin elektriksel bağlantısı Şekil:4.4de gösterilmiştir. Devrede alçak gürültülü LF356 işlemsel yükselteci kullanılmıştır.



Şekil: 4.4 Kalibratör katı(1).

S anahtarı ile R_b direnci devreye alınmadan önce, opamp bir evirmeyen yükselteç olarak çalışır. Bu devre yardımıyla, değeri belirlenen bir kazanç sağlanabilmektedir. Devrenin kazancı belirlenirken, Terslemeyen mod çalışması esas alınmaktadır. S anahtarı kapandığında R_a ve R_b den oluşan gerilim bölücü sistem yardımıyla, opampın (+) girişinde bir referans gerilim oluşur. Aşağıda, bu kalibrasyon gerilimi şöyle yazılabilir (1).

$$V_{cal} = \frac{R_a \cdot V_2}{280 \cdot (R_a + R_b)} \quad (4.3)$$

Burada; paydadaki (280) katsayı, opamp giriş direncinin sonsuz büyüklükte olmamasından dolayı oluşacak gerilim bölücü sistemdeki sapmayı ifade eder.

Devrenin kazancı da şöyle yazılabilir (1).

$$AV = \left(\frac{R_c}{3K} + 1 \right) 300 \quad (4.4)$$

V_2 kaynağından bir referans gerilimi uygulamakla, devre yalın bir terslemeyen mod çalışmasından çıkar. Kazanç ifadesindeki (300) kat sayısı bu durumu dengelemek için geliştirilmiştir. Eğer R_c ; 100K ve bir kaç ohm gibi iki ayrı değerde (anahtar yardımıyla) seçilirse kazanç kabaca; maximum 10.000 ve minimum 300 civarında belirlenebilir. Bu seçilen iki kazanç kademesi, tipik olarak kullanılan değerlerdir.

4.4 Gürültü Davranışı

Sistemin toplam gürültüsü, iki gürültü üretici ile tasvir edilebilir(1). Bunlardan \bar{e}_n ; RMS gürültü gerilimi veya eşdeğer kısa devre gerilimi diğeri ise \bar{i}_n ; RMS gürültü akımı veya eşdeğer açık devre akımıdır. Genellikle \bar{i}_n yükselteç tasarımı genel gürültü, ön yükselteç gürültüsü ile belirlenmektedir. Çünkü bu gürültü, diğer gürültülere hakimdir. Ön yükseltecin ilk katında, OP27 işlemsel yükselteç gürültülerinin hesaplanmasında, \bar{i}_n ile kaynak direnci (elektrot empedansı) önemli olmaktadır (1). \bar{i}_n Elektrot direncinin

değeri $2-3K\Omega$ dan büyükse, 10Hz'in altındaki frekanslar için OP-27'nin gürültü akımı etkili olmaktadır. Burada gürültüden anladığımız; ölçüm yükseltecinde ortak mod empedansının sonsuz değerde olmamasından dolayı; elektrot çıkış empedansları ile giriş empedansı dengesizliğinden kaynaklanan fark gerilimler sayılabilir. Bunun yanında yarı iletgen malzemelerin kendi ısıl gürültüleri ve besleme kaynağından gelen etkiler de sayılabilir (ideal D.C. olmazsa).

Ön yükseltecin birinci katında, yüksek kazanç tercih edilmez. Çünkü, girişten yüksek genlikli işaretler gelmiş olabilir. Devrenin tümü için çok sayıda gürültü etkisi (kaynağı) olduğundan, gürültü kaynakları için, ana yükselteçde kullanılan elektronik anahtarlama etkileri ile filtre katından gelecek etkiler de sayılabilir.

Bundan sonraki bölümde, filtreleme olayı ile filtre devreleri incelenecektir.

5. BÖLÜM TEMEL FİLTRE İNCELEMELERİ

Fiziksel kökenli analog bilgilerin işlenmesinde, filtreleme çok önemlidir. İşaretin istenilen band genişliği içerisinde kalması, onun diğer etkilerden uzak tutulması anlamına gelmektedir. Böyle bir devreyi kullanmaktayız. Bu nedenle tezin odak noktasını filtre kısmı oluşturmaktadır. Sayısal hesaplayıcı kontrolunda çalışan ana yükselteç katının büyük bir kısmını filtreleme birimi oluşturur. Bu bölümde; filtreleme olayı, temel filtre karakteristikleri ve filtre tipleri kabaca gözden geçirilecektir. Böylece; gerçekleştirdiğimiz "Anahtarlanmış-kapasitör-Filtre" tipinin incelenmesine açıklık getirilmiş olunacaktır.

5.1 Temel Filtreleme Olayı

Devre teorisinde filtre, frekansa bağlı olarak işaretin genlik ve faz karakteristiklerini değiştiren elektriksel bir devredir. Bağlı kazanç, frekansa bağlı olmaktadır. Filtrelerin, çok kullanışlı analitik ve grafik açıklamaları, frekans düzleminde (domain) yapılmaktadır. Frekans düzlemindeki davranışları, transfer fonksiyonu veya Devre fonksiyonu (Network function) yardımıyla açıklanırlar. Transfer fonksiyonu, çıkış ve giriş işaretlerinin Laplas dönüşümünün (Laplace Transformation) oranı şeklinde yazılır:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (5.1)$$

S; karmaşık(complex) frekans değişkeni, $V_o(s)$ çıkış geriliminin transformu, $V_i(s)$ giriş geriliminin transformudur.

Laplas dönüşümü yaklaşımı; cebirsel eşitliklerle çalışma kolaylığı sağladığından, yorumlanmaları da kolaydır. Böylece diferansiyel denklem kullanılması gereksiz olmaktadır. Transfer fonksiyonu, filtre davranışını her hangi bir keyfi giriş işaretinde tanımlamaktadır. Değişen frekanslardaki, transfer fonksiyonunun genliği, genlik-cevabı (amplitude response) olarak veya odyo frekans uygulamalarında "Frekans-Cevabı" olarak bilinir(7).

Benzer şekilde "Faz cevabı", frekansın fonksiyonu şeklinde sinüsoidal işaretler için devrenin faz kaymasını verecektir. Genlik ve faz etkileri, (5.1) bağıntısında $s=j\omega$ alınması ile bulunabilir. Genlik ve faz;

$$|H(j\omega)| = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \quad (5.2)$$

$$\arg H(j\omega) = \arg \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \quad (5.3)$$

şeklinde bulunur.

5.2 Filtre analizine matematiksel yaklaşım.

Transfer fonksiyonu, her birisi s değişkeninin fonksiyonu olan pay ve paydayı içerir:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (5.4)$$

Aşağıda ise, n'inci dereceden bir filtre için transfer fonksiyonu yazılmıştır.

$$H(s) = H_0 \cdot \frac{S^n + b_{n-1}S^{n-1} + b_{n-2}S^{n-2} + \dots + b_1S + b_0}{S^n + a_{n-1}S^{n-1} + a_{n-2}S^{n-2} + \dots + a_1S + a_0} \quad (5.5)$$

Herhangi bir transfer fonksiyonu, filtrenin özelliklerine bağlı olarak a_i ve b_i katsayı değerlerine sahiptir. Bu katsayı değerleri, filtre karakteristiklerini belirler. Uygulamada bir çok filtre, katsayı terimlerini kapsayan "Filtre tasarım tabloları" ile açıklanmıştır(7).

Filtre transfer fonksiyonunun diğer yazma yolu ise; pay ve paydanın aşağıdaki gibi çarpanlar şeklinde yazılmasıdır.

$$H(s) = H_0 \cdot \frac{(S-Z_0)(S-Z_1)(S-Z_2)\dots(S-Z_n)}{(S-p_0)(S-p_1)(S-p_2)\dots(S-p_n)} \quad (5.6)$$

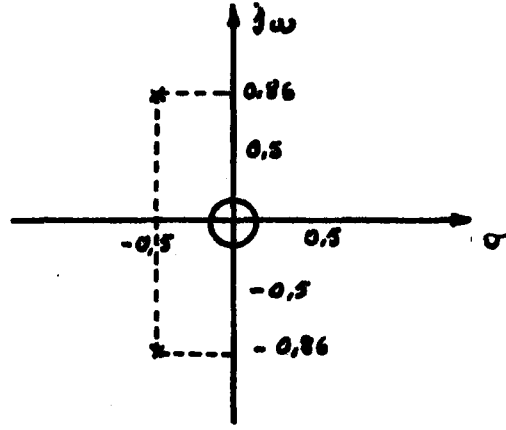
Payın kökleri olan Z_1, Z_2, \dots, Z_n "sıfırlar" (zeros) olarak, paydanın kökleri olan p_1, p_2, \dots, p_n ise "kutuplar" (poles) olarak bilinir. Z_i ve p_i 'ler karmaşık sayıdırlar. Bunlar karmaşık eşlenik çift şeklinde olabilirler. Bir karmaşık eşlenik çift, iki kökü içermekte olup bunların her birisi gerçel ve sanal kısma sahiptir. Karmaşık eşlenik çiftte; gerçel kısımlar eşit olup, sanal kısımlar ters işaretlidir. Örneğin 2.dereceden band geçiren şebekenin fonksiyonu çarpanlar şeklinde şöyle verilmiş olsun.

$$H(s) = \frac{s}{(s+0,5+j\frac{\sqrt{3}}{2})(s+0,5-j\frac{\sqrt{3}}{2})} \quad (5.7)$$

Şebeke fonksiyonunun çarpanlar şeklindeki ifadesi, kutup-sıfır diyagramında Şekil: 5.12'de gösterilmiştir. Bu diyagramda, orijinde sıfır ve $s=0,5-j\frac{\sqrt{3}}{2}$ ile $s=-0,5+j\frac{\sqrt{3}}{2}$ 'de iki kutup vardır.

Kutup-sıfır diyagramı, şebekenin karakteristiklerini sezmek için görüntüsel olarak filtre tasarımına yardım eder(7). Bir kutbun, sanal eksenin sağında kalması (pozitif), kararsızlığı gösterir. Eğer kutup, gerçel eksenin sağında kalıyorsa (pozitif); şebeke çıkışı eksponansiyel olarak yükselecektir. Filtre tasarımında, kutupların sağ yarı düzlemde yerleşmemesine dikkat etmek gerekir.

Eğer elimizde 2. dereceden filtre şebekeleri varsa, bunların ard-arda bağlanmasıyla daha kompleks filtreler elde edilebilir. Bu yeni tip filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi genel biçimde belirlenebilir(7).



Şekil:5.12 Örnek, kutup-sıfır diyagramı(7).

$$H(s) = H_0 \cdot \frac{(s^2 + b_{11}s + b_{10})(s^2 + b_{21}s + b_{20})}{(s^2 + a_{11}s + a_{10})(s^2 + a_{21}s + a_{20})} \quad (5.8)$$

5.3 Bazı kullanışlı filtre karakteristikleri

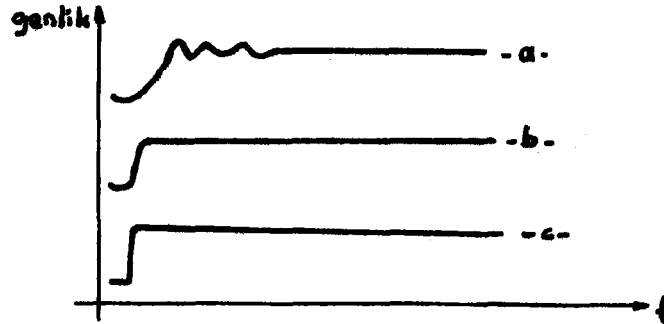
Uygulamadaki filtre cevap eğrileri veya karakteristikleri tüm ihtiyaçları karşılayamaz. Bu yüzden seçim yapılırken bir takım uzlaşmalar yapılır. Filtre transfer fonksiyonun değişik özellikleri aşağıda incelenmiştir.

Filtre derecesi: Bu özellik, filtredeki eleman sayısı ile doğrudan ilişkilidir. Yüksek dereceli filtrelerin tasarımları zor olmasına karşın, keskin bir eğime sahiptir.

En büyük zayıflatma (rolloff) hızı: Genellikle verilen frekanslar için dB cinsinden "zayıflatma miktarı" dır. En çok kullanılan birimler; dB/octave ve dB/decade'tir. Alçak ve yüksek geçiren filtrelerde, her bir kutup için 20dB/decade alınır(7).

Geçici rejim (Transient response) cevabı: Genlik cevap eğrisi, sürekli sinüsoidal giriş işaretleri için filtre davranışını gösterir.

Gerçek uygulamalarda filtre girişine oldukça karmaşık işaretler uygulandığından, geçici rejim şartlarındaki davranışların öğrenilmesi de ilginçtir. Bunun yolu, adım (step) fonksiyonu ile test etmektir. Şekil:5.13'de adım fonksiyonu girişi için, Alçak geçiren filtre cevap eğrisi görülmektedir.

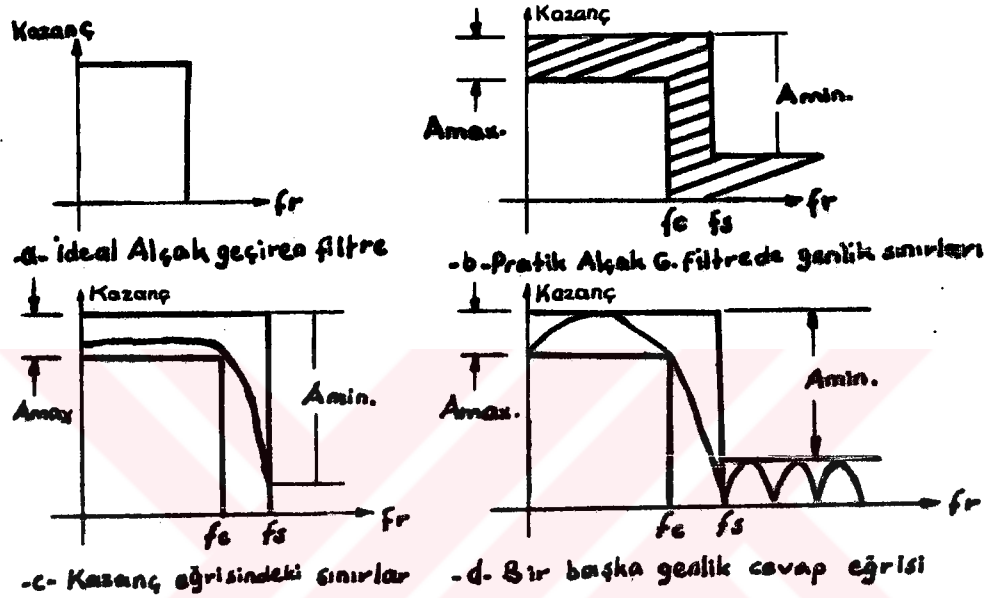


Şekil:5.13 Geçici rejim cevabı.(a) Çınlamayı gösterir, (b) Düzgün bir tepkiyi gösterir,(c) giriş adım fonksiyonunu gösterir (7).

Çınlama etkisi, yüksek dereceli eğriler veya keskin kesme karakteristikleri şeklinde ortaya çıkar.

Monotoniklik: Eğer filtre kazancı frekans artarken, azalıyorsa genlik monotonik yapıya sahiptir. Bu durum alçak ve yüksek geçiren uygulamalarda karşımıza çıkar. Bir band geçiren veya band durduran karakteristiklerde, merkez frekansının iki yanında monotoniklik vardır.

Şekil: 5.14'de Alçak geçiren filtre örnek alınarak, ideal eğriden sapmalar gösterilmiştir. Karşımıza dört parametre çıkmaktadır:



Şekil:5.14 Alçak geçiren filtre için genlik kazanç eğri örnekleri(7).

A_{max} ; Geçirme bandındaki izin verilen max. kazanç değişimi veya maximum geçirme bandı dalgalanması (ripple). Bu özellik, monotonikliğe zıt düşer. A_{min} ; Durdurma bandındaki izin verilen minimum zayıflatma miktarı, f_c ; geçirme bandı sınırı veya kesim frekansı, f_s ; Durdurma bandı başlangıç frekansıdır.

Bu dört parametre ile bir çok sayıda genlik cevap eğrileri, dolayısıyla filtre tipleri belirlenebilir. Günümüzde tasarımcılar için, standart filtre karakteristikleri tanımlanmış olup, filtre problemlerinin bir çoğunu çözmekte yeterli esneklik sağlanmaktadır. Klasik filtre fonksiyonları matematiksel olarak geliştirilerek bazı filtre tipleri ortaya çıkarılmıştır.

5.3.1 Butterworth Filtre

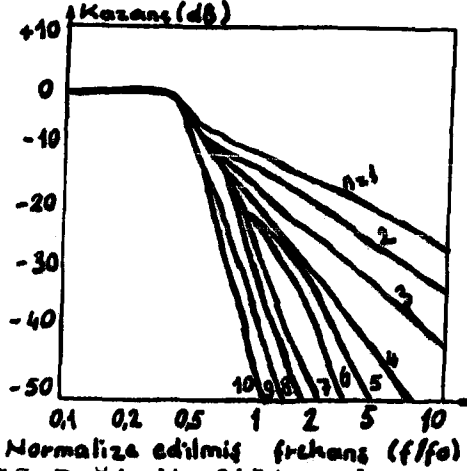
Ençok bilinen filtre fonksiyonudur. Geçirme bandında düzgünlüğe sahip olup zayıflatma hızı (roll-off), her bir kutup için 20dB/decade (6dB/octave) dir. Bir alçak geçiren Butterworth filtrenin genlik-cevap eğrisi, genel şekli ile aşağıdaki gibidir.

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}} \quad (5.9)$$

Burada n ; Filtre derecesi (pozitif sayılar 1,2,3,...)

ω_b : -3dB frekansıdır.

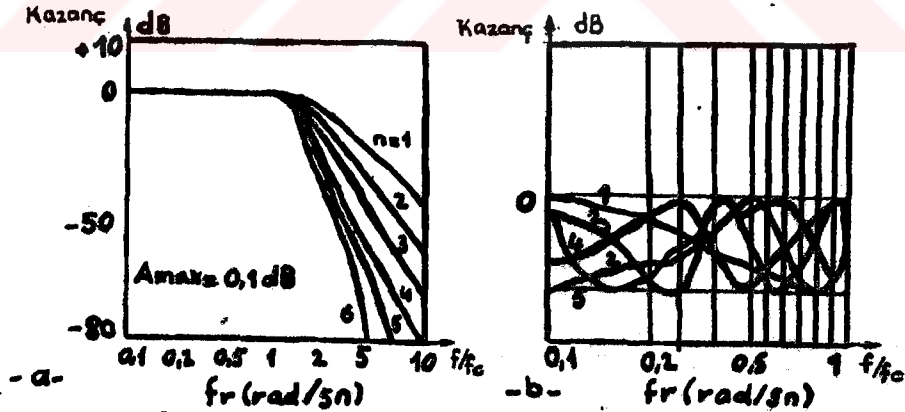
İleride görüleceği gibi, yapmış olduğumuz filtre katında Butterworth tip filtreler kullanılmıştır. Diğer yandan Butterworth polinomları; çeşitli dereceli filtreler için tablolar halinde verilen katsayılarından kurulabilir. Şekil 5.15'de, değişik dereceler için Butterworth filtrelerin genlik cevap eğrileri gösterilmiştir.



Şekil:5.15 Değişik filtre dereceleri için, Butterworth genlik-cevap eğrileri (7).

5.3.2 Chebyshev Filtre

Bu tür filtrenin genlik cevap eğrisinde geçirme bandında dalgalanma vardır. Bu dalgalanma miktarı, Chebyshev filterini tanımlayan kullanışlı bir parametredir. -3dB frekansı yakınında "adımlayıcı" (steeper) rolloff'a sahiptir. Şekil 5.16'de farklı Chebyshev filtre karakteristikleri görülmektedir.

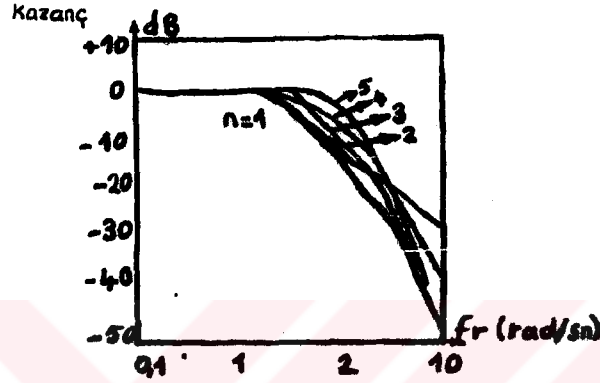


Şekil:5.16 Chebyshev genlik cevap eğrileri(a) 0,1dB dalgalanmalı, (b) geçirme bandının büyütülmüş görünüşü(7).

Bu tip filtrede geçirme bandında, n 'inci derece için $(n-1)$ tepe (peak) veya çökme (dip) vardır(7). Nominal kazanç, geçirme bandındaki kazanç eşittir. Chebyshev filtreleri açıklayan geçirme bandı dalgalanması, Butterworth filtredeki düşme eğimi gibidir. Chebyshev filtreleri açıklamak oldukça karmaşık olup bu amaçla, farklı "dalgalanmalar için tasarım tabloları" hazırlanmıştır.

5.3.3 Bessel filtre

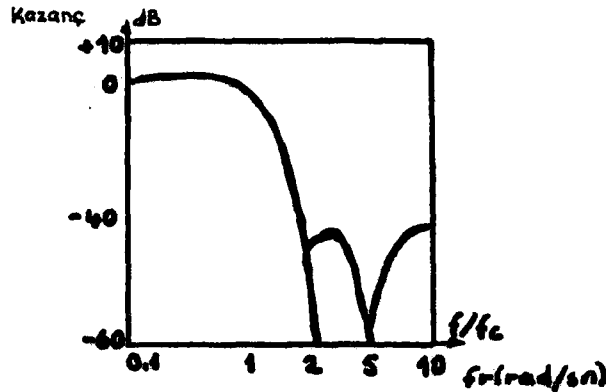
Tüm filtelerde frekansla değişen bir faz kayması vardır. Faz kayması frekansla doğru orantılı ise, çıkış işaretinde bir gecikme vardır. Faz kayması, farklı frekans bileşenlerine sahip giriş işaretinde istenmeyen etkilere yol açar. Bessel veya bazen de Thompson filtresi olarak adlandırılan filtrenin faz kayması frekansla doğru orantılı sayılabilir(7). Alçak geçiren tipleri, geçirme bandında bir "gecikme hattını" simüle eder. Bessel filtrenin genlik-cevabı monotonik ve düzgündür. Şekil: 5.17'de değişik dereceler için filtre cevap eğrileri verilmiştir. Şekildeki her bir filtrenin nominal gecikmesi 1 saniyedir.



Şekil: 5.17 Değişik derecelerdeki, Bessel filtrenin genlik cevap eğrileri(7).

5.3.4 Eliptic filtre

Bu filtrenin kesim eğrisi, adımlayıcı özelliktedir. Genlik cevabında, geçirme ve durdurma bandı dalgalanmaya sahiptir. Faz cevabı ise oldukça eğriseldir. Eliptic fonksiyon, durdurma bandında keskin bir kesme(Cut-off) özelliği verir. Filtrenin dalgalanması, durdurma bandında tanımlanmıştır(7). Bu filtreyi aşağıdaki üç parametre ile tanımlayabiliriz. Bunlar; geçirme bandı dalgalanması, durdurma bandı zayıflatması ve filtrenin derecesidir. Tasarım amacıyla; katsayılar bilgisayar destekli hesaplanabileceği gibi tablolarda kullanılmaktadır. Şekil: 5.18'de Eliptic alçak geçiren filtrenin genlik- cevap eğrisi görülmektedir. Filtre, 4.dereceden olup, $A_{max} = 0,5\text{dB}$ ve $f_s/f_c = 2$ dir.



Şekil: 5.18 Eliptic alçak geçiren filtrenin genlik cevap eğrisi(7).

5.4 Aktif ve pasif filtrelerin karşılaştırılması

Bir pasif filtre , içinde yükselteci elaman bulunmayan ve direnç-kondansatör-endüktans dan oluşan devredir. Herhangi bir transfer fonksiyonunun yerine getirilmesi oldukça basittir. Çok yüksek frekanslarda çalışabilirler ve gürültüleri çok küçüktür. Bununla birlikte max. kazançlı olup, uygulamada bu değerden küçüktür. Kullanılan endüktansların boyutları düşük frekanslarda büyük olacağından, pasif filtre tasarımı güçleşir.

Aktif filtreler, esasen işlemsel yükselteçler (opamps) etrafında direnç ve kondansatörlerle kurulmuş geri beslemeli döngüleri kapsayan yükselteçlerdir. Gerçek bir kazançta sahip olup, tasarımları kolaydır. Yüksek frekanslardaki performans, kazanç-band genişliği çarpımı ile sınırlandırılmıştır. Düşük gürültülü opamp'lar kullanılarak, gürültü minimize edilebilir. Genellikle, transfer fonksiyonunun her kutbu için, bir kondansatör ve bir opamp gerekir(7). Direnç ve kondansatör elemanlarının toleransları ve sıcaklık sürüklenmeleri filtre karakteristiğini etkiler.

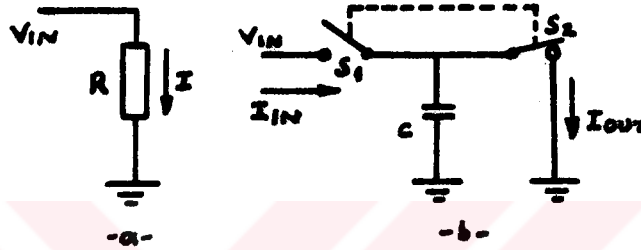
Yeni bir filtre tipi "anahtarlanmış kapasitör filtresi" (A.K.F.) olup, ilginç yetenekleri sayesinde standart aktif filtre tasarımındaki sorunları yener. A.K.F. ler harici kondansatör veya endüktans kullanmazlar. Kesim frekansları, hariçi bir saat (clock) frekansı ile ayarlanabilmektedir(7). Ard arda bağlanmak suretiyle yüksek dereceli tasarımlar yapılabilir. Ayrıca çok düşük sıcaklık duyarlılığına sahiptirler. Fakat gürültü miktarları büyüktür. Alameda aktif filtreler "eviren" (inverting) integratörü kullanırken, A.K.F. ler "evirmeyen" (noninverting) integratör kullanır. Uygulanan saat frekansının değişimi, integratör direncini değiştirecektir. Bu değişim, filtrenin merkez frekans ile orantılıdır(7). National'ın MF5 ve MF10 A.K.F leri Universal olup, tüm filtre tipleri bunlarla gerçekleştirilebilir.

6. BÖLÜM ANAHTARLANMIŞ KAPASİTÖR FİLTRELER

Anahtarlanmış kapasitör filtreler ile, çok basit tasarım çalışmalarıyla belirli uygulama kademelerini kapsayacak şekilde çeşitli filtreler yapılabilmektedir. National firmasının ürünleri beş temel filtre tipini gerçekleştirecek universal niteliktedir. A.K.F'lerin teorik yapıları kısaca incelenecektir.

6.1 Anahtarlanmış, kapasitör-direnç

Temel düşünce, bir kapasitör ve bir kaç anahtar yardımıyla bir direnç davranışının simüle edilmesidir. Bu simüle edilmiş direncin değeri, anahtarların açılıp-kapanma hızları ile ters orantılıdır(7). Şekil 6.1'de bu çalışma gösterilmiştir.



Şekil 6.1.(a) Simüle edilmiş direnç, (b) Anahtarlanmış kapasitör "direnç" (7).

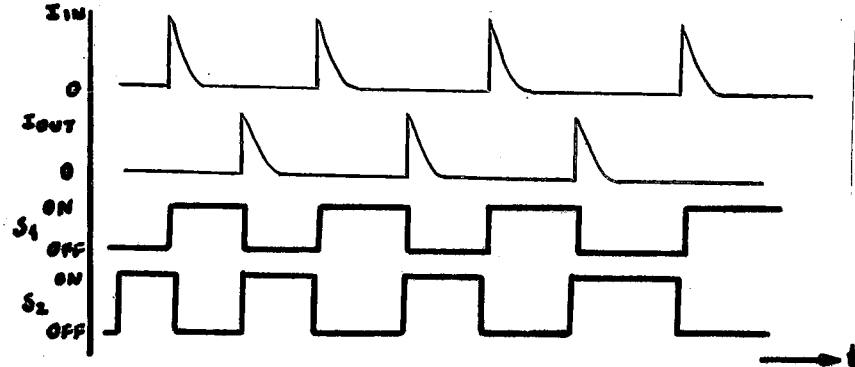
Toprağa bağlanmış dirençten akan akım;

$$I = \frac{V_{IN}}{R} \quad (6.1)$$

olacaktır. İkinci şekilde ise MOS anahtarların birisi açık iken diğeri kapalıdır. S_1 kapalı iken, kapasitör üzerine V_{IN} uygulanır. Toplam yük miktarı aşağıdaki gibidir.

$$Q = V_{IN} \cdot C \quad (6.2)$$

S_1 açık ve S_2 kapalı iken, Q şarjı toprağa akacaktır. Anahtarı ideal kabul edersek, kapasitör aniden şarj olmaktadır. Şekil 6.2 de kapasitörün dolma ve boşalma akımı, zamanın fonksiyonu olarak gösterilmiştir.



Şekil: 6.2 Anahtarlanmış kapasitörün dolma ve boşalma akımları (7).

I_{IN} , ile kapasitöre giren akım gösterilmiştir. Bu akım, S_1 anahtarının iletme alınmasıyla, akmaya başlar. Bu esnada S_2 anahtarı yalıttımdadır. Anahtarların bir darbe ile sürüldüğü dikkate alınmaktadır. Şekillerden görüldüğü gibi, dolma ve boşalma akımları iğnemsiz dalga şeklindedir.

Geçen akım, birim zamanda kapasitörden geçen yük şeklinde tanımlanmıştır. Sabit V_{IN} gerilimi altında, her bir anahtar kapatılmasında kapasitör akımında hızlı sıçramalar olur (peak). Ortalama akım değeri, yüksek anahtarlama hızlarında büyük olacaktır. Bu akımın değeri aşağıdaki gibidir.

$$I_{or} = \frac{Q}{T} = \frac{V_{IN} \cdot C}{T} = V_{IN} \cdot C \cdot f_{clk} \quad (6.3)$$

Burada T ; S_1 anahtarının kapatılmaları arasındaki zamandır. Ayrıca $f_{clk} = \frac{1}{T}$ dir.

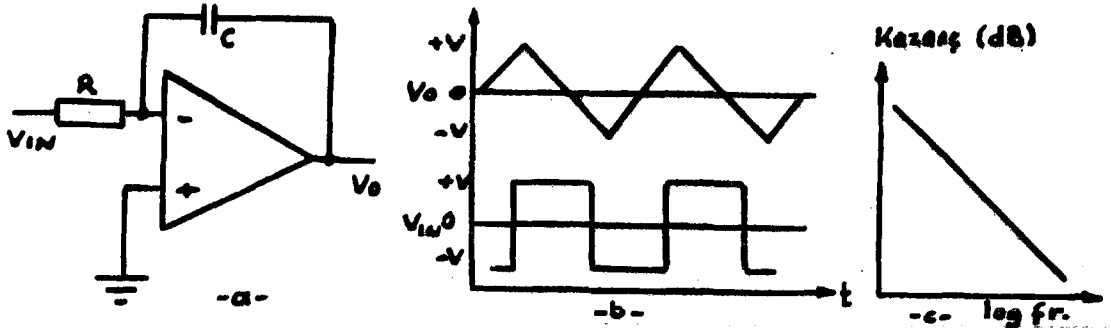
Ortalama akım bilindiğine göre, devrenin eşdeğer direnci şöyle yazılabilir.

$$R = \frac{V_{IN}}{I_{or}} = \frac{1}{C \cdot f_{clk}} \quad (6.4)$$

Kapasitör sabit olduğuna göre, direnç değeri saat frekansına bağlıdır. Uygulamada V_{IN} , bir işaret olacağına göre frekansının saat frekansından küçük olması gerekir(7).

6.2 Anahtarlanmış, kapasitör-integratör

Yukarıdaki incelemelerde; bir kapasitör ve bir çift anahtar ile integre biçiminde bir direncin nasıl elde edilebileceği görüldü. Şimdi, saat frekansı ayarlamalı bir filtre nasıl edilir bunu inceleyelim. Aktif filtrelerde temel yapıtaşı, tersleyen integratördür. Bunda çıkış işaretinin polaritesi, giriş ele ters olup; çıkış gerilimi, giriş geriliminin "integral zamanı" ile çarpımına eşittir(7). Orantı sabiti ise $1/RC$ dir.



Şekil 6.3: (a) Eviren integratör, (b) kare dalga giriş için ideal, zaman-düzlemi cevabı, (c) Sinüsoidal girişler için frekans düzlemi cevabı(7).

Devrenin karakteristik frekansı aşağıdaki gibidir:

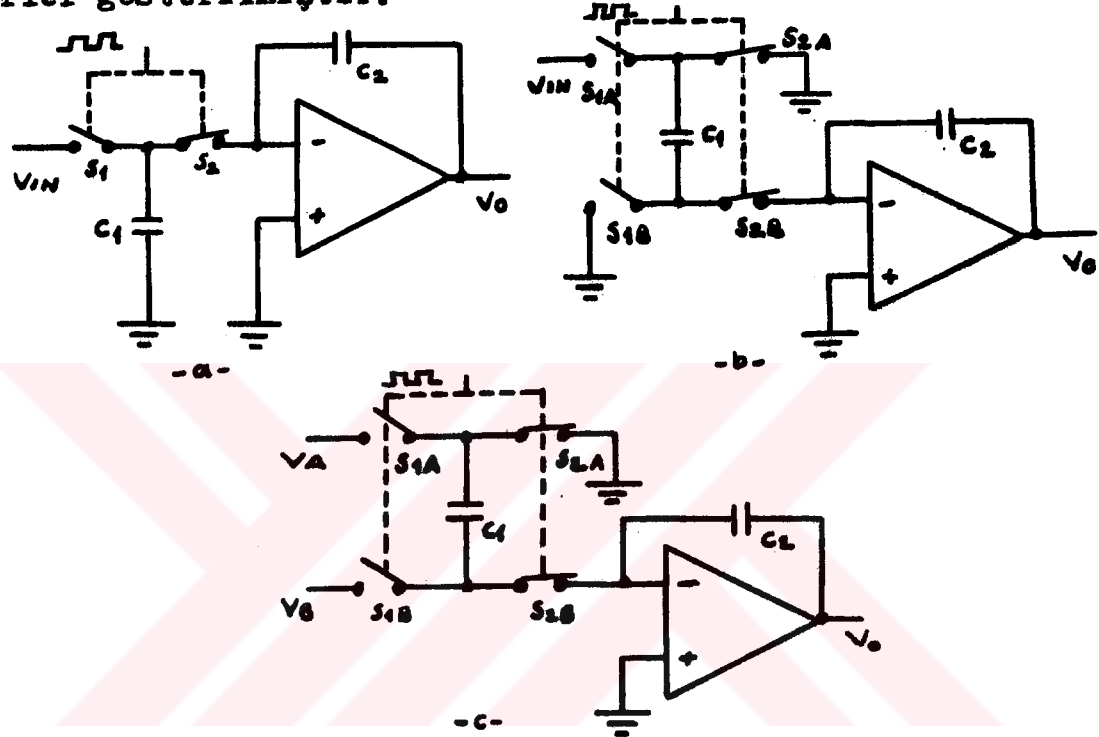
$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6.5)$$

Eğer, R yerine "anahtarlanmış-kapasitör direnç" konursa,

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{f_{clk} \cdot C_1}{2\pi C} \quad \text{olur.} \quad (6.6)$$

Burada C_1 ; Direnç etkisini oluşturan eşdeğer kapasite'dir.

Böylece, merkez frekansı dışarıdan uygulanan saat frekansı ile ayarlanabilen bir devre elde edilmiş olur. Şekil 6.4'de sırasıyla; eviren, evirmeyen ve differansiyel A.K. integratörler gösterilmiştir.



Şekil 6.4: (a) Eviren A.K. integratör, (b) Evirmeyen A.K. integratör, (c) Differansiyel A.K. integratör (7).

İlk devrede giriş geriliminin doğrudan opampın girişine bağlanmaması gerekir. Yani anahtarlar aynı anda açılıp kapanamazlar. Ayrıca saat darbelerinin, MOS anahtarları bozmayacak düzeyde olması gerekir. İkinci şekilde, C_1 kondansatörünün V_{IN} 'e şarj olması için S_{1A} ve S_{1B} aynı anda kapatılır. S_{1A} - S_{1B} açık iken, S_{2A} - S_{2B} kapanırsa C_1 kapasitörünün polaritesi ters çevrilip opampın girişine bağlanacaktır. Bu olay, tersleyici integratör ile birlikte sonuçta terslemeyen etkiyi oluşturur. Üçüncü şekilde, S_{1B} 'nin toprak yerine (V_B) ikinci girişe bağlanması ile bir farksal integratör oluşturulur. Çıkış, V_A ve V_B farkının integralidir.

S_{1A} ve S_{1B} aynı anda kapatılacak olursa (ki bu anda S_{2A} ve S_{2B} açık); C_1 kondansatörü $V_A - V_B$ farkındaki gerilime dolar. Bu durum için toprağa göre, V_A gerilimi V_B den büyük olmalıdır. Daha sonra, S_{2A} ve S_{2B} kapatılıp diğerleri açılırsa; kapasitör üzerindeki

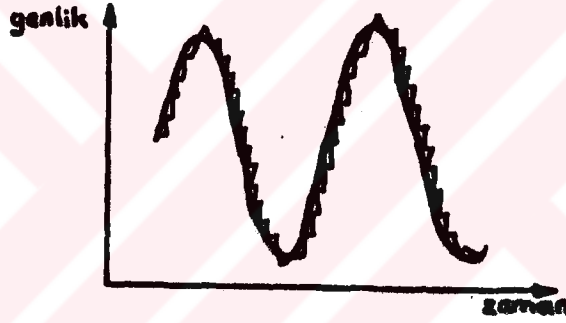
gerilim ters çevirilerek opamp girişine uygulanır. Opamp yine evirmeyen integratör çalışması gösterir.

6.3. A.K. Filtrelerin örneklenmiş veri sistemi olarak incelenmesi

A.K.F.'ler birer örneklenmiş veri sistemleridir. Bu nedenle alamlade sürekli zaman sistemlerinde bulunmayan bazı karakteristiklere sahiptirler. Örneklenmiş bir sistemin temel özelliklerinin başında; "aralık" (aperture) etkisi ve aliasing sayılabilir. Aralık etkisi; örnek alma süresinin örnekleme periyoduna göre oldukça küçük tutulması şeklinde açıklanır. İkincisi ise; "örnekleme teoremin"de (3.5.1) açıklandığı gibi örnekleme frekansının, işaret band genişliğinin en az iki katı olması gerektiğidir. Bu durum sağlanmazsa, aliasing etkisi olarak açıklanan, $f_0/2$ nin civarında "yansıtılmış" frekans bileşenleri ortaya çıkacaktır(7). Şimdi sırasıyla diğer özellikleri inceleyelim.

6.3.1 Çıkış adımları

Örnekleme prosesi, genliği her bir saat periyodunda değişen bir çıkışa neden olmaktadır. Bu tip bir dalga şekli Şekil 6.6'da gösterilmiştir. Örnekleme, zaman düzleminde yapılır.



Şekil 6.6: ideal bir sinüs dalgasının örneklenmiş durumu(7).

Basamakların büyüklüğü, saat darbesi hızına ve çıkış geriliminin değişim hızına bağlıdır. İşaretin en büyük (max.) frekansı ω_{max} alınır, çıkış işaretinin en büyük değişim hızı;

$$\frac{dV}{dt} \max = A \cdot \omega_{max} \quad (6.7)$$

olmaktadır.(7). Burada A; işaretin tepe değeridir. Çıkış gerilimi saat darbesi hızında değişecektir. Çıkış geriliminin bir saat darbesi esnasındaki en büyük değişimi (max. adım ölçüsü);

$$V_{adım} = \frac{1}{f_{clk}} \cdot \frac{dV}{dt} = \frac{A \omega_{max}}{f_{clk}} \quad (6.8)$$

olacaktır(7). Eğer, en büyük çıkış frekansına ω_0 dersek;

$$V_{adım} = \frac{A \omega_0}{f_{clk}} = \frac{2\pi A}{50} \quad (6.9)$$

veya f_{clk} / f_o oranını 100 alırsak;

$$V_{adım} = \frac{A \cdot \omega_o}{f_{clk}} = \frac{2\pi A}{100} \quad (6.10)$$

olur. Eğer bu adım etkileri rahatsız edici oluyorsa, A.K.F'nin çıkışına basit bir R.C ünitesi bağlanmalıdır. Bu şebekenin -3dB frekansı, saat frekansının 1/10'una ayarlanmışsa, adımlar 20dB kadar zayıflatılırlar.

6.3.2 Saat (Clock) beslemesi

İç yapıdaki anahtarlar saat darbesi hızında açılıp-kapanmaktadır. Bu nedenle örneklenmiş işaretin içerisine, anahtarlamadan doğan arklar (spikes) girebilir. Bunların genlikleri genellikle 20-30mV civarındadır(7). Ark genlikleri proses boyunca sabit kalacaktır. Uzaklaştırılmaları için, yukarda ifade edildiği gibi çıkışa bir R.C ünitesi bağlanmalıdır. R.C şebekesinin kesim frekansı $0,1 f_{clk}$ alınır, bu arkların genlikleri 2-3mV düzeyine kadar zayıflatılır.

6.3.3 Off-set gerilimi

A.C kuplajlı filtrelerde küçük miktarlı D.C off-set gerilimleri sorun oluşturmaz. Fakat büyük miktarlarda ise, çıkışta sallanma oluşur. Bu off-set etkisi; filtrenin çıkış geriliminin oluşum hızını azalttığı için, çıkış geriliminde bir azaltmaya neden olur. Normal aktif filtrelerdeki off-set gerilimi, opampın off-set değeri ile belirlenir. Genellikle 20mV'dan küçük değerdedir. A.K.F. ler de MOS anahtarlar integratör kapasitörlerine yük katkıladıklarından, ilave off-set gerilimleri oluşmaktadır. MF4 ve MF6 alçak geçiren filt. de $f_{clk} : f_o = 50$ için $\pm 200mV$ ve 100 için $\pm 7400mV$ dur(7). Fakat MF5 ve MF10 da bu değerlerin açıklanması zordur.

6.3.4 Isıl gürültü

A.K.F.'lerin yapımındaki integre devrenin boyutlarının küçük olabilmesi için çok küçük değerli kapasitör kullanılır. Dolayısıyla simüle edilmiş direnç değeri oldukça büyük olacaktır. Büyük dirençlerin, büyük ısıl gürültü gerilimlerini üretmesinden dolayı A.K.F. lerin gürültü miktarları yüksektir(7). Örneklenmiş filtrelerde, $f_{clk} : f_o = 50$ ise gürültü miktarı 80dB'nin altındadır(7). Bu dinamik kademe bir çok uygulama için kesinlikle yeterlidir.

6.4 A.K.F. ile Filtre Tasarımı

Bundan önce, National A.K.F. lerin karakteristik özellikleri ve yetenekleri incelenmişti. Bu aşamada filtre tasarım özellikleri incelenecektir. İncelemelerimizde, MF10 dolayısıyla MF5 monolitik A.K.F.'leri esas alınmaktadır. Bu tür filtreler, gerçekleştirdiğimiz sistemde birer örnekleme yapan eleman gibi çalışmaktadırlar. İki adet 4. dereceden alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre katı, iki adet MF10 kullanılarak yapılmıştır. Böylelikle bir band geçirme özelliği elde edilmiş olabilmektedir.

Tasarımdaki elemanlara kodlanması, Şekil 6.4.1'ye göre yapılmıştır.

Çok yönlü elemanlar olmalarından dolayı, MF5 ve MF10 ile yapılan tasarımlar çoğunlukla karşımıza çıkar(7). Bu elemanların; Q kazancı, merkez frekansı ve filtre tipleri ayarlanabilmektedir. Fakat tasarım için yoğun bir çalışma gerekir. Elemanlardan her bir filtre, bir kaç parametre ile açıklanabilir. Bu parametreler; filtre tipi, geçirme bandı kazancı(Q) ve merkez frekansıdır(f_0). Saydığımız bu parametrelerin tümü, elemanlara dışarıdan bağlanan harici dirençlerle belirlenir (7). İkinci dereceden filtre için yapılan hesaplamalar oldukça kolaydır. Daha büyük dereceli filtreler için, ana filtre bloğunun 2. dereceden katlara ayrılması yararlı olmaktadır(7).

6.4.1 Tasarıma İlişkin Yaklaşım.

Kompleks filtre tasarımında iki temel yaklaşım vardır. Bunlardan birincisi; ileride verilecek olan tabloları kullanarak hesaplama yapmaktır. Bu tablolar, yüksek dereceli filtrelerin kurulması için gerekli olan 2.dereceden kısımlara ait Q ve merkez frekansı(f_0) değerlerini verirler. İkinci yaklaşım; 2. dereceden filtre elemanlarının parametrelerinin belirlenmesinde bilgisayar kullanarak hesap yapmaktır. Bu amaçla, filtre tasarım programları verilmektedir(7).

Temel filtre tasarımında izlenen yol aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1- Öncelikle, filtrenin gerekli performansı tanımlanmalıdır. Bu amaçla, mümkün olan değişik matematiksel yaklaşımlardan biri seçilir. Yani; Butterworth, Chebyshev, Eliptic ve Bessel gibi tiplerden birisi seçilir. Bundan sonra; Amax, Amin, f_c , f_s , devre kazancı ve giriş empedansı gibi değerlerin tanımlanması gelir.

Burada; Amax; Geçirme bandındaki en büyük (max) dalgalanma, Amin; Durdurma bandında izin verilen minimum zayıflatma, f_c : kesim frekansı ve f_s : Durdurma bandının başlangıç frekansı olarak daha önce tanımlanmıştır(5.3)

2- Filtrenin, matematiksel yaklaşımı belirlendikten sonra filtrenin derecesi belirlenir. Bu amaçla "nomograf" *kullanmak pratik olmaktadır. Eğer yüksek dereceli tasarım yapılması gerekiyorsa; gerekli kesme eğimlerini belirlemede, filtre karakteristiklerinin seçimi önemli olmaktadır.

3- Tasarım tablosunu kullanarak basit hesaplamalar aracılığı ile her 2. dereceden kısım için Q ve f_0 değerleri belirlenir.

4- MF5 ve MF10'nun "mod" seçimleri yapılarak, filtre tipinin (alçak geçiren, yüksek geçiren v.s.) ve gerekli f_{clk} : f_0 oranının belirlenmesi gerekecektir. Veri yapılarında "mod" lara ait gerekli bilgiler verilmektedir.

5- Değişik filtre kısımları için, harici eleman değerleri belirlenecektir. Bunların seçimi bir çok faktöre bağlıdır. Bunlardan birincisi, değeri genellikle harici dirençlere bağlı olan devrenin komple giriş direncidir. Diğeri ise MF5 ve MF10'ların çıkışları ve harici dirençlerle belirlenen yük empedansı miktarıdır(7). İntegratör çıkışlarında 5K ve opamp çıkışlarında 3,5K dan büyük yükler sürülebilir. Bu değerlerden küçük yük empedansları kullanılmamalıdır.

.....
Nomograf* ; filtre tipine bağlı olarak hazırlanmış diyagram. Bu diyagramda; f_s/f_c oranına göre Amin ve Amax değer çeşitli filtre dereceleri için verilmektedir. Böylelikle tasarıma, büyük oranda grafik yardımıyla katkıda bulunmaktadır.

Yüksek Q gerektiren çok kompleks tasarımlar için direnç toleransları %1'den büyük olmamalıdır, aksi takdirde hataya sebep olunur (7). Merkez frekansını belirleyen direnç değerleri çok kritiktir.

Unutulmaması gereken diğer bir konu; A.K.F'nin yapısal merkez frekansı doğruluğunun yüksek olması gerektiğidir. Uygulamalarda, saat frekansının (clock frequency) merkez frekansına oranı 50:1 veya 100:1 alınmaktadır. Çok kompleks filtre tasarımında, alçak geçiren prototip tasarımı ile işe başlanır(7). Elemanlara ait dinamik özellikleri aşağıdaki gibi inceleyebiliriz.

İncelemekte olduğumuz universal filtrelerden birden fazlasını ard ardına bağladığımızda elde edilecek sistemin dinamik performansı düşebilir. Bunun nedeni, alçak veya yüksek geçiren filtrelerde Q değerinin 2'den büyük tutulmasıdır(7). Bir çok kullanışlı filtre devreleri, değişik Q değerli 2. dereceden bireysel filtrelerden kurulmaktadır.

Dinamik performans kaybından kaçınmanın en basit yolu, yüksek Q değerli katların en son sırada yer almasıdır(7). Alçak geçiren filtre yaklaşımlarında; en düşük Q'lu katların kesim frekansları da yüksek olmaktadır(7).

MF5 ve MF10 filtrelerinde değişik mod kullanımları vardır. Bu elemanlar (mod'lara göre) iki veya üç çıkışa sahip olup, bu kadar sayıda farklı "işaret kazancı" yazılabilir. MF10'a ait mod uygulamaları, Ek: 'de ayrıca açıklanacaktır.

Bundan sonraki kısımlarda; Butterworth alçak ve yüksek geçiren filtrelere ait tasarım örnekleri verilecektir. Esasen, gerçekleştirdiğimiz filtrelerin sınır frekansları dinamik olarak değiştirildiğinden tasarım hesaplamalarında; sabit örnek değerler üzerinden inceleme yapılmıştır. Prototip olarak kurduğumuz filtre katımızda; 4. dereceden alçak geçiren filtre ile 4. dereceden yüksek geçiren filtre yer almakta olup bu amaç için iki adet MF10 kullanılmıştır.

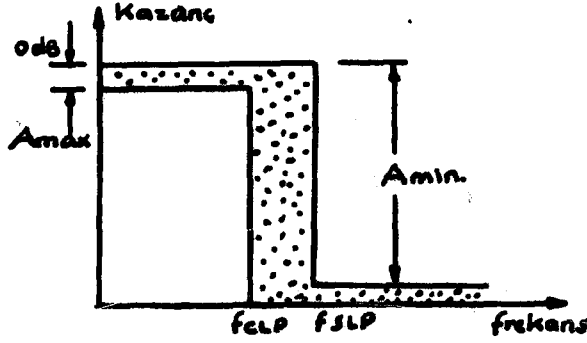
6.4.2 Butterworth Alçak Geçiren Filtre Tasarımı

Tezimizin önemli bir kısmını oluşturan filtre katı, 4. dereceden Alçak geçiren filtre ile yine 4. dereceden bir yüksek geçiren filtre bloğundan oluşmaktadır. Her bir blokta MF10 National anahtarlanmış-kapasitör filtresi kullanılmıştır. Daha önceden açıklandığı gibi, her bir MF10 elemanı da kendi içerisinde iki adet 2. dereceden birimden oluşur.

Filtre blokları sayısal denetim altında çalışmaktadır. Yani filtrenin matematiksel tipi (Butterworth) ve derecesi sabit kalmak üzere, sınır frekansları dinamik olarak değişmektedir. Eğer; filtrenin sınır frekansları ve zayıflatma miktarları verilip (f_{CLP} , f_{SLP} , A_{max} , A_{min} , H_0 , R_{IN}) sabit tutulursa, hesaplamaya filtre derecesinden (n) başlanır(7).

$$n = \frac{\log_{10} \left[\frac{10^{(A_{min}/10)} - 1}{10^{(A_{max}/10)} - 1} \right]}{2 \log_{10} \left(\frac{f_{SLP}}{f_{CLP}} \right)} \quad (6.11)$$

Butterworth Alçak Geçiren Filtresine ait bu parametreler Şekil: 6.7'de görülmektedir.



Şekil 6.7: Butterworth Alçak Geçiren Filtre parametreleri(7).

Burada; f_{SLP} ; Alçak geçiren filtrede durdurma bandının başlangıç sınırı ve f_{CLP} ; aynı tip filtrenin kesim frekansı veya geçirme bandının sınırıdır.

Filtre derecesini belirlemenin diğer bir yolu, "nomograf" kullanmaktır. Nomografda A_{max} skalasında ilgili değer bulunup, A_{min} skalasındaki ilgili değer ile birleştirilir. Bu hat ile dikey eksenin kesiştiği noktadan sağa bir dik çıkılır. Aynı zamanda yatay eksendeki f_s/f_c değerinden yukarıya dik çıkılarak bu iki dikme kesleştirilir. Kesişme noktasını orijine birleştiren doğru, ilgili (n) değerine aittir. Şekil 6.8'de nomograf görülmektedir.

Gerçekleştirdiğimiz Alçak geçiren filtrede harici elemanların (dirençler) bağlantı biçimleri ve değerleri sabit kaldıklarından; filtre tipi (Butterworth) ve filtre derecesinde sabit kalmaktadır. Bu durumda, sayısal denetim sonucunda (programlama ile) öncelikle f_{clk} belirlenir. f_{clk}/f_0 oranı (100 veya 50) seçilmiş ve sabit tutulmuş olduğundan f_0 merkez frekansı da buna bağlı olarak belirlenmiş olmaktadır. Eğer; A_{max} ve A_{min} parametreleri tanımlanmışsa f_s ve f_c değerleri (birisini verilmek suretiyle) bulunabilir. Sayısal denetim sonucunda; filtre parametreleri değiştiğine göre, tasarım çalışmalarımız örnek olarak alacağımız tipik değerler üzerinden açıklanacaktır. Bu sayede orijinal devremizin ($n=4$, $H_0=1$, $R_{IN} \geq 10K$ değerlerine sahip) tasarımı gerçekleştirilmiş olacaktır. Burada H_0 : giriş-çıkış arasındaki (4. derece kat için) komple gerilim kazancı ve R_{IN} giriş direncidir.

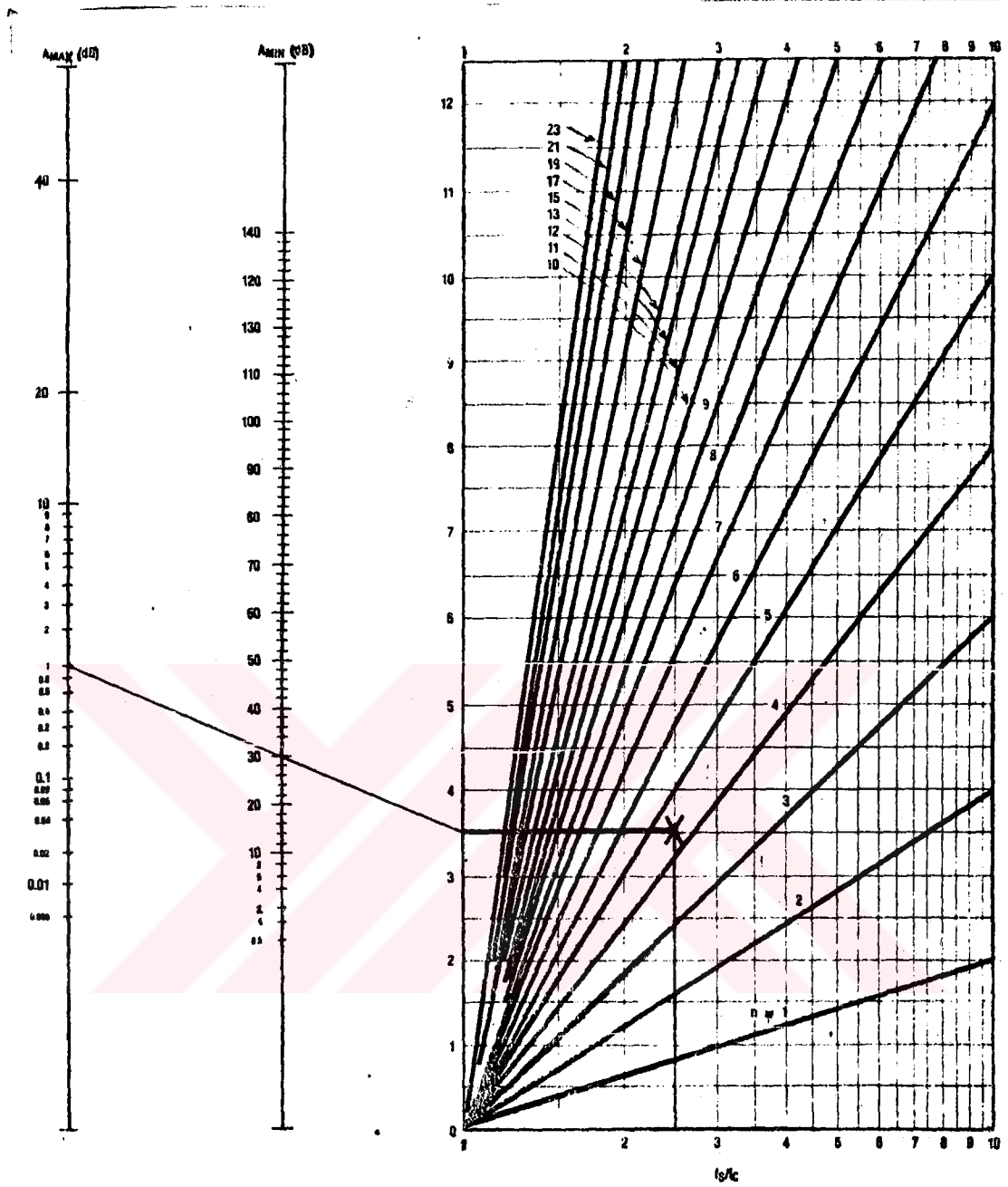
Tipik sınır frekanslarımızı $f_s=2,5KHz$ ve $f_c=1KHz$ olarak ve $A_{max}=1dB$ alalım. Bu durumda A_{min} , aşağıdaki gibi hesaplanabilir(7).

$$A_{min} = 10 \log \left[1 + (10^{0,1A_{max}} - 1) \cdot \left(\frac{f_s}{f_c} \right)^{2n} \right] \quad (6.12)$$

İlgili değerler yerine konursa; $A_{min} = 25,9dB$ bulunur. Aynı değer nomografadan da bulunabilir.

Daha sonra $f-3dB$ değeride şöyle bulunur(7).

$$\frac{f-3dB}{f_c} = \left[\frac{10^{0,3} - 1}{10^{(0,1A_{max})} - 1} \right]^{1/2n} \quad (6.13)$$



Şekil 6.8 Butterworth Alçak Geçiren Filtreye ait nomograf(7).

Değerler yerine konduğunda, $f_{-3dB}=1,18\text{KHz}$ çıkacaktır. Daha öncede belirtildiği gibi her bir MF10 integresi içerisinde iki adet 2. dereceden blok vardır (A,B). Her bir kısım için gerekli olan Q ve f_0 merkez frekans değerleri Tablo 6.1'den bulunabilir.

Bu tabloda merkez frekansları, $f_{-3dB}=1\text{Hz}$ için normalize edilmişlerdir. Bir Butterworth filtresi için, her filtre katının (2.dereceden blok) merkez frekansı, komple devrenin -3dB frekansına eşit olmaktadır (7). O halde bizim hesaplamalarımızda $f_0=f_{-3dB}=1,18\text{KHz}$

Tablo 6.1: Butterworth Filtre, Tasarım Tablosu(7).

Filtre derecesi	$f_{-3dB} = 1\text{Hz}$										Zayıflatma (dB).
N	F ₁	Q ₁	F ₂	Q ₂	F ₃	Q ₃	F ₄	Q ₄	F ₅	Q ₅	2F _c
1	1										9
2	1	0.707									15
3	1	1.000	1								21
4	1	0.541	1	1.306							27
5	1	0.618	1	1.620	1						33
6	1	0.518	1	0.707	1	1.932					39
7	1	0.555	1	0.802	1	2.247	1				45
8	1	0.510	1	0.601	1	0.900	1	2.563			51
9	1	0.532	1	0.653	1	1.00	1	2.879	1		57
10	1	0.506	1	0.541	1	0.707	1	1.101	1	3.196	63

olacaktır. Tablodan faydalanarak; Q_A= 0,541 ve Q_B= 1,306 bulunur. (tüm filtrenin derecesi 4'olarak alınacaktır).

Şimdi her bir blok için ilgili dirençleri hesaplayabiliriz (Mod 1). Öncelikle R₁ direnci seçilecektir. Bu eleman her blok da, giriş direnci (veya empedansı) kadar olmaktadır(7).

$$R_{in} = R_1 \quad (6.14)$$

Tipik olarak her bir kat için (R_{1A} ve R_{1B}), 20KΩ seçilebilir. Devrenin tüm kazancı, H₀=1 olduğundan (veya H_{0LP}; alçak geçiren çalışmadaki komple kazanç), aşağıdaki bağıntı

$$H_{OLP} = - \frac{R_2}{R_1} \quad (6.15)$$

yardımıyla; R₂= 1.R₁=20KΩ bulunur(7). Yani R_{2A} ve R_{2B}; 20K çıkmaktadır. Her bloktaki Q değerleri daha önce tablodan bulunmuştu.

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \quad (6.16)$$

bağıntısından

$$R_{3A} = Q_A \times R_{2A} = 0,541 \times 20K\Omega = 10,82K\Omega \text{ ve } R_1 = R_4$$

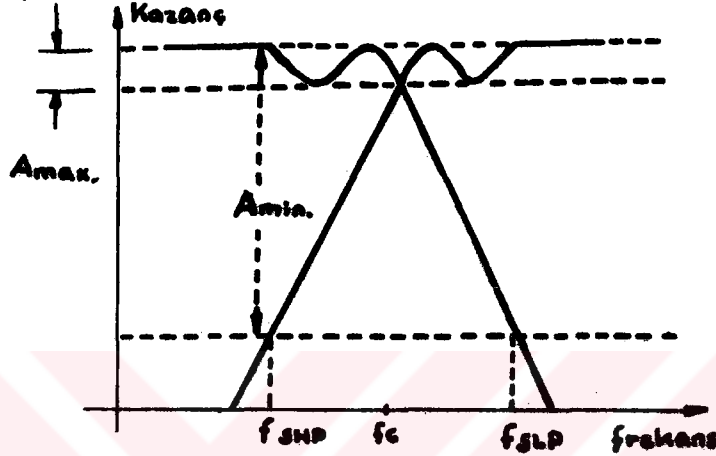
$$R_{3B} = Q_B \times R_{2B} = 1,306 \times 20K\Omega = 26,12K\Omega \text{ bulunur (7). Diğer yandan,}$$

her blok için çıkış dirençlerini aynı değerde alabiliriz. Bu direnç, R₂ direnci kadar (R_{2A}=R_{2B}) yani 20KΩ seçilebilir(7). Ayrıca; f_{CLK}: f₀=100 alırsak, f_{CLK}=1,18x100=118KHz bulunacaktır. Çözümünden görüldüğü gibi filtre sınırlarının değişimini sağlamak için esasen f_{CLK} frekansı ile oynamak yeterlidir.

6.4.3. Butterworth Yüksek Geçiren Filtre Tasarımı.

Alçak ve yüksek geçiren filtre karakteristikleri arasında bir simetri vardır(7). Örnek vermek gerekirse; f_0 merkez frekanslı 4. dereceden Butterworth alçak geçiren filtrenin $2f_0$ 'da sahip olduğu zayıflatma miktarı, 4. dereceden Butterworth yüksek geçiren filtrenin $f_0/2$ 'de sahip olduğu zayıflatma miktarına eşittir.

Yüksek geçiren filtrenin performansı yine; A_{max} , A_{min} , f_c ve f_s parametreleri ile açıklanır. Aşağıdaki Şekil 6.9'da, Alçak ve Yüksek Geçiren Filtre parametreleri karşılaştırılmaktadır.



Şekil 6.9: Alçak ve Yüksek Geçiren Filtredeki Simetri(7).

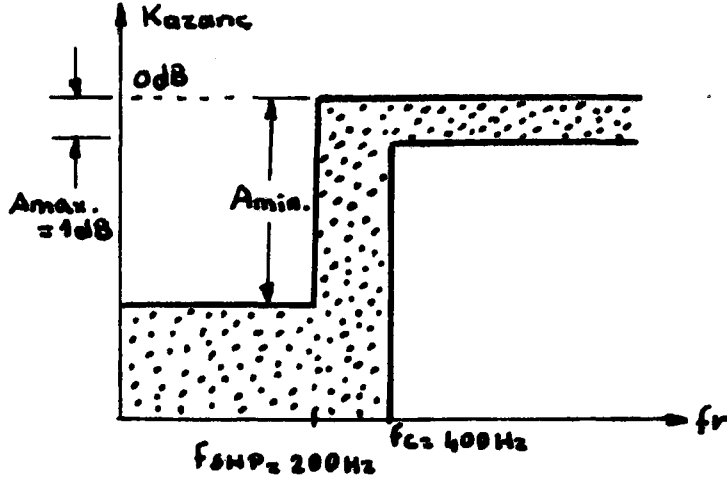
Esasen A.K.F lerle yapılan çalışmalarda tüm filtreler, alçak geçiren filtreden türetilirler(7). Yani önce, yüksek geçiren filtreye ait sınır frekans değeri, alçak geçiren filtre değerine dönüştürülür. Zira, "nomograf" ve f_{-3dB} değerine ait bağıntı alçak geçiren filtre tabanlıdır. f_{-3dB} değeri dolayısıyla merkez frekansı, bulunduktan sonra yüksek geçiren filtrenin merkez frekansını hesaplamakta kullanılır(dönüşüm yapılarak). Daha sonra ilgili mod'a göre yüksek geçiren filtrenin dirençleri hesaplanır.

Tasarım çalışmamız, daha önce açıklanan nedenlerden dolayı yine tipik örnek değerler üzerinden yapılacaktır. Fakat; filtre derecesi ($n=4$) ve filtrenin aktarma kazancı ($H_0=1$) orijinal devredeki değer kadardır. Dolayısıyla, Alçak geçiren kısımdaki gibi orijinal devremizin eleman değerlerini (dirençler) hesaplamış olacağız. Tipik örnek değerler olarak; $f_c=400\text{Hz}$, $f_{SHP}=200\text{Hz}$, $A_{max}=1\text{dB}$ (Alçak geçiren tipde de aynı), $H_0=1$ (veya H_{0HP}) ve $R_{IN}=20\text{k}\Omega$ alalım. Bu parametreler, Şekil 6.10: da görülebilir.

Alçak ve yüksek geçiren karakteristiklerdeki(Şekil 6.9) simetriden dolayı aşağıdaki bağıntı yazılabilir(7).

$$\frac{f_{SLP}}{f_c} = \frac{f_c}{f_{SHP}} \quad (6.17)$$

Öncelikle gerekli olan alçak geçiren modele ait f_{SLP} değeri, yukarıdaki eşitlikten hesaplanırsa; $f_{SLP} = 800\text{Hz}$ bulunur. Bundan sonra (6.12)



Şekil6.10: Butterworth yüksek geçiren filtre genlik-cevap eğrisi ve parametreler (7).

eşitliği yardımıyla. $A_{min} = 18,27dB$ bulunur. Bu değer ayrıca, Alçak geçiren filtre nomografından da bulunabilir. Alçak geçiren model için $-3dB$ frekansı daha önce kullanılan, (6.13) eşitliği ile bulunabilir. Sonuçta, $f_{-3dB} = 472Hz$ çıkmaktadır. Önceki tasarımda olduğu gibi 4.dereceden yapıyı oluşturan her 2. dereceden filtre birimi için gerekli Q kazancı (A ve B) Tablo 6.1'den bakılarak $Q_A = 0,541$ ve $Q_B = 1,306$ alınır. Bu tabloda filtre tipi dikkate alınmaz (Alçak geçiren, yüksek geçiren gibi). Sonuçta alçak geçiren model ortaya çıkmış olur.

Alçak geçiren modele ait merkez frekansı, ($k_i - 3dB$ değerine eşit olmaktadır) aşağıdaki eşitlik yardımıyla yüksek geçiren tipin merkez frekansını bulmakta kullanılır(7).

$$f_{OHP_A} = f_{OHP_B} = \frac{f_c^2}{f_{OLP_A}} \quad (6.18)$$

Sonuçta,

$$f_{OHP_A} = \frac{(400)^2}{472} = 338,98Hz \quad \text{bulunur.}$$

Böylece; yüksek geçiren filtre için gerekli parametreler bulunmuş oldu. Şimdi hariçi dirençleri hesaplayabiliriz (Mod 3). Öncelikle giriş direnci (veya empedansını) belirleyen R_{1A} 'yı $20K\Omega$ seçmekle işe başlayabiliriz. İkinci blok için de $R_{1B} = 20K\Omega$ alınabilir. R_{2A} (aynı zamanda R_{2B}) direnci aşağıdaki gibi hesaplanabilir(7).

$$R_{2A} = -R_{1A} \cdot H_{OHP} \quad (6.19)$$

Değerler yerine konursa $R_{2A} = 20K\Omega \times 1 = 20K\Omega$ bulunur.

Eğer; $f_{CLK} : f_{OHP} = 100$ seçilmişse $f_{CLK} = 33,89 KHz$ çıkmaktadır. Diğer

yandan R_{3A} ; R_{2A} , R_{4A} ve Q_A 'nın fonksiyonudur. Aşağıdaki eşitlikten, şu şekilde bulunur(7).

$$R_{3A} = Q_A \cdot \sqrt{R_{2A} \cdot R_{4A}} \quad (6.20)$$

Değerler yerine konulursa, $R_{3A} = 10,82K$ çıkar. Aynı zamanda eşitlik (6.19) yardımıyla, daha önce olduğu gibi her blokdaki çıkış dirençleri (R_{4A} ve R_{4B}); $20K$ alınabilirler. Son olarak R_{3B} ; (6.21) eşitliği ile şöyle bulunabilir.

$$R_{3B} = Q_B \cdot \sqrt{R_{2B} \cdot R_{4B}} \quad (6.21)$$

Değerler yerine konulursa, $R_{3B} = 26,12K$ olacaktır. $R_1 = R_4$

Hesaplamalardan görüleceği gibi, 4. dereceden yüksek geçiren filtremizin orijinal elemanları belirlenmiş olmaktadır.

Her iki filtre tipinde dikkat edilirse; filtre derecesi ve aktarma kazancı (H_0), benzer olduğu için eleman değerleride benzer çıkmaktadır. Farklı olan durum; seçilen sınır frekanslarına göre her iki kata uygulanacak f_{CLK} değeridir. Diğer bir deyişle, f_{CLK} değerleri ile oynanarak filtre sınırları değiştirilmektedir.

7. BÖLÜM

DİĞER DEVRE BİRİMLERİ

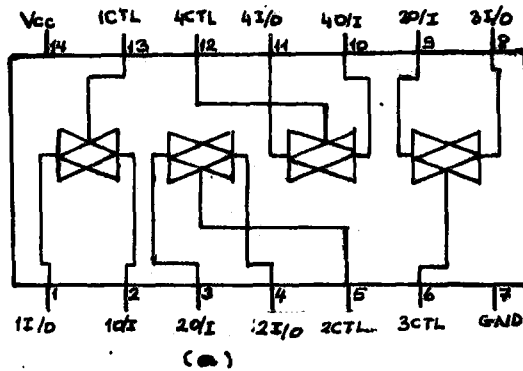
İncelemekte olduğumuz sistemde, ön yükselteçten sonra yer alan kısımlarda; analog anahtarlar (analog switches), farksal yükselteç, alçak ve yüksek geçiren filtreler, birim kazançlı yükselteç, ana yükselteç, kırpıcı ve son kısımda da bir yükselteç yer almaktadır. Filtreler önceki bölümlerde incelenmişti. Bu bölümde; geriye kalan kısımlar incelenecektir.

Mikro işlemci birimi ve ara biriminde yer alan "Analog-Sayısal dönüştürücü" (analog-digital converter) fiziksel olarak gerçekleştirilmemekle birlikte, mikro işlemci kabaca incelenmektedir (EK.A).

7.1 Analog anahtar (4066)

Esasen, filtrelerden önce ve sonra olmak üzere iki adet analog anahtar kullanılmıştır. Bunların filtrenin girişinde kullanılması, polarite seçimi içindir. Kontrol girişlerinden verilen dört bitlik kod ile, ön yükselteç çıkışından alınan işaret sonraki katın istenen girişlerine veya toprağa verilir. Takip eden kat, LF356 ile kurulmuş birim kazançlı farksal yükselteçdir. Eğer girişlerden birisi(+), toprak potansiyelinde iken diğerine işaret uygulanırsa, farksal yükselteç çalışması kalkar. Negatif girişten işaret sürülüyorsa, eviren mod uygulaması vardır. Eğer diğer girişten sürülüyorsa, evirmeyen mod çalışması vardır. Bir başka seçenek de her iki girişi (+,-); toprağa bağlamaktır. Bu durumda, sistemin son çıkışı sıfır olmalıdır. Bunu sağlamak için, ana yükselteç dengesizlik ayarı mikro işlemci ile yapılır. Devrede analog anahtar olarak CMOS 4066 entegrasyonu kullanılmıştır.

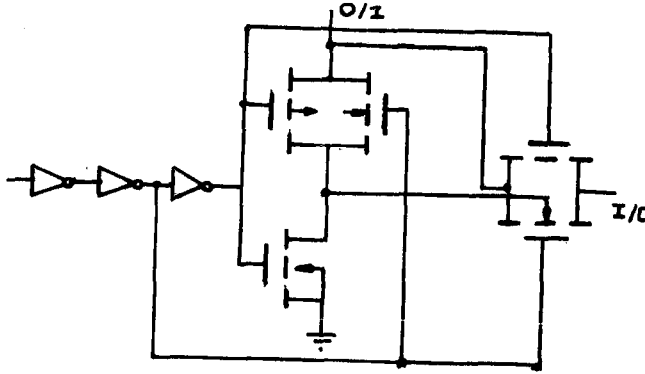
Bu elemanlar mikro CMOS teknolojisinin kullanıldığı; sayısal kontrollü analog anahtarlardır. İletim konumunda (on) düşük kontak direncine (30Ω), açık devre konumunda ise (off) düşük sızıntı özelliğine sahiptirler. Bu anahtarlar çift yönlü (bidirectional) olarak kullanılabilirler(8). Ayrıca doğrusalık olabildiğince arttırılmıştır. Bu elemanlar; 12Vp analog işaretleri, benzer kademedeki sayısal işaretlerle kontrol edilebilirler. İlgili anahtarın kontrol ucuna "0" (low) verilerek bu anahtar açık devre edilir. Aşağıdaki şekillerde elemanın bağlantı diyagramı, doğruluk tablosu ve şematik diyagramı verilmiştir.



GİRİŞ	anahtar
CTL	I/O - O/I
L	OFF
H	ON

(b)

Şekil 7.1 (a) 4066 bağlantı diyagramı, (b) Doğruluk tablosu(8).



Şekil 7.2: 4066 şematik diyagramı (8).

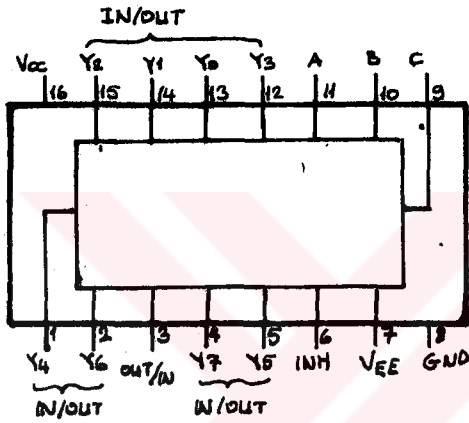
Devrede ilk sıradaki analog anahtar, doğrudan mikro işlemci çıkışından kontrol edilmektedir. İkinci elemanın sadece iki kontağı kullanılmakta olup; mikro işlemci çıkışından alınan saat darbesi bir anahtarlama transistöründen geçirdikten sonra uygulanır.

7.2 Analog çoğullacı (4051) ve ana yükselteç

İşaret işleminde; verinin tekrar elde edilebilmesi için filtrelemenin yanında, kullanılan sistemin kazançlı dinamik olarak da ayarlanabilmelidir. Bu işlemin ancak, mikro işlemci kontrolünde yapılabileceği açıktır. Bu amaçla, LF 356 opampı ile eviren mod'da çalışan bir yükselteç (ana yükselteç) kurulmuştur. Devrenin geri besleme direnci sabit olup ($10K\Omega$), girişteki seri direnç seçilmekle kazanç belirlenmektedir. Zira devrenin kazançlı basit olarak R_F/R_S kadardır(1). 8 bitlik bir çözümleme yapabilmek için, 8 girişli bir analog çoğullayıcı (4051) kullanılmıştır. Elemana uygulanan 3 bitlik kod ile seçilen bir direnç (R_S) devreye alınarak, ana yükselteç kazançlı belirlenmektedir. Analog anahtar (4066) ve (4051) analog çoğullayıcısı arasındaki empedans uygunluğunu sağlamak amacıyla, LF 356 ile kurulmuş birim kazançlı yükselteç yer almaktadır.

Ayrıca, ana yükseltecin dengesizlik ayarı mikro işlemci ile yapılmaktadır. Mikro işlemci çıkışından alınan bilgi, sayısal analog (digital-analog) dönüştürücüden geçirilerek ana yükseltecin "dengesizlik (offset) girişine uygulanır. Ana yükselteçten sonra gelen diyot şebekesi karpıcı olarak görev yapar. D_1 ve D_2 nin anotlarının bağlandığı ucun toprağa göre sahip olduğu pozitif düzey ile, D_3 ve D_4 'ün katot uçlarının toprağa göre sahip olduğu negatif gerilim düzeyi karpma sınırlarıdır. Yani pozitif alternansdaki yükselme, pozitif karpma sınırından küçük iken giriş işareti, çıkışta görülecektir. Giriş işareti bu üst eşik düzeyine ulaştığında D_1 'in katodu anoduna nazaran daha pozitif olacağından kesime gider. Bu anda çıkışta D.C gerilim düzeyinden büyük olan değişimler görülmez. Aynı durum, negatif alternanslar için de geçerlidir. Daha sonra gelen yükselteç katı, eviren mod'da çalışıp, esasen sistemin çıkış empedansını belirleyecek niteliktedir.

Şimdi, (4051) analog çoğullayıcıyı inceleyebiliriz. Bu eleman esasen sayısal kontrollü analog anahtar olup, CMOS teknolojisi ile yapılmıştır. Düşük iletim (on) dirençleri ile, yalıtım durumunda düşük sızıntıya sahiptirler. Aynı zamanda 0-6V arası sayısal kontrol işaretleri ile, $\pm 6V_p$ düzeyine kadar analog giriş işaretlerinde kullanılabilirler. V_{CC} , toprak ve V_{EE} olmak üzere üç adet besleme ucuna sahiptir. $V_{CC}=+5V$ ve $V_{EE}=-5V$ iken; 0-5V kademesindeki logic kontrol işareti ile $\pm 5V$ luk kademedeki analog giriş işaretleri için kullanılabilir. A,B,C girişlerine uygulanan kod ile, 8 anahtardan birisi iletim konumuna alınarak ortak çıkışa bağlanır. İletim durumundaki kontak direnci 30 ila 50Ω arasındadır. Aşağıda şekillerde ayak bağlantısı ve doğruluk tablosu görülmektedir.



Inh	GİRİŞ			"ON" KANAL
	C	B	A	
H	X	X	X	Kullanılm
L	L	L	L	Y ₀
L	L	L	H	Y ₁
L	L	H	L	Y ₂
L	L	H	H	Y ₃
L	H	L	L	Y ₄
L	H	L	H	Y ₅
L	H	H	L	Y ₆
L	H	H	H	Y ₇

Şekil 7.3: (a) 4051 ayak bağlantısı(8). (b) 4051 doğruluk tablosu(8).

Mikro işlemci konusu tezimizin dışında kalmasına rağmen; çalışma yapacaklar için genel bir inceleme Ek:A'da verilmiştir.

8. BÖLÜM

SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde; gerçekleştirdiğimiz ölçüm sisteminde, ön yükselteç, filtre devreleri, analog anahtarlar, analog çoğullayıcı ve yükseltme birimlerinin dikkate alındığı ölçüm sonuçları incelenecektir. Bu ölçümlerde: D.C. gerilim değerleri ve işaret değerleri yer almaktadır. Tüm sonuçlar şase (referans nokta)ye göre yapılmıştır. Ayrıca işaret değerleri, tepeden tepeye cinstendir. Ölçüm sisteminin komple elektriksel şeması ve baskılı devre resimleri bölüm EK.C'de yer almaktadır.

8.1 Ön yükselteç

Ön yükselteç katı esasen; ölçüm yükselteci (IC_1, IC_2, IC_3 ve IC_4) ile yalıtım (2N708-CNY21) ve kalibratör birimlerinden oluşur (IC_6). Ön yükselteçde bulunan; off-set ayarlaması ile (IC_4 'deki potansiyometre) optik aktarıcı biriminin D.C. çalışma koşulları değişmektedir. Çünkü bu katlar arasında, direkt kuplaj vardır. Aşağıdaki Tablo 8.1'de, ön yükselteçteki alınan D.C. gerilimler görülmektedir. Bu ölçümlerde; $V_1: \mp 9V$ ve $V_1^*: +9V$ 'dur.

Tablo 8.1: Ön yükselteç, D.C. ölçümleri

$V_a = 4,9V$	$V_B(\text{transistör}) = 0,6V$	$V_f = 5V$
$V_b = 4,9V$	$V_d = 4,9V$	$V_g = 0,5V$
$V_c = 3V$	$V_e = 0,6V$	$V_A = 2,2V$

Daha sonra; sistemin tersleyen girişinden $4mV$ (p-p)- $2,5KHz$ 'lik bir işaret verilerek bir kaç noktada osilaskopla ölçme yapılmıştır. Bu değerler Tablo 8.2'de yer almaktadır.

Tablo 8.2 Ön yükselteç A.C. ölçümleri

$V_1 = 4mV$	$V_c = 60mV$	$V_f = \text{Net şekil yok.}$
$V_a = 80mV$	$V_d = 15mV$	$V_g = 500mV$
$V_b = 80mV$	$V_e = 120mV$	$V_A = 500mV$

Eğer; V_e ile V_1 değerleri karşılaştırılırsa; yükseltecin kazancı $120/4$ ' den 30 olarak bulunur. Bu kazanç, (4.2) bağındısından bulunabilecek kazanç çok yakındır (31).

Aynı D.C koşullar altında; ön yükseltecin banda genişliği test edilmiştir. Frekans bandının alt sınırının daha aşağıda olmamasını; IC_5 'in girişindeki $0,1mF$ lık kondansatörün oluşturduğu kayba bağlamak mümkündür.

Daha sonra; $V_1: \mp 9V$ ve $V_1^*: +12V$ yapıldığında tüm D.C koşullar değiştiğinden bu kez V_A ; işaret değerinin $70mV$ düştüğünü görmekteyiz ($V_1: 3mV$). Bu kazanç düşümünün en büyük nedeni, optik aktarıcı biriminin doyuma girmesidir. Esasen sistemin gürültü kapacağı en uygun devre birimi ön yükselteç olduğundan, bunun kazancı düşük seviyelerde tutulmaktadır. Bu nedenle kazançdaki azalmaya rağmen ön yükselteç birimi, $\mp 9V$ 'luk pil bataryası ile beslenerek aynı zamanda şebekeden gelebilecek gürültü etkilerden korunmuştur. Kalibratör birimi ön yükselteç içerisinde kabul edilse de, fiziksel olarak ana kart üzerinde yer aldığından ilgili ölçüm değerleri takip eden kısımda yer almıştır.

Ölçümler, Şelül E.C.A.'e göre yapılmıştır.

8.2 Diğer devre birimleri

Bu aşamada, ana kart üzerinde yer alan tüm devre birimlerine ait ölçümler incelenecektir. Bu kez ölçüm noktaları; 1...14 arasında numaralandırılmıştır. Devre şemasından da görüleceği gibi daha önce bahsedilen A noktası, 1 noktasına karşılık gelmektedir. Yine opamplar ($IC_6, IC_8, IC_{12}, IC_{14}, IC_{15}$) + 12V ile, filtre integreleri ile + 5V ile beslenmektedir. Gerek analog anahtarlar ve analog çoğullayıcı ve de gerekse filtreler için gerekli logic seviyeler 5V dur. Analog anahtarlar da her kontak +5 Volt ile kapanırken (ON), sıfır volt ile açılmaktadır (OFF). Ana kart üzerinde yapılan, tüm birimlere ait ölçümlerin D.C değerleri Tablo 8.3'de verilmiştir.

Tablo 8.3 Diğer birimlere ait D.C değerler

$V_1 = 2,5V$	$V_4 = 11V$	$V_8 = 0,5V$	$V_{12} \approx 0V$
$V_2 = 0,6V$	$V_5 = 0,6V$	$V_9 = -0,2V$	$V_{13} \approx 0V$
$V_3 = 11V$	$V_6 = 0,3V$	$V_{10} = 0,5V$	$V_{14} = -2V$
	$V_7 = 0,65V$	$V_{11} = 0,5V$	

Tablo 8.3 çıkarılırken; birinci (4066) analog anahtarı A=1, B=1, C=0, D=0 konumunda, ikinci (4066) analog anahtarının 1 ve 2 nolu kantakları kapalı ve (4051) analog çoğullayıcısı ise; A=0, B=1, C=0 konumunda tutulmuştur. Tablo sonuçlarından, IC_9 alçak geçiren filtre integresinin çıkış off-set geriliminin 0,5V (V_8) ve IC_{10} yüksek geçiren filtre için -0,2V (V_9) olduğu görülmektedir. Bu değerler normal sayılabilecek düzeydedir. Ayrıca kalibratör katının (IC_6) çıkış D.C. seviyesi 11V olduğundan, diğer birimleri doyuma götürmektedir. Bunu önlemek için direkt kuplaj kaldırılarak araya 0,1nF'lık kondansatör seri olarak bağlanmıştır. Görüldüğü gibi, kırpıcı diyot şebekesinde ölçülen iki noktadaki sıfır volt seviyeleri olması gereken değerlerdir. Esasen; logic seviyelerle dışarıdan denetlenen elemanların D.C. gerilim değerleri, bir miktar bu logic gerilim seviyelerinde bağlı olmaktadır. Bu aşamadan sonra ana kart da yer alan devre birimlerinde işaret ölçümlerine geçilmiştir. Bu ölçümlerde; giriş ön yükseltecinin (-) ucundan (ana giriş) yapılarak, çıkış 14 nolu uçtan (ana çıkış) alınmıştır. Kısım 8.1'de açıkladığımız gibi ön yükselteç + 9V ile beslenmemiş durumdadır. Aşağıdaki Tablo 8.4'de A.C ölçümler yer almaktadır.

Tablo 8.4 Diğer katlara ait A.C ölçümler

$V_A = 70mV$	$V_6 = 120mV$	$V_{14} = (V_o) = 17V(p-p)$
$V_2 = 70mV$	$V_7 = 300mV$	$V_{10} = 100mV$
$V_3 = 230mV$	$V_8 = 100mV$	$V_{12} = 275mV$

Bu ölçümler sırasında, ana girişten (tersleyen giriş), 3mV (p-p)-750Hz değerinde bir sinüs dalga şekli uygulanmıştır. Bu gerilim seviyesi aynı zamanda üst eşik değeridir. Aynı zamanda, birinci (4066) analog anahtar: A=1, B=1, C=0, D=0 ikinci (4066)nın 1-2 numaralı kontak-kapalı, (4051) analog çoğullayıcısı da: A=0, B=1, C=0 konumlarında tutulmuştur. Ayrıca kalibratör de max. kazanç konumuna alınırken, devrede sadece alçak geçiren filtre kullanılmıştır ($f_{clk} = 110KHz$, $V_{clk} = 75$).

Kalibratör katının teorik kazancı (max. konumda): esasen 100Ω 'lu trimpot'un en büyük değere alınması ile max. yapılabilir. Uygulama sırasında, çıkış D.C seviyesi bu trimpot'un değeri ile çok büyük oranda etkilendiğinden, eleman max. direnç değerine alınamamıştır. Bu nedenle kalibratör biriminin kazancı küçük değerde kalmıştır (V_4/V_A). Diğer kazançta sahip birimler; IC₁₄ ve IC₁₅ civarında kurulmuştur. Bunlardan IC₄ civarında kurulan "tersleyen mod" daki birim, esasen (IC₁₃) analog çoğullayıcısı ile birlikte çalışmaktadır. Elemanın A,B,C uçlarından verilen ikili (binary) kod ile girişteki sekiz dirençten birisi devreye alınarak IC₁₄'ün kazancı değişmektedir. Analog çoğullayıcının performansı ilerde incelenecektir.

Diğer, kazançta sahip birim sonda yer alan IC₁₅ civarında kurulan "tersleyen mod"daki yükselteçdir. Elemanın kazancı, teorik kazançta oldukça yakındır (V_{14}/V_{12}).

Dikkatimizi çekecek diğer bir durum; alçak geçiren filtrenin gerilim aktarma oranının 1'den küçük olduğudur (V_8/V_7). Bunun nedeni, filtre girişindeki giriş empedansını belirleyen $20K\Omega$ seri direncin sebep olduğu gerilim kaybıdır. Zira; filtre üzerinde yapılan deneyde (devreden ayrılarak); bu direnç kısa devre edildiğinde, frekansa bağımlı olmayan bu zayıflatma kalkmaktadır. Alçak geçiren filtrenin merkez frekansı f_0 : 1,1KHz civarındadır ($f_{clk}:f_0=100$). Filtrenin bu sınır değeri (aynı zamanda -3db frekansı) için, tüm ölçüm sisteminin band genişliği tabiyatıyla ön yükselteçteki kademedan küçük olmaktadır.

Bu aşamadan sonra, sistemin en düşük işaret seviyesi belirlenmeye çalışılmış. Kullandığımız odyo genaratör çıkışını ayarlama zorluğu ve osilaskoptaki okuma hatası da dikkate alınmak koşuluyla, bu seviye yaklaşık 1mV (p-p) olarak belirlenmiştir. Bu giriş işaretindeki alınan, diğer A.C. ölçümler Tablo 8.5'de görülmektedir.

Tablo 8.5 Minimum giriş seviyesindeki, A.C. Ölçümler.

$V_A = 22mV$	$V_4 = 70mV$	$V_8 = 40mV$	$V_{14} = 8V$
$V_2 = 25mV$	$V_6 = 50mV$	$V_{10} = 40mV$	
$V_3 = 80mV$	$V_7 = 200mV$	$V_{12} = 100mV$	

Bu ölçümler sırasında; analog anahtarlar ve analog çoğullayıcının konumları önceki durumda kalmıştır. Ayrıca önceki ölçümlerdeki tartışmalar bu değerler içinde geçerli olmaktadır.

8.2.1 Analog anahtar (1.4066) nın test edilmesi

Bu elemanın performansı belirlenirken; (-) ana girişten 1mV (p-p) -1050 Hz değerinde işaret uygulanmış. Çıkış işareti ise yine 14 numaralı uçtan alınmıştır. (4051) analog anahtarı; A=0, B=1, C=0 ve ikinci (4066) nın 1-2 numaralı kontakları kapalı konumdadır. Aşağıdaki tablo.8.6'da çeşitli olasılıklar için, çıkış gerilimi ölçümleri verilmektedir.

Sonuçlardan görüldüğü gibi bir çok konum için mikro işlemci, sistemin çıkışını sıfırlama olanağına sahip olmaktadır. Aynı zamanda bir anlam da kazanç kalibrasyonu yapılmaktadır. Ölçümler sırasında alçak geçiren filtre kullanılmıştır ($f_{clk}=110KHz$).

Tablo 8.6 1.4066 ile ilgili ölçümler.

<u>D</u>	<u>C</u>	<u>B</u>	<u>A</u>	<u>çıkış(p-p)</u>	<u>D</u>	<u>C</u>	<u>B</u>	<u>A</u>	<u>çıkış(p-p)</u>
0	0	0	0	≈0V	1	0	0	0	4V
0	0	0	1	≈0V	1	0	0	1	4V
0	0	1	0	8V	1	0	1	0	10V
0	0	1	1	8V	1	0	1	1	10V
0	1	0	0	13V	1	1	0	0	≈0V
0	1	0	1	3,5V	1	1	0	1	≈0V
0	1	1	0	1V	1	1	1	0	≈1V
0	1	1	1	0,8V	1	1	1	1	≈1V

8.2.2 Analog çoğullayıcının (4051) test edilmesi.

Elemanın performansı belirlenirken; ana girişten 1mV -1050Hz lik bir işaret sürülmüştür. Filtre olarak alçak geçiren devre kullanılmış, birinci (4066) analog anahtarı ise; A=1, B=1, C=0, D=0 konumuna alınmıştır. Çıkıştan yapılan ölçümler, Tablo 8.7'de görülmektedir.

Tablo 8.7. (4051) ile ilgili ölçümler

<u>C</u>	<u>B</u>	<u>A</u>	<u>çıkış (p-p)</u>	<u>C</u>	<u>B</u>	<u>A</u>	<u>çıkış(p-p)</u>
0	0	0	18V	1	0	0	8V
0	0	1	12V	1	0	1	7V
0	1	0	12V	1	1	0	3,5V
0	1	1	8V	1	1	1	6V

Tablodaki sıraya uygun olarak; analog çoğullayıcı Yo dan Y7'ye kadar olan girişleri seçer. Bu seçim sırasında; sırayla 560Ωluk en küçük değerli dirençten başlayıp 8KΩ en büyük değerli sekiz adet direnci seçer (Rx). Bu dirençler IC₁₄'den oluşan yükselteç kazancını belirler. Tablo değerlerine göre en büyük sistem çıkış gerilimi (dolayısıyla IC₁₄'ün kazancı), en küçük direnç konumunda olmaktadır. Zira yükselteç kazancı kabaca 10KΩ/Rx kadardır.

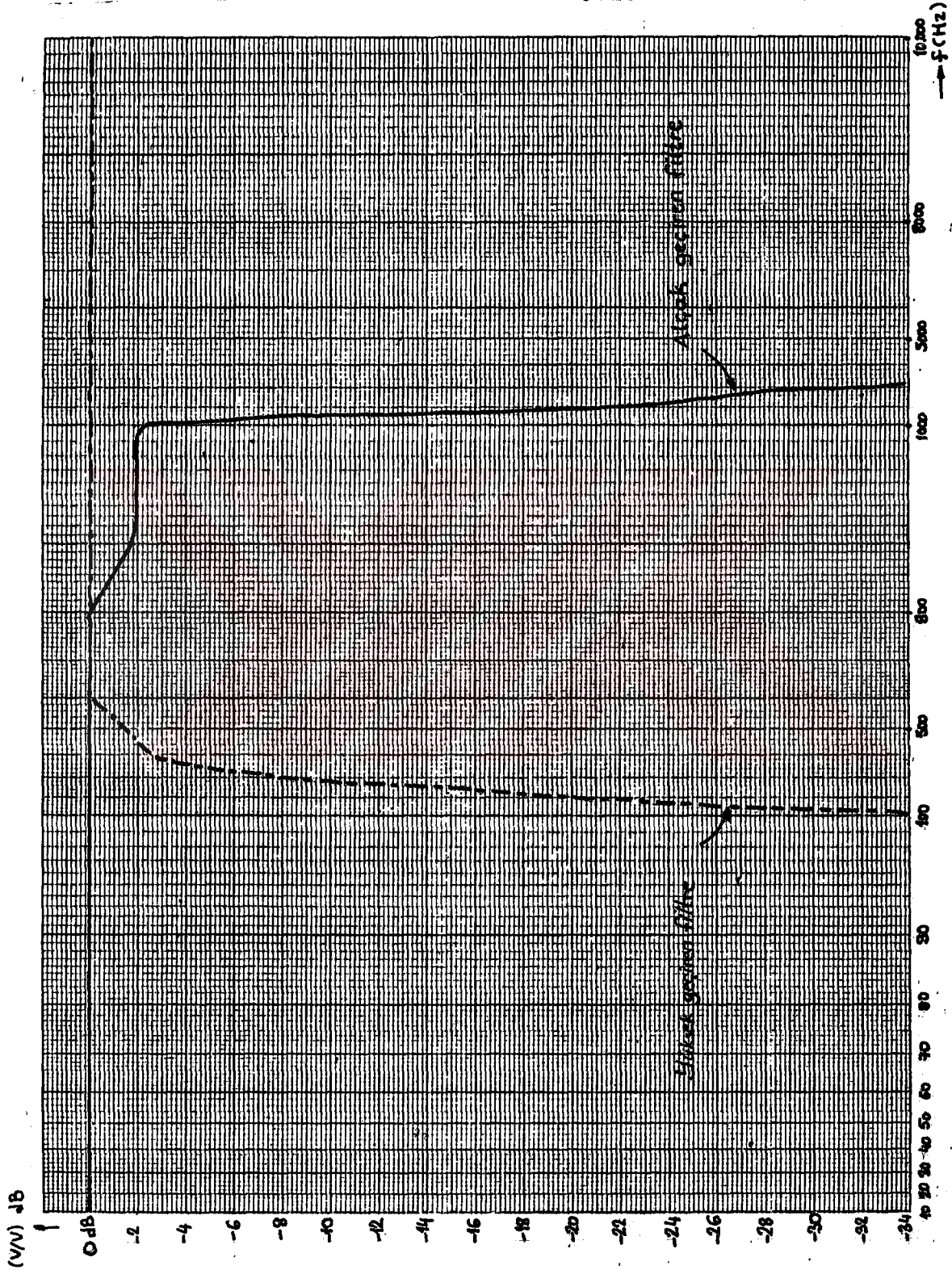
8.2.3 Filtrelerin test edilmesi

Bu ölçümler sırasında; Alçak ve yüksek geçiren filtreleri (MF10) diğer katlardan ayrılarak test edilmiştir. Esasen elemanların performansı komple sistem içerisinde de belirlenebilir. Bu yola baş vurmanın nedeni, filtrelerden önce gelen katlarda frekansa bağlı olan kayıpların dikkate alınmaması içindir (seri bağlı kuplaj kondansatörlerinden dolayı).

Alçak geçiren filtre deneyinde 30mV (p-p) değerindeki işaret filtrenin giriş ucundan (4) doğrudan uygulanmıştır. Ölçümler osiloskop yardımıyla çıkıştaki 20KΩ'lık dirençten sonra yapılmıştır.

Yüksekgeçiren filtre ölçümlerinde de, aynı seviyedeki işaret kullanılmıştır. Alçak geçiren filtreye 110.KHz'lik ve yüksek geçiren filtreye ise 34KHz'lik saat frekansı uygulanmıştır. Girişdeki işaretin

frekans çeşitli aralıklarda değiştirilerek, çıkış gerilimleri ölçülmüştür. Elde edilen değerler kullanılarak, çizilen filtre cevap eğrileri Şekil 8.1'de verilmiştir.



Şekil 8.1. Alçak ve yüksek geçiren filtre, cevap eğrileri.

EK.A.

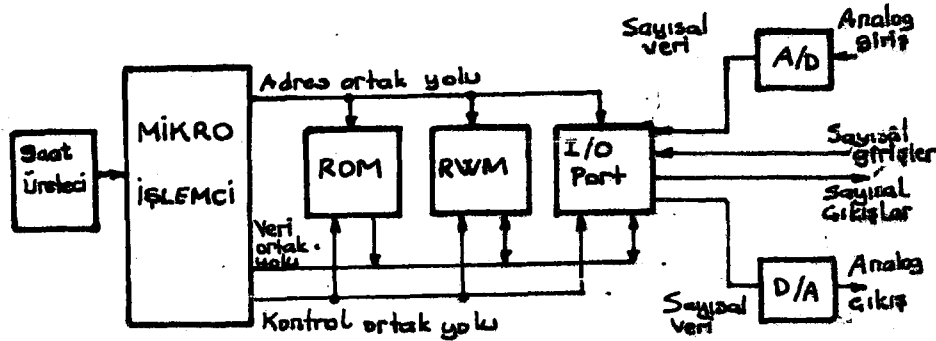
GENEL MİKRO İŞLEMÇİ YAPISI VE 8085A MİKRO İŞLEMCİSİ

Daha önce de belirtildiği gibi, gerçekleştirdiğimiz sistemdeki devrelerin bir çoğu mikro işlemci denetiminde çalışmaktadır. Fakat mikro işlemci katı prototip olarak gerçekleştirilmemiştir. Bu bölümde konuyla ilgili çalışma yapıcılar için, genel bir mikro işlemci incelemesi yapılmıştır. Ayrıca 8 bitlik bir mikro işlemci örneği de incelenmiştir.

E.A.1. Mikro işlemci genel yapısı ve özellikleri.

Bir mikro işlemci sistemi bir çok temel amacı yerine getirirken; dış dünyadan gelen sayısal verileri işler ve çıkış fonksiyonu olarak yine sayısal bilgiler verir. Mikro işlemciye giriş yapmak amacıyla analog bilgi; analog-sayısal dönüştürücüden geçirilir. Aynı zamanda dış ortama uygun olması açısından elde edilen sayısal bilgi, bu kez sayısal-analog dönüştürücüden geçirilir. Şekil E.A.1'de sayısal ve örneksel girişli mikro işlemci tabanlı bir sistem görülmektedir. ROM (sadece okunabilir bellek), RWM (yazılıp-okunabilen bellek) ve I/O port (giriş-çıkış kapısı) birimleri bir yazıcı (register) topluluğunu oluştururlar(9). Bu yazıcılar, eğer mikro işlemci ile birlikte yer almışlarsa dahili yazıcı olarak adlandırılırlar. Yazıcılar sayesinde, sistem mimarisi (architecture) içerisinde mümkün miktarda veri aktarımı (transfer) yapılabilir. Mikro işlemciye yazıcıların tipleri ve veri aktarım miktarı, mikro işlemci mimarisini belirler.

Bir mikro işlemci sistemi kendi fonksiyonlarını, sistem yazıcılarında verinin aktarım ve dönüşümü yolu ile yerine getirir. Tipik olarak verinin dönüşümü, her hangi bir işlemsel yazıcıda (operational register) olur. Bu işlemsel yazıcılar, depolama yazıcılarından farklı olup, kendi yardımcı devreleri ile birlikte aritmetik ve mantık (logic) işlemlerini yaparak verinin dönüşümünü sağlar(9).



Şekil E.A.1: Sayısal ve analog girişli, mikro-işlemci tabanlı sistem(9).

Mikro işlemciler, sistem ROM'undaki uygulama programından okudukları komutlara (instructions) uygun bir şekilde, veri aktarımını ve dönüşümünü kontrol ve senkronize ederler. Dış birimlerden gelen kontrol işaretleri, mikro işlemcinin aşağıdaki durumlardan herhangi birine girmesine neden olur.

Reset; Bu durumda program başlangıçtan itibaren yürütülür. Wait (bekleme); Tanımlanan bellek gözüne yeterli bir sürede erişmek için sistem bekleme durumuna girer.

Interrupt (kesinti); Yürütülmekte olan program kesilerek başka bir bellek gözüne dallanma sağlanır.

Suspend (askıda kalmak); Adres ve veri uçlarını yüksek empedanslı duruma geçirir, diğer elemanlara doğrudan yazma ve okuma işlemine izin verir. Mikro işlemci sisteminin değişik alt sistemlerindeki yazıcılar, sistem ortak yolu (bus) tarafından harici olarak birbirlerine bağlanırlar. Sistem ortak yolu içerisine; adres ortak yolu, veri ortak yolu ve kontrol ortak yolu girer. Aşağıdaki tabloda, tipik bir sistem ortak yoluna ait işaretler görülmektedir.

Tablo E.A.1: Tipik bir sistem ortak yolu işaretleri kümesi(9).

İsim	Fonksiyon	Sayı	Yön
A_0-A_{15}	Adres ortak yolu	16	Çıkış
D_0-D_7	Veri ortak yolu	8	İki yönlü
\overline{RD}	Genel okuma işareti	1	Çıkış
\overline{WR}	Genel yazma işareti	1	Çıkış
IO/\overline{M}	Durum(I/Oveya bellek referansı)	1	Çıkış
\overline{MEMR}	Bellek okuma işareti	1	Çıkış
$\overline{I/OR}$	Giriş elemanı okuma işareti	1	Çıkış
$\overline{I/OW}$	Çıkış elemanı yazma işareti	1	Çıkış
Reset	Sistem reset çıkışı	1	Çıkış

Aşağıda, mikro işlemci integresinin iç yapısı kısaca gözden geçirilecektir.

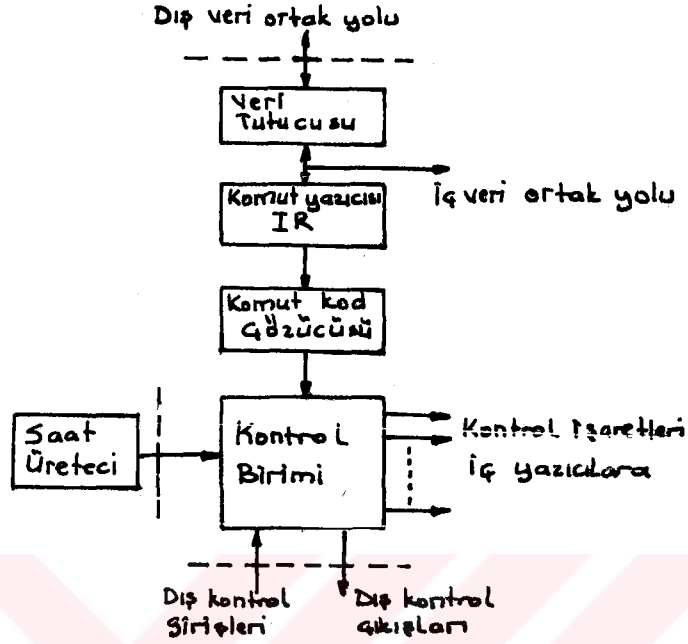
E.A.2: Kontrol birimi

Mikro işlemcinin kontrol birimi, veri aktarımını ve dönüşümünü kontrol ve senkronize ederek alt sistemleri kendi kendine devreye alır. Bu birim, ana saat (clock) dan gelen girişleri kullanarak zamanlama ve kontrol işaretlerini üretir. Bu işaretler, her bir komut ile birlikte aktarım ve dönüşüm olaylarını düzenlerler(9). Bu birim, sistem içindeki diğer elemanların ürettiği kontrol işaretlerini de bir giriş gibi kabul ederek, mikro işlemci sisteminin durumunu değiştirir.

Kontrol birimi tarafından düzenlenmiş mikro işlemcinin temel çalışması, devirsel (cyclical) ve komutların ard-ardına alınıp yerine getirilmesi şeklindedir(9).

Her bir komutun yerine getirilmesi, alma (fetch) ve infaz (execute) gibi iki aşamada olur. Alma konumunda, bellekten gelen komut mikro işlemciye alınır ve infaz konumunda, bu komut yerine getirilir.

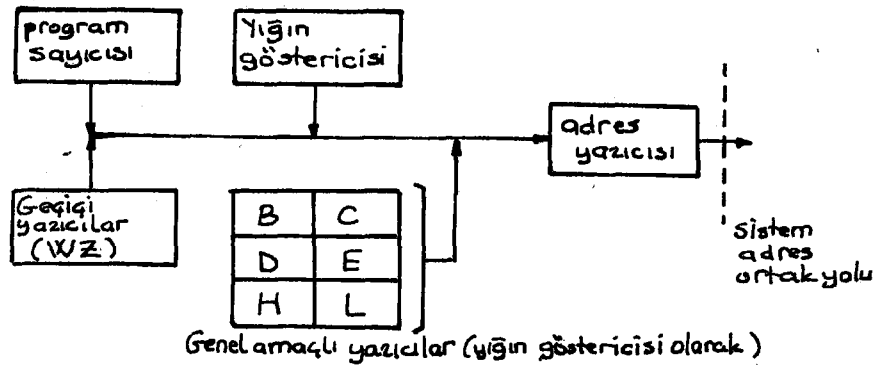
Şekil E.A.2'de mikro işlemci kontrol birimi, komut yazıcısı ile komut kod çözücü görülmektedir.



Şekil E.A.2: Mikro işlemci kontrol birimi, komut yazıcısı ve komut kod çözücü(9).

E.A.3 İç yazıcılar.

Aşağıdaki şekilde, adres yazıcılarının düzenlenmesi görülmektedir.



Şekil E.A.3: İç yazıcılar arasındaki düzenleme(9).

PC, program sayıcısı yürütülecek bir sonraki komutun adresini tutar. Bu sayıcı, her alma çevirimi sonunda kontrol birimi tarafından bir arttırılır. Mikro işlemci reset edildiği zaman, kontrol birimi program sayıcısını sıfırlar. Komutun ilk kelimesini elde etmek için program sayıcısında bulunan adres, adres yazıcısına geçirilir. Bundan sonra PC, bir sonraki adres gözünü gösterecek şekilde bir arttırılır(9). Kontrol birimi; ilgili bellek gözündeki veriyi mikro işlemciye aktarmak için bellek okuma işareti üretir. Alınan bu veri, veri ortak yolu tutucusu üzerinden komut yazıcısına (IR) geçirilir. İç yazıcılar, iç veri ortak yolu üzerinden birbirlerine bağlıdırlar(9).

Bir komutun ilk kelimesi (byte) "OP KODU" olarak bilinir. Bu kelime, esas komutun yürütülmesi için gereken işlemleri kontrol birimine gösterir. Bu sayede; IR'nın çıkış kodu çözümlenerek bir dizi işlemin sırayla yapılması sağlanır. Aslında OP KODU, temel komut dizilerinin yerleştirildiği kontrol ROM'un daki başlangıç gözünün adresidir(9). Komutun diğer parçasına (byte) "operand" ismi verilir. Bazen bu kısım iki kelimelik de olabilir (genel komut 3 kelime iken). Bir komutun alma çeviriminin tamamlanabilmesi için, geride kalan diğer kelimelerin mikro işlemciye aktarılması gerekir. Her bellek okuma veya yazma işlemi, bellek referansı olarak bilinir.

Geçici yazıcılar (temporary registers), kontrol birimi tarafından kullanılmak suretiyle bir komutun operand'larını veya adreslerini tutarlar. Bu işlem; operand'ların mikro işlemciye bir başka yazıcıya aktarılmasına kadar veya bu operand'ların kullanılmasına kadar sürer. Şekil E.A.3'deki gösterilen W-Z geçici yazıcılarının her biri 8 bitlidir.

Diğer genel amaçlı yazılar ise hesaplamaların geçici sonuçlarını dahili olarak depolarlar. Bu işlem, dış okuma/yazma belleğindeki depolamaya karşılık düşer. Bu genel amaçlı yazılar arasında veri aktarımı için, iç yazıcıların adreslenmesinde sadece bir kaç bit'e gereksinim vardır. Bunun sebebi, iç yazıcı miktarının sınırlı olmasıdır. Böylece, bir komutun alma çevrimi için bir kaç bellek referansı yeterli olacaktır(9).

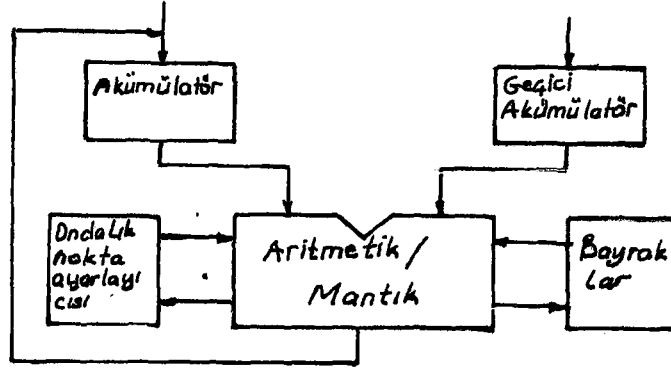
Ayrıca akümülatör ve genel amaçlı yazıcılar arasında yapılan gerçek veri aktarımı, bir bellek referansına gereksinim duymaz. Şekil E.A.4'deki sistemde yer alan B,C,D,E,H, ve L genel amaçlı yazıcılarının her biri 8 bitlidir. Bir dizi oluşturan bu yazıcılar, tek veya çift olarak kullanılabilir.

E.A.4 Aritmetik -Mantık birimi

Bir veya iki operand'lık temel veriler üzerinde aritmetik veya mantık işlemleri, mikro işlemci tarafından dönüşüm (transformation) ile yerine getirilir(9). Bu amaçla, Aritmetik-Mantıksal birim ALU (arithmetic-logic-unit) kullanılır. Şekil E.A.4'de CPU içinde yer alan ALU birimin yapısı görülmektedir.

Akümülatör; üzerinde işlem yapılacak olan verilerden birini tutar. İkinci veri ise geçici akümülatörde saklanır. İşlemlerin sonuçları yine akümülatörde depolanır. ALU, şu işlemleri yapabilir; (a) İkili Toplama ve çıkarma, (b) Mantıksal AND, OR, EX-OR, (c) Eşlenik alma, (d) Sola-sağa öteleme.

ALU birimi, aritmetik ve mantık işlemlerinin sonuçlarına bağlı olarak bilgi saklayan bir kaç adet Flip-flop bulundurur. Bunlara durum bayrakları(flags) da denir.



Şekil E.A.4; Aritmetik-mantık biriminin yapısı(9)

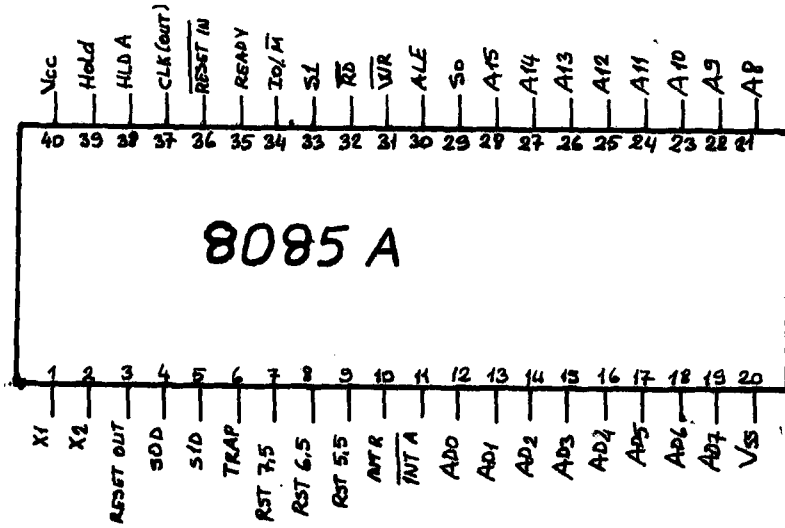
E.A.5. 8085A Mikro işlemcisi

Bu eleman 8 bitlik olup, uygulama alanı geniştir. Tek yonga (chip) tipindeki yapı içerisinde 6200 adet NMOS transistör kullanılmıştır. 8085A'nın komut kümesi 74 komutu içerir. 5Vluk tek bir kaynakla beslenmekte olup, Vss toprak ucudur. X_1-X_2 uçlarına bağlanacak kristal veya R-C şebekesi yardımıyla iç kısımda elde edilen saat frekansı ile 8085A'nın çalışması senkronize edilir. Şekil E.A.5.'de eleman uç bağlantıları ve Şekil E.A.6'de ise mimarî yapısı görülmektedir.

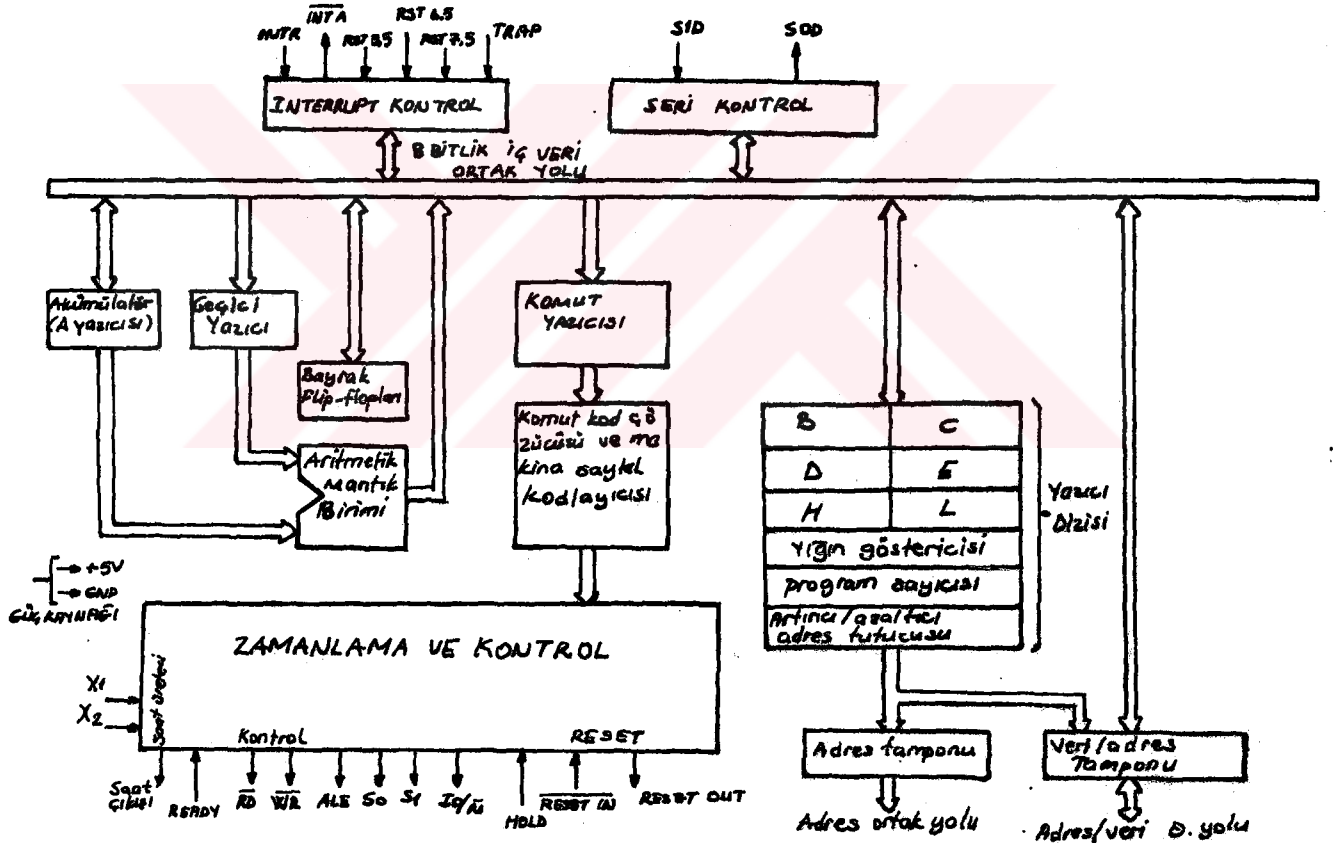
8085A mikro işlemcisi ile kurulmuş bir sistemde, standart ROM ve RWM ile bellek ve I/O kapılarına kapsayan özel tasarımlanmış integreler yer almaktadırlar. Şekil E.A.7'de böyle bir sistem görülmektedir.

Elemanın mimari yapısında (iç kısmı.); 16 bitlik bir program sayıcısı, 16 bitlik yığın göstericisi, 6 adet 8 bitlik çift şekilde düzenlenmiş (BC-DE-HL) genel amaçlı yazıcılar ve WZ geçici yazıcı çifti (8+8) vardır.

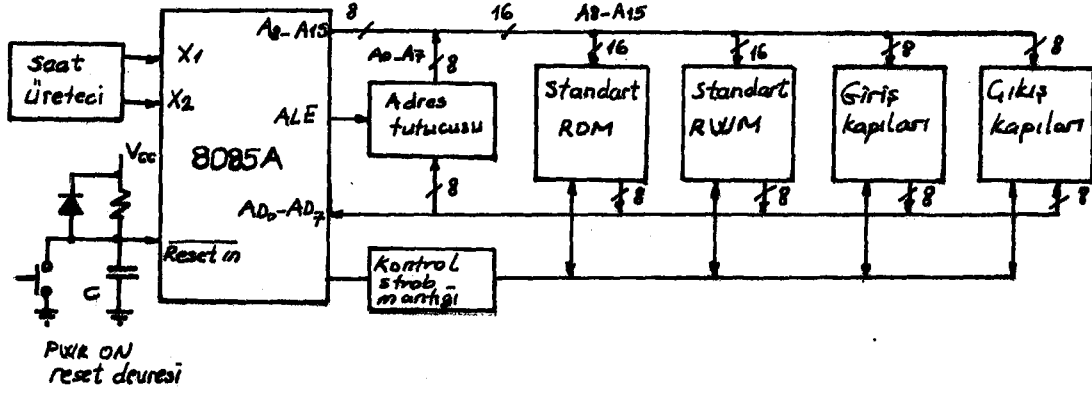
Aritmetik-mantık biriminde; 8 bitlik bir akümülatör ile 8 bitlik geçici yazıcı akümülatörü bulunur. Ayrıca; aritmetik veya mantık işlemlerinin sonuçlarını gösteren 5 adet bayrak (flip-flop) vardır. Bunların her biri, birer bitliktir.



Şekil E.A.5: 8085 mikro işlemcisinin uç bağlantıları(9).



Şekil E.A.6: 8085A Mimarisi(9).

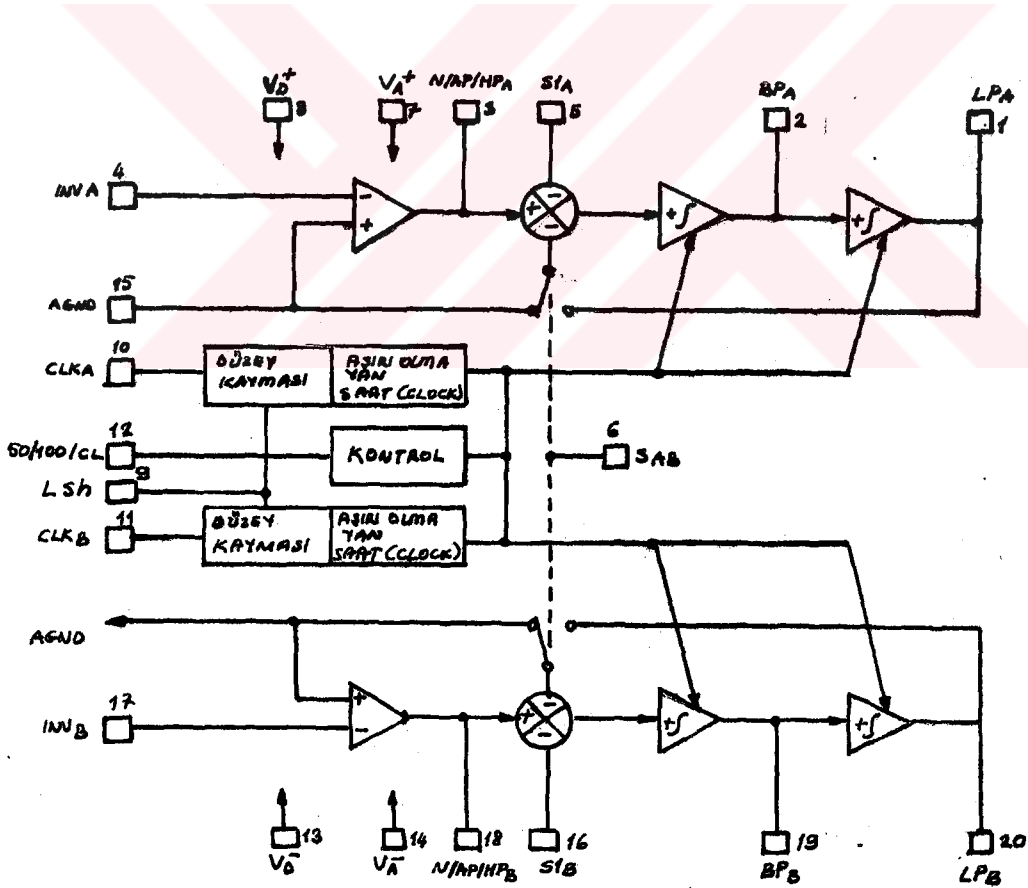


Şekil E.A.7: 8085A mikro işlemcisinin kullandığı standart ROM ve R/WM elemanların bağlantısı(9).

EK. B

MF10 ÜNİVERSAL MONOLİTİK DÜAL ANAHTARLANMIŞ KAPASİTÖR
FİLTRESİ VERİ YAPRAKLARI

MF10, iki adet birbirinden bağımsız ve kullanımı son derece kolay olan genel amaçlı CMOS aktif filtre bloklarından yapılmıştır. Her bir blok; 2. dereceden filtre devresini içerir. Her bir filtreden üç çıkış alınabilir. Çıkışlardan herhangi birisi; tüm geçiren, alçak geçiren, yüksek geçiren ve band geçiren fonksiyonlardan birisini gerçekleştirecek şekilde düzenlenebilir (Mod'lara göre). Geriye kalan iki uç; sadece alçak ve band geçiren fonksiyonun merkez frekansı, doğrudan saat (clock) frekansına veya saat frekansı ve harici dirençlerin oranına bağlı olarak şekilde belirlenebilir. Band durduran (notch) ve tüm geçiren fonksiyonların merkez frekansı, doğrudan saat frekansına bağlıdır. Yüksek dereceli filtre devrelerini kurmak için, ard-ardına bağlantı yapılır. Bu elemanla, klasik filtre yapılarından herhangi birisi gerçekleştirilebilir (Butterworth, Bessel, Cauer, Chebyshev). Şekil E.B.1'de elemanın blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil E.B.1: MF10, sistem blok diyagramı (7).

E.B.1 MF10'nun teknik özellikleri

Elemanın teknik özelliklerini aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

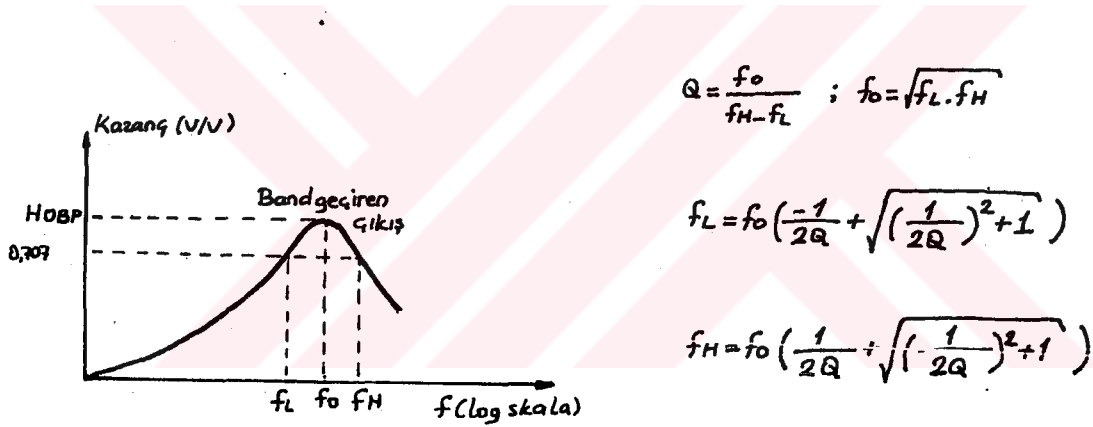
- Düşük harcama
- 20 uçlu (0,3") geniş bir gövde
- Kullanım kolaylığı
- $\pm 0,6$ doğrulukta, saat-merkez frekansı oranı (f_{clk}/f_c).
- Filtre kesim (cut-off) frekansı kararlılığının doğrudan saat frekansının kalitesine bağımlı olması,
- Harici eleman değişimine karşı düşük duyarlılık.
- Yüksek geçiren, band geçiren ve alçak çıkışlar için seçme yeteneği
- 200 KHz'e kadar, f_{oxQ} değeri
- 30 KHz'e kadar, çalışma yeteneği

Tablo E.B.1: Karakteristik değerler (7).

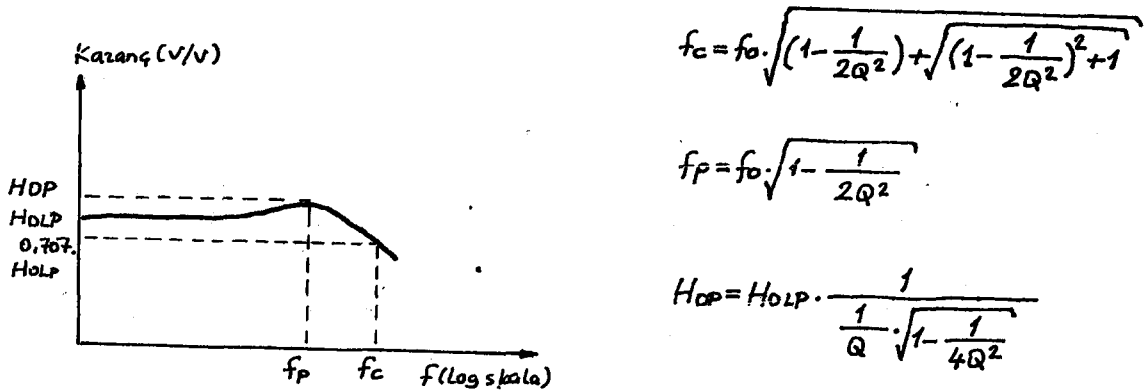
Parametre	Koşullar	Min.	Tipik	Max.	Birim
Mutlak max. miktarlar					
Besleme gerilimi	14V			Depolama sıcaklığı	150°C
Güç harcaması	500mV			Dayanma sıcaklığı (10sn)	300°C
Çalışma sıcaklığı	0°C - 70°C				
Elektriksel karakteristیکler (komple filtre) $V_s = \pm 5V, T_A = 25^\circ C$					
Frekans kademesi	$f_0 \times Q < 200 \text{ KHz}$	20	30		KHz
Saat fr. - Merkez fr. oranı f_{clk}/f_0					
MF 10 BN	12uÇ, Q = 10		49,94 $\pm 0,2\%$	$\pm 0,6\%$	
MF 10 CN	$f_0 \times Q < 50 \text{ KHz}, \text{Mod. 1}$		49,94 $\pm 0,2\%$	$\pm 1,5\%$	
MF 10 BN	12uÇ, orta seviyede besleme		99,35 $\pm 0,2\%$	$\pm 0,6\%$	
MF 10 CN	Q = 10, $f_0 \times Q < 50 \text{ KHz}, \text{Mod. 1}$		99,35 $\pm 0,2\%$	$\pm 1,5\%$	
Q doğruluğu (ideal filtre koşullarında Q sapması)	$f_0 \times Q < 50 \text{ KHz}$ $f_0 < 5 \text{ KHz}, \text{Mod. 1}$		$\pm 2\%$	$\pm 6\%$	
f_0 sıcaklık katsayısı	12uÇ (~50:1) 12uÇ orta besleme (~100:1) $f_0 \times Q < 100 \text{ KHz}, \text{Mod. 1}$ Harici saat sıcaklığı bağımsız		± 10 ± 100		ppm/°C ppm/°C
Q sıcaklık katsayısı	$f_0 \times Q < 100 \text{ KHz}, Q$ ayarla ma dirençlerinin sıcaklığı bağımsız		± 500		ppm/°C
DC. Alg. Geç. ^{kazanç} doğruluğu	Mod. 1, $R_1 = R_2 = 10K$			± 2	%
Gapraz konuşum			50		dB
Saat beslemesi			10		mV
Max. saat frekansı		1	1,5		MHz
Güç kaynağı akımı			8	10	mA

E.B.2 Terimlerin tanımlanması:

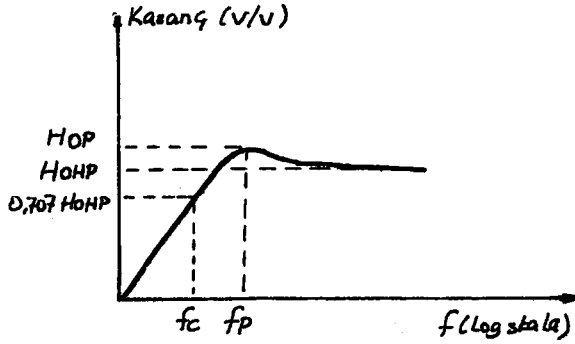
- f_{CLK} : Anahtarlanmış kapasitör filtrenin harici saat frekansı.
- f_0 : İkinci dereceden fonksiyonun karmaşık (complex) kutup çiftinin merkez frekansı. f_0 ; her bir $1/2MF10$ 'nun band geçirici çıkışında ölçülmüş olup, band geçirme pik (peak) nin oluşturduğu frekanstır (şekil: E.B.2).
- Q : İkinci dereceden fonksiyonun karmaşık kutup çiftinin kalite faktörüdür. Q ; her bir $1/2 MF10$ 'nun band geçirme çıkışında ölçülmüş olup; f_0 'nun, ikinci dereceden band geçirici filtrenin -3 dB'lik band genişliği miktarına oranıdır (şekil E.B.2). Q 'nun değeri, alçak geçiren ve yüksek geçiren çıkışlarda ölçülmez.
- H_{OBP} : $f=f_0$ 'da band geçirici çıkışın (V/V) kazançı.
- H_{OLP} : $f \rightarrow 0$ 'Hz de (Şekil E.B.3) her bir $1/2 MF10$ 'nun alçak geçiren çıkışındaki (V/V) kazanç.



Şekil E.B.2: Band geçiren çıkış(7).



Şekil E.B.3: Alçak geçiren çıkış(7).



$$f_c = f_0 \cdot \left[\sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \right]^{-1}$$

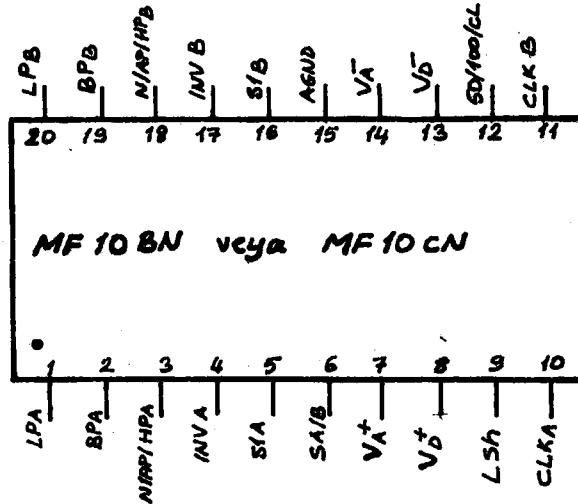
$$f_p = f_0 \cdot \left[\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \right]^{-1}$$

$$H_{OP} = H_{ONP} \cdot \frac{1}{\frac{1}{Q} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

Şekil E.B.4: Yüksek geçiren çıkış (7).

- H_{ONP} : $f \rightarrow f_{clk}/2$ iken; (şekil E.B.4) her bir 1/2 MF10 nun yüksek geçiren çıkıştaki kazanç.
- Q_z : Her hangi bir ikinci dereceden "karmaşık sıfır" (complex zero) çiftinin kalite faktörü (Q doğrudan ölçülemediği zamanda, Q_z kullanışlı bir parametredir).
- f_z : Herhangi bir 2. dereceden fonksiyonun "karmaşık sıfır" çiftinin merkez frekansıdır. Eğer f_z , f_0 'dan farklı ve Q_z oldukça yüksekse; tüm geçiren çıkışta bir notch frekansı etkisi olarak gözlenebilir.
- f_{notch} : MF10'nun Band durdurma çıkışında veya çıkışlarında gözlenen band durdurma frekansı.
- H_{ON1} : $f \rightarrow 0$ Hz iken notch çıkışındaki kazanç.
- H_{ON2} : $f \rightarrow f_{CLK}/2$ iken notch çıkışındaki kazanç.

Şekil E.B.5'de bağlantı diyagramı görülmektedir.



Şekil E.B.5: Bağlantı diyagramı(7).

E.B.3 Uçlara (pin)lere ait açıklamalar:

- LP, BP, N/AP/HR : Bunlar; Alçak geçiren, band geçiren, band durduran veya tüm geçiren ve yüksek geçiren çıkışlardır (Her biri 2. dereceden kısım için dikkate alınmıştır).
- INV : Her bir filtrenin toplayıcı opampının tersleyici girişi. Bu uç, statik deşarj korumalıdır.
- S1 : "Tüm geçiren" bağlantıda işaret girişucu olarak kullanılmıştır (4. ve 5. modlara bakınız). Bu uç, $1K\Omega$ dan daha az bir kaynak empedansı ile sürülmüş olmalıdır.
- $S_{A/B}$: Bu uç, filtrenin 2. toplayıcı girişlerinden birisini analog toprak ($S_{A/B}$ 'yi $V_{\bar{A}}$ yaparak) veya devrenin alçak geçirişi çıkışına ($S_{A/B}$ 'yi V_{A^+} yaparak) bağlayan anahtar etkisi gösterir. Bu uç, integrenin değişik mod çalışmalarındaki esnekliği temin eder. $S_{A/B}$; statik deşarjlardan korunmuştur.
- V_{A^+}, V_{D^+} : Analog pozitif besleme ve sayısal pozitif besleme. Bu uçlar dahili olarak (IC) integreye bağlandıklarından, benzer besleme kaynaklarından sürülmüş olmalıdırlar. İstenirse, bir kondansatörle (by-pass) köprülenebilirler.
- $V_{\bar{A}}, V_{\bar{D}}$: Analog ve sayısal besleme uçları, Burada, V_{A^+} ve V_{D^+} için yapılan açıklamalarda geçerlidir.
- L_{Sh} : Düzey kaydırma ucu (pin). Bu uç çift veya tek besleme çalışmalarında değişik saat(clock) düzeylerini sisteme uydurur. $\pm 5V$ beslemesinde MF10, \mp CMOS saat darbeleriyle sürülmüş olmalıdır. Bu durumda L_{Sh} ucu sistemin toprağına veya negatif besleme uçlarından birisine bağlanmış olmalıdır. Eğer yukarıdaki gibi benzer kaynaklar kullanılmış fakat $0V-5V$ arası T^2L saat darbeleriyle sürülmüşse, L_{Sh} ucu sistem toprağına bağlanmalıdır. Tek besleme kaynaklı ($0V-10V$) çalışmalar için, $V_{\bar{D}}$, $V_{\bar{A}}$ uçları sistem toprağına bağlanmalıdır. Bu arada AGND ucu (analog toprak), $5V$ 'da kutuplanmalı ve L_{Sh} ucu da sistem toprağına bağlanmalıdır. Bu durum, CMOS ve T^2L saat darbe seviyeleri için uyum sağlayacaktır.
- CLK (A veya B): Herbir A.K.F. bloğu ($1/2$ MF10) için saat girişleri. Bu girişler, benzer saat düzeyleri ile (T^2L veya CMOS) ile sürülmelidir. Daha önce açıklanan L_{Sh} düzeylerinin nasıl uzlaştırılacağı hakkında bilgi vermekteydi. Esasen saat frekansları 200 KHz'in üzerinde seçilmişse, iş çevirimi (Duty cycle) %50'ye yakın olmalıdır. Bu durum, opampın filtre çalışmasında optimum performans için gerekli olacaktır.
- 50/100/CL : Bu ucun "1" (high) yapılması ile, saat-merkez frekansı oranı 50:1 şeklinde seçilmiş olur. Bu ucun, çift kaynak çalışmasında sıfır noktasına bağlanması aynı oranın 100:1 olmasını belirler. Bu uç "0" (low) yapıldığında, besleme akımını $2,5mA$ 'den aşağıdaki bir değerde sınırlayan akım tetikleme devresi, etkili olmaktadır.

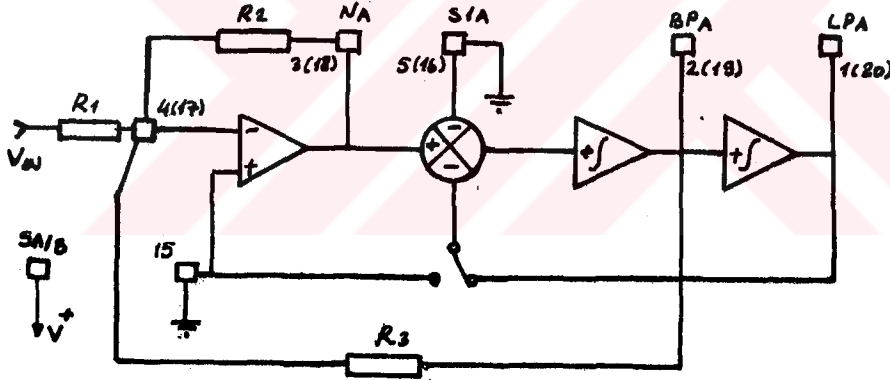
AGND : Analog toprak ucudur. Bu uç çift (dual) besleme çalışmasında sistem toprağında veya tek kaynak çalışması için beslemenin orta değerinde kutuplanmalıdır ($V_{cc}/2$). Filtre opamplarının pozitif girişleri, AGND ucuna bağlanmıştır. Zira düzgün bir topraklama gerekmektedir. Bu uç, statik deşarjlardan korunmuştur.

E.B.4 Çalışma Mod'ları

MF10 bir A.K.F.dir. Onun transfer fonksiyonunun tam olarak açıklanması için, zaman-düzleminde yaklaşım uygun olacaktır. Fakat bu tür bir inceleme tarzı zahmetli olmaktadır. MF10 integresi kabaca sürekli zaman filtresi gibi kabul edilebileceğinden, aşağıdaki tartışmalarda frekans-düzlemi tabanlı incelemelere yer verilmiştir. Bu ifadeler, $1/2$ MF10 birimini esas alır (her bir kısım 2. dereceden fonksiyonu sağlar). İncelemelerimizde sadece Mod.1 ve Mod.3 dikkate alınmaktadır.

E.B.4.1 Mod 1 : Band durduran, Band geçiren, Alçak geçiren çıkışlar $f_{notch}=f_0$

Aşağıdaki Şekil E.B.6'da Mod.1 uygulaması gösterilmiştir.



Şekil E.B.6: Mod.1 uygulaması(7).

$$f_0 = \text{Karmaşık (complex) kutup çiftinin merkez frekansı} = \frac{f_{CLK}}{100} \text{ veya } \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$f_{notch} = \text{Sanal sıfır çiftinin merkez frekansı} = f_0$$

$$H_{OLP} = \text{A.G. çıkışın kazancı (} f \rightarrow 0 \text{)} = - \frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{OBP} = \text{Band geçiren çıkışın kazancı (} f = f_0 \text{)} = - \frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{ON} = \text{Notch çıkışın kazancı } (f \rightarrow 0) = - \frac{R_2}{R_1} \quad \text{E.B.5}$$

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{R_3}{R_2} \quad \text{Karmaşık kutup çiftinin kalite faktörü} \quad \text{E.B.6}$$

BW= Band geçiren çıkışın -3dB'lik band genişliği

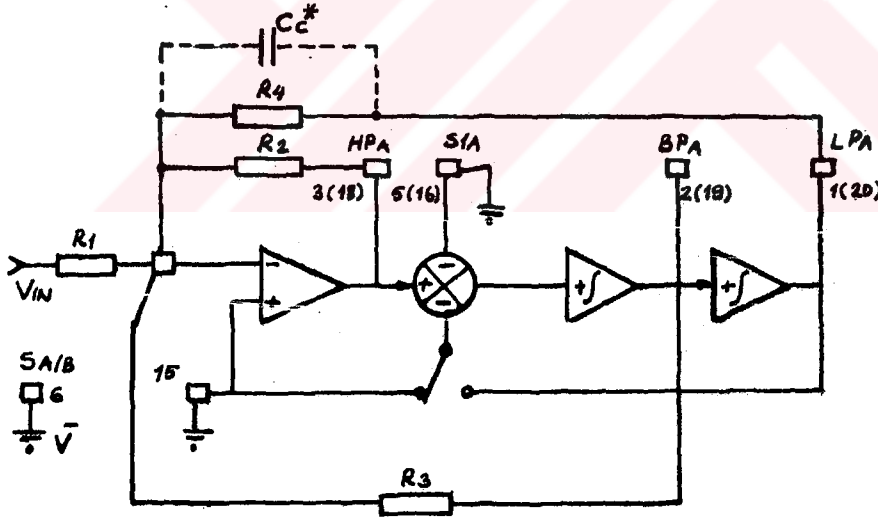
Devre dinamikleri:

$$H_{OLP} = \frac{H_{OBP}}{Q} \quad \text{veya} \quad H_{OBP} = H_{OLP} \times Q = H_{ON} \times Q \quad \text{E.B.7}$$

$$H_{OLP}(\text{peak}) \cong Q \times H_{OLP} \quad (\text{yüksek } Q \text{ için}) \quad \text{E.B.8}$$

E.B.4.2 Mod 3: Yüksek geçiren, band geçiren, alçak geçiren çıkışlar.

Aşağıdaki Şekil E.B.7'de Mod.3 uygulaması görülmektedir.



Şekil E.B.7: Mod.3 uygulaması(7).

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad \text{veya} \quad \frac{f_{CLK}}{50} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad \text{E.B.9}$$

$$Q = \text{Karmaşık kutup çiftinin kalite faktörü} = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \times \left(\frac{R_3}{R_2} \right) \quad \text{E.B.10}$$

$$H_{OHP} = \text{Yüksek geçiren kazanç} \left(f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2} \right) = - \frac{R_2}{R_1} \quad \text{E.B.11}$$

$$H_{OBP} = \text{Band geçiren çıkışın kazancı} \left(f=f_0 \right) = - \frac{R_3}{R_1} \quad \text{E.B.12}$$

$$H_{OLP} = \text{Alçak geçiren çıkışın kazancı} \left(f \rightarrow 0 \right) = - \frac{R_4}{R_1} \quad \text{E.B.13}$$

Devre dinamikleri:

$$\frac{R_2}{R_4} = \frac{H_{OHP}}{H_{OLP}}; \quad H_{OBP} = \sqrt{H_{OHP} \times H_{OLP} \times Q} \quad \text{E.B.14}$$

$$H_{OLP} (\text{peak}) \cong Q \times H_{OLP} \quad (\text{yüksek } Q \text{ için}) \quad \text{E.B.15}$$

$$H_{OHP} (\text{peak}) \cong Q \times H_{OHP} \quad (\text{yüksek } Q \text{ için}) \quad \text{E.B.16}$$

EK.C

TABLO VE ŞEMALAR

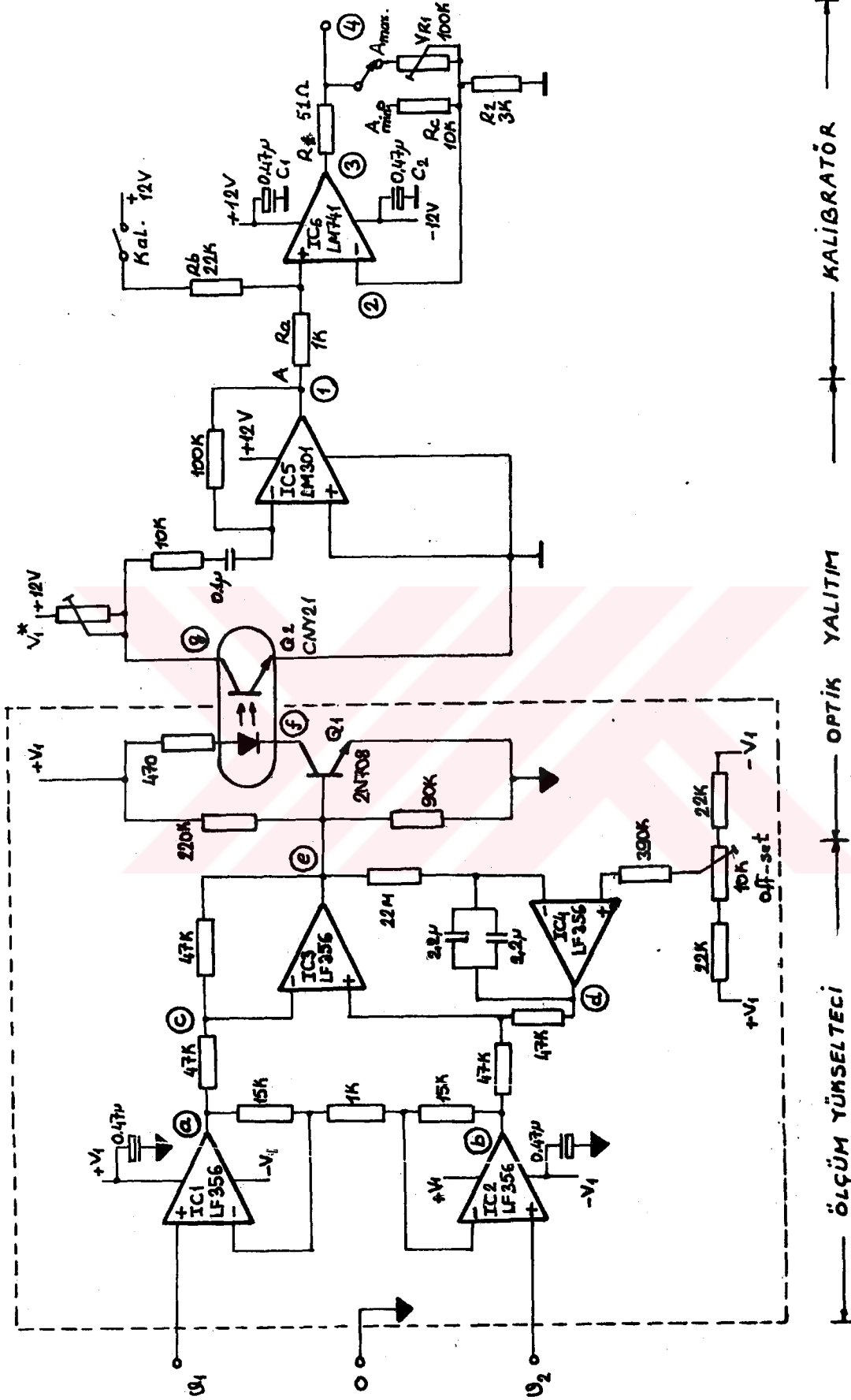
Bu bölümde vücuttan alınan biyo-elektrik potansiyellerin, tipik genlik sınırları ve ilgili frekans bölgeleri ile ölçümlerde kullanılan dönüştürücü (transducer) tiplerini içeren tablo yer almaktadır. Ayrıca bu bölümde; Devrenin elektriksel şeması ve baskı devre planına ait şemalara da yer verilmiştir.

Tablo E.C.1: Biyo-elektrik potansiyeller(2).

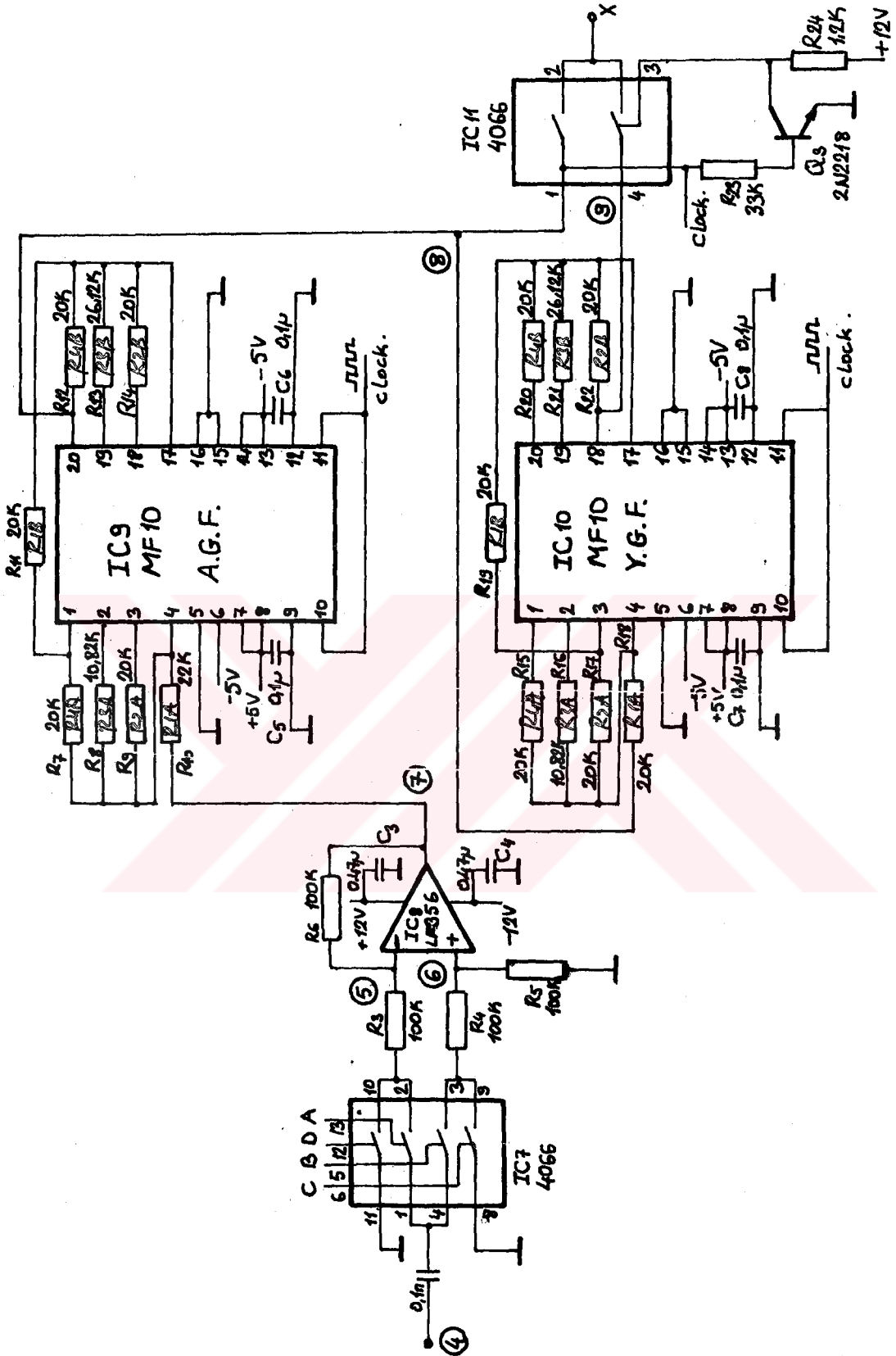
Parametre	Parametre (peak) Kademesi	Gerekli frekans cevabı (75% doğrulukta) Hz	Dönüştürücülere ait açık lamalar
Elektrokardiyogram	10 μ V - 5mV	0,05 - 95	Deri elektrotları, iğne elektrotlar veya eşdeğerleri
Elektroensefalogram	10 μ V - 200mV	DC - 100 (0,5 - 60)	Deri elektrotları, iğne elektrotlar, hücre dışı mikro elektrotlar veya eşdeğerleri
Hücre içi potansiyeller (kas ve sinir hücreleri)	-100 μ V ilâ 200 μ V	DC - 200	Mikro elektrotlar veya mikro pipet
Hücre dışı potansiyeller (kas ve sinir hücreleri)	-100 μ V ilâ 200 μ V	DC - 2000	Özel elektrotlar ve iğne elektrotlar
Beyinsel potansiyeller	10 μ V - 100 mV	Darbe süresi 0,5msn - 0,1sn	Özel elektrotlar
Elektromiyogram (birinci işaret)	20 μ V - 300 μ V	10 - 2500	iğne elektrotlar (deri elektrotları kullanılabilir)
Elektromiyogram (ortalama)	0,1 - 1mV	Yukarıdaki değerin zaman ortalaması	-
Elektroretinogram	0 - 1mV	DC - 25	Deri veya iğne elektrotlar
Elektrookülogram	0,05 - 5mV	-	Deri elektrotları
Düzgün kas potansiyeli	0,5 - 100mV	DC - 1	iğne veya fitil elektrotları

Şekil E.C.1'de sistemin komple elektriksel bağlantı şeması, Şekil E.C.2 ve Şekil E.C.3'de ise baskılı devre planı ile yerleştirme planları verilmiştir.

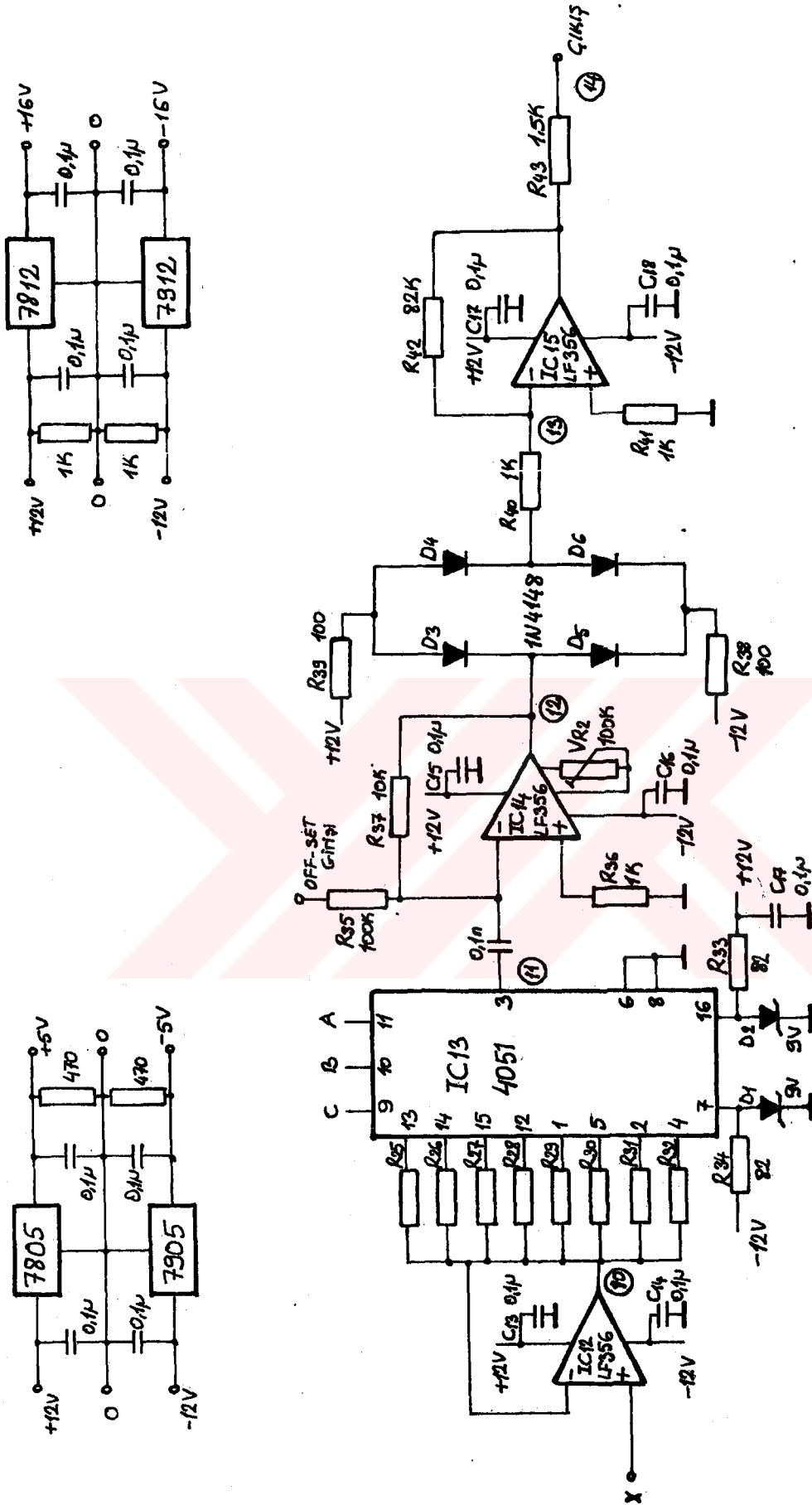




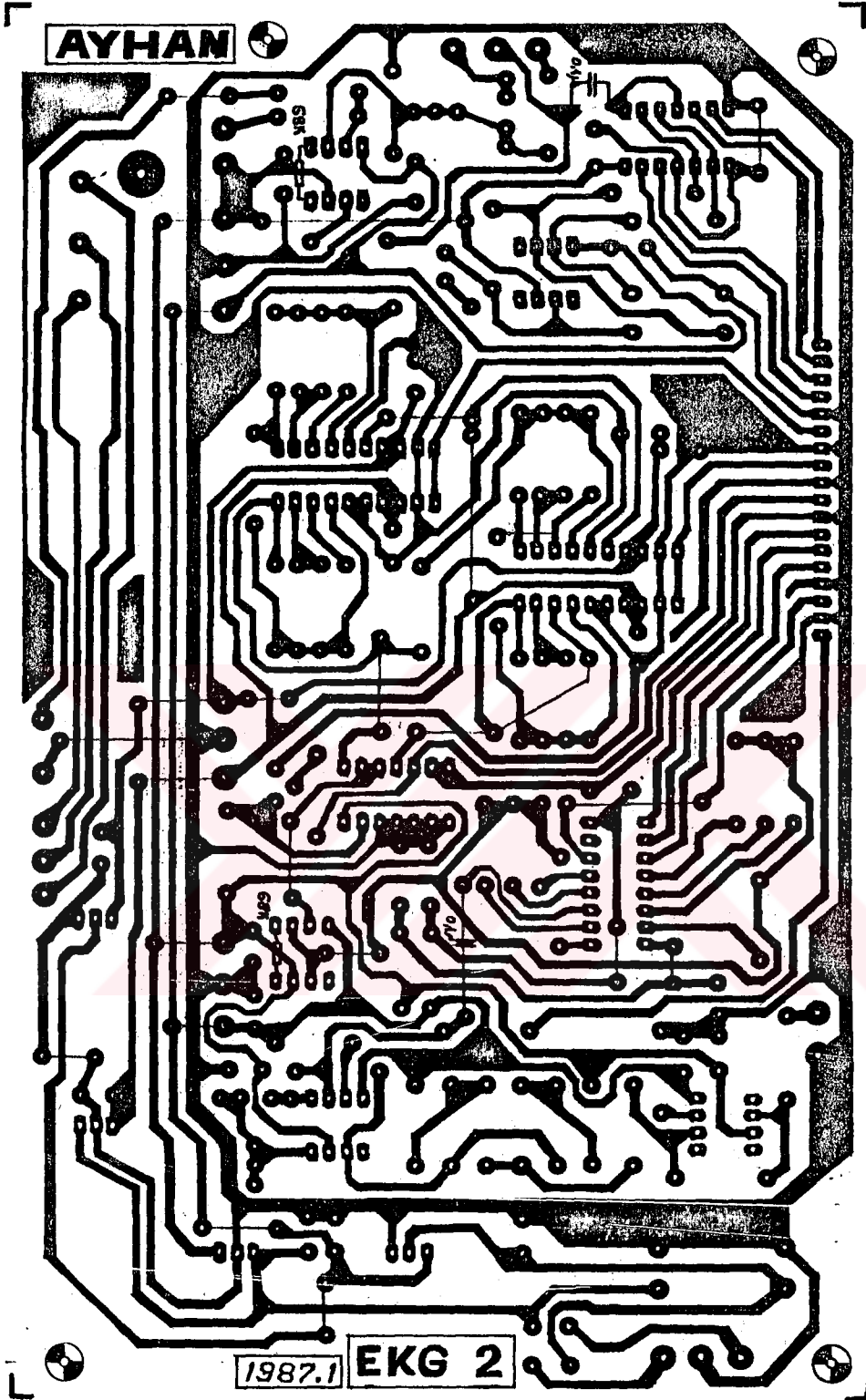
Şekil E.C.1:a Ön yükselteç ve kalibratör.



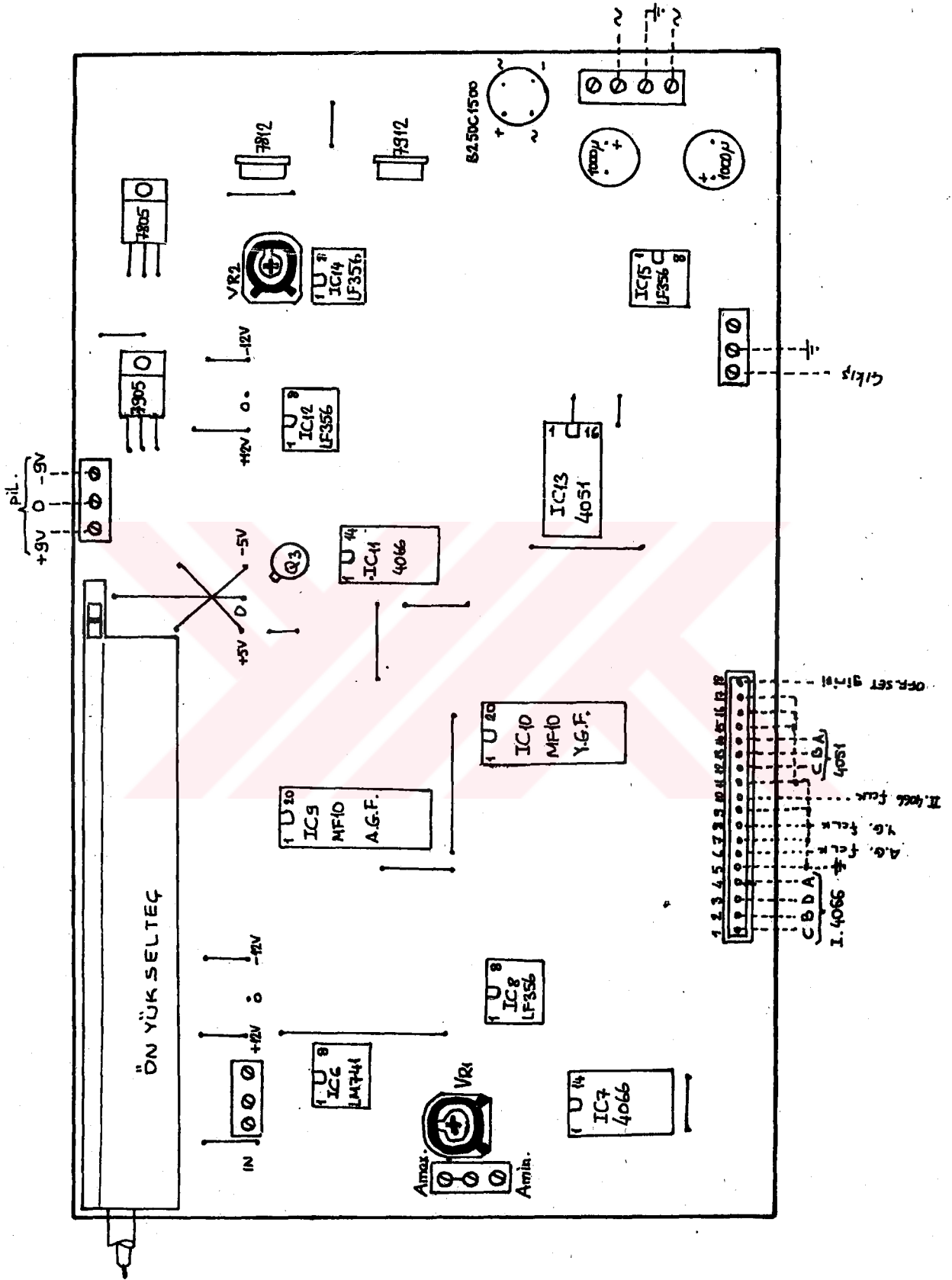
Sekil E.C.L.B: Filtre katı.



Şekil E.C.1.c: Analog Çoğullayıcı ve çıkış katı.



Şekil E.C.2: Baskı devre planı.



Şekil E.C.3: Plaketin üst yerleştirme planı.

K A Y N A K L A R

- 1- Van Heuningen, R., Goovaerts, H.G., De Vries, F.R., «A Low Noise Isolated Amplifier System for Electrophysiological Measurements: Basic Considerations and Design», Med. & Biol. Eng. & Comput., 22, (1984), 77-85.
- 2- Cromwell, L., Weibell, F.J., Pfeiffer, E.A., Biomedical Instrumentation and Measurements, New Jersey, Prentice-Hall, Inc., (1980).
- 3- Beauchamp, K.G., Yuen, C.K., Digital Methods for Signal Analysis, London, (1979).
- 4- Malmstadt, H.V., Enke, C.G., Horlick, G., Optimization of Electronic Measurements, W.A. Benjamin Inc.
- 5- Furno, G.S., Tompkins, W.J., «A Learning Filter for Removing Noise Interference», IEEE Transactions on Biomedical Eng., VOL.BME-30, NO.4, (1983), 234-235.
- 6- Pastacı, H., Elektronik Devreler, İstanbul, Nesil Matb. Yay. San. Tic. A.Ş., (1986).
- 7- Lacenette, K., The Switched-Capacitor Filter Handbook, Santa Clara, National Semiconductor Corporation, (1985).
- 8- CMOS Databook, Santa Clara, National Semiconductor Corporation.
- 9- Short, K.L., Microprocessors and Programmed Logic, N.J., Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, (1981).

ÖZGEÇMİŞ

1958 yılında İzmir'de doğdu . İlk ve Orta öğrenimini aynı şehirde tamamladı. 1980 yılında Ankara Yüksek Teknik Öğretmen Okulundan, Elektronik Lisans diplomasını aldı.

Aynı yıl İzmit Endüstri Meslek ve Teknik Lisesinde göreve başladı. 1986 yılından beri, Yıldız Üniversitesi Kocaeli Meslek Yüksekokulunda Öğretim Görevlisi olarak çalışmaktadır.

Askerlik görevini yapmış olup, İngilizce ve Fransızca bilmektedir.

T. C.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi