

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

MİKRODENETLEYİCİLİ HARMONİK ANALİZÖR

Elektronik ve Haberleşme Mühendisi Tankut AÇAR

**FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Tuncay UZUN

İSTANBUL, 2007

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iii
KISALTIMA LİSTESİ	iv
ŞEKİL LİSTESİ	v
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
TEŞEKKÜR	x
ÖZET	xi
ABSTRACT	xii
1. GİRİŞ	1
2. HARMONİK ANALİZÖRLER	3
3. HARMONİK ANALİZİNDE TEMEL KAVRAMLAR VE HARMONİK ANALİZ YÖNTEMİ	8
3.1 Harmonik Teorisi Temelleri	8
3.2 Lineer ve Lineer Olmayan Yükler	10
3.2.1 Lineer Yükler	10
3.2.2 Lineer Olmayan Yükler	12
3.3 Harmonik Analizi Genel Yöntemi	14
3.3.1 Fourier Analizi	14
3.3.1.1 Fourier Serileri ve Fourier Dönüşümü	14
3.3.1.2 Fourier Serilerinin Kompleks Gösterimi	16
3.3.1.3 Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)	20
3.3.1.4 AFD'nin Hızlı ve Verimli Hesaplanması : Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD)	24
3.3.1.5 Zamanda Bölmeli (Decimation In Time) HFD (DIT-FFT)	24
3.3.1.6 Bit-Tersleme (Bit-Reversal)	34
3.3.2 Örtüşme (Aliasing) Olayı ve Örtüşme Engelleyici Filtre	42
3.3.3 Pencereleme (Windowing)	47
3.3.4 Toplam Harmonik Distorsiyon Ölçümü	57
4. MİKRODENETLEYİCİLİ HARMONİK ANALİZÖR SİSTEMİNİN GERÇEKLENMESİ	58
4.1 Donanım Özellikleri	61
4.1.1 AT89S52 Mikrodenetleyicisi ve Özellikleri	61

4.1.1.1	AT89S52 Terminal Bağlantıları ve Tanımları.....	64
4.1.1.2	AT89S52 Mikrodenetleyicisi Bellek Organizasyonu.....	68
4.1.2	HM62256BLP-12 SRAM Hafıza Birimi ve Özellikleri.....	69
4.1.2.1	HM62256BLP-12 Terminal Bağlantıları ve Tanımları	70
4.1.2.2	HM62256BLP-12 İç Yapısı Blok Diyagramı.....	70
4.1.2.3	SRAM Biriminin Mikrodenetleyici ile Olan Bağlantı Yapısı ve Veri Haberleşmesi.....	71
4.1.2.4	Adres Çözümleme İşlemi	72
4.1.3	ADS7800JP Analog-Sayısal Dönüştürücü ve Özellikleri	72
4.1.3.1	ADS7800JP Terminal Bağlantıları ve Tanımları	74
4.1.3.2	ADS7800JP'nin Çalışması	74
4.1.3.3	ADS7800JP Kalibrasyon İşlemi.....	76
4.1.4	LCD (Liquid Crystal Display).....	77
4.1.5	Örtüşme Önleyici (Anti-Aliasing) Filtre Bloğu.....	78
4.1.5.1	Sallen Key Filtre Topolojisi ve Özellikleri.....	78
4.1.5.2	Harmonik Analizör Sisteminde Tasarlanan Filtrenin Simülasyonu	79
4.1.6	RS-232 Seri Haberleşme Birimi	81
4.1.6.1	Asenkron Seri Veri İletişim Protokolü (UART).....	81
4.1.6.2	MAX232N Seri Haberleşme Entegresi Özellikleri	82
4.2	Yazılım Özellikleri	83
4.2.1	8051 Mikrodenetleyici Yazılımı.....	85
4.2.1.1	8051 Genel Akış Diyagramı ve Akış Açıklaması	87
4.2.2	MATLAB Ara Yüzü ve Yazılımı	89
4.2.2.1	MATLAB Ara Yüz Genel Akış Diyagramı ve Akış Açıklaması	93
4.2.2.2	HFD Sonuçlarından Harmonik Bileşenlerin Tespit Edilmesi	95
4.2.2.3	İşaretin Temel Frekansının Bulunması.....	96
4.2.2.4	Toplam Harmonik Distorsiyonunun Hesaplanması.....	97
4.2.3	MATLAB Ara Yüz Programının Son Kullanıcılar İçin Derlenmesi.....	98
4.2.4	Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör Baskı Devre Üretimi	98
5.	MİKRODENETLEYİCİLİ HARMONİK ANALİZÖR SİSTEMİNİN PERFORMANS ANALİZİ	100
5.1	Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör Performansı Hakkında Yorumlar.....	104
6.	SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR	105
	KAYNAKLAR.....	107
	İNTERNET KAYNAKLARI	107
	EKLER	108
	Ek 1 Mikrodenetleyicili harmonik analizör sistemi devre şeması.....	109
	Ek 2 Mikrodenetleyicili harmonik analizör baskı devre resmi.....	110
	Ek 3 AT89S52 Mikrodenetleyici.....	111
	Ek 4 ADS7800JP 12-Bit ADC	112
	Ek 5 HM62256BLP-12 32KB SRAM.....	113
	Ek 6 Fluke 43B Tek-faz Güç Kalite Analizörü	114

SİMGE LİSTESİ

$F(k)$	<i>AFD katsayıları</i>
$f(n)$	<i>İşarettten alınan her bir örnek değeri</i>
$F(j\Omega)$	<i>Sürekli-zaman Fourier açılımı</i>
v_{mul}	<i>HFD'nin normal AFD'ye göre kompleks çarpma sayısı iyileştirme faktörü</i>
v_{add}	<i>HFD'nin normal AFD'ye göre kompleks toplama sayısı iyileştirme faktörü</i>
f_0	<i>Temel bileşen frekansı</i>
$\% THD$	<i>Toplam harmonik distorsiyon % ifadesi</i>
F_s, f_s	<i>Örnekleme frekansı</i>
F_c	<i>Örtüşme önleyici filtre köşe frekansı</i>
$H(s)$	<i>Örtüşme önleyici filtre alt-bloklarından her birinin transfer fonksiyonu</i>

KISALTMA LİSTESİ

8051	Genel olarak 8051 Mikrodenetleyici ailesi; özel olarak AT89S52 mikrodenetleyicisi
AC	Alternating Current (Alternatif Akım)
ADC	Analog to Digital Converter (Analog-Sayısal Çevirici)
AFD	Ayrık Fourier Dönüşümü
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor (Bütünleyici Metal-Oksit Yarıiletken)
DC	Direct Current (Doğru Akım)
DFT	Discrete Fourier Transform (Ayrık Fourier Dönüşümü)
DIT-FFT	Decimation-In-Time Fast Fourier Transform (Zamanda-Bölmeli Hızlı Fourier Dönüşümü)
HFD	Hızlı Fourier Dönüşümü
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform (Ters Ayrık Fourier Dönüşümü)
IEC	Uluslararası Elektroteknik Komisyonu
IEEE	Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
ISP	In System Programmable (Sistem İçinde Programlanabilir)
LCD	Liquid Crystal Display (Sıvı Kristal Ekran / Gösterge)
LSB	Least Significant Bit / Bayt (Düşük Değerlikli Bit / Bayt)
MCS-51	8051 Ailesi Mikrodenetleyiciler
MSB	Most Significant Bit / Bayt (Yüksek Değerlikli Bit / Bayt)
PC	Personal Computer (Kişisel Bilgisayar)
PDIP	Plastic Dual In-line Package
RMS	Root Mean Square (Efektif Değer)
SRAM	Statik Random Access Memory (Durağan Rasgele Erişimli Bellek)
THD	Total Harmonic Distorsion (Toplam Harmonik Distorsiyon)
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter (Evrensel Asenkron Alıcı Verici)
UPS	Uninterruptible Power Supply (Kesintisiz Güç Kaynağı)
VCR	Video Cassette Recorder (Vidyo Kaset Kaydedici)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.2 ENTES MPR-63 donanımı ve bir harmonik ölçümü ekran çıktısı	5
Şekil 2.3 METRIX OX serisi harmonik ölçümü ekran çıktıları.....	6
Şekil 2.4 VALHALLA 3030A ölçüm cihazı ve bir harmonik ölçümü ekran çıktısı	6
Şekil 3.1 Sinüzoidal 60 Hz dalga şekli ve bazı harmonikler	9
Şekil 3.2 Üçüncü, beşinci ve yedinci harmoniklerle bozulmuş sinüzoidal dalga şekli	9
Şekil 3.3 Saf rezistif bir devrede gerilim, akım ve güç arasındaki ilişki.....	11
Şekil 3.4 Endüktif (a) ve kapasitif (b) devrelerdeki akım, gerilim ve güç arasındaki ilişki.....	11
Şekil 3.5 Bazı lineer olmayan yük örnekleri	12
Şekil 3.6 Tipik bir lineer olmayan güç kaynağında gerilim ve akım arasındaki ilişki	13
Şekil 3.7 Harmonik analiz yöntemi	14
Şekil 3.8 Distorsiyonlu bir dalga şeklinin harmoniklerinin gösterimi	17
Şekil 3.9 Örnek soru	17
Şekil 3.10 c_h katsayılarının gösterimi.....	19
Şekil 3.11 Örnek $f(n)$ işareti	25
Şekil 3.12 $f(n) = g(n) + h(n)$ oluşturan fonksiyonlar	25
Şekil 3.13 N-noktalı AFD'nin $N/2$ -noktalı AFD'lerle hesaplanması.....	27
Şekil 3.14 İki-noktalı HFD gösterimi.....	33
Şekil 3.15 Dört-noktalı HFD gösterimi	33
Şekil 3.16 Sekiz-noktalı HFD gösterimi.....	34
Şekil 3.17 Bit-tersleme işlemi	34
Şekil 3.18 Analizi yapılacak olan kare dalga işareti.....	35
Şekil 3.19 Fourier serisi katsayılarından ilk 5 terimin kullanılmasıyla kare dalganın yeniden elde edilmesi	37
Şekil 3.20 $1kHz$ kare dalga için 1024-noktalı HFD.....	38
Şekil 3.21 $f_0 = 1kHz$ ve $F_s = 10240 Hz$ olan 1V genlikli tek bir sinüs için 1024-noktalı HFD39	
Şekil 3.22 $f_0 = 1kHz$ ve $F_s = 100kHz$ 'lik kare dalga için 512-noktalı HFD analizi.....	41
Şekil 3.23 $f_0 = 1kHz$ ve $F_s = 100kHz$ 'lik kare dalga için 256-noktalı HFD analizi.....	41
Şekil 3.24 Örtüşme(Aliasing) örneği.....	43
Şekil 3.25 Örtüşme açıklaması	44
Şekil 3.26 Örtüşmenin iki sinüs işareti ile açıklanması.....	45
Şekil 3.27 (a) Analog işaret (b) Dikdörtgensel Pencere (c) Çarpım Sonucu.....	48

Şekil 3.28 Darbe katarının frekans cevabı olan sinc fonksiyonu grafiği.....	49
Şekil 3.29 Bir darbe katarı ile çarpılmış sinüzoidalın frekans cevabı	50
Şekil 3.30 Dikdörtgensel pencere ve frekans karakteristiği	51
Şekil 3.31 Hamming penceresi ve frekans karakteristiği	51
Şekil 3.32 Hanning penceresi ve frekans karakteristiği	52
Şekil 3.33 Blackman penceresi ve frekans karakteristiği	52
Şekil 3.34 Taylor penceresi ve frekans karakteristiği.....	53
Şekil 3.35 Bartlett penceresi ve frekans karakteristiği	53
Şekil 3.36 Hanning penceresi ile 10240 Hz’te örneklenen 1 kHz frekanslı işaretin çarpımı...	55
Şekil 3.37 Hanning penceresi ile elde edilmiş bir spektrum	55
Şekil 4.1 Sistemin genel donanımsal yapısı	58
Şekil 4.2 40-Bacaklı PDIP kılıf AT89S52 genel görünümü	63
Şekil 4.3 AT89S52 iç yapısı blok diyagramı.....	63
Şekil 4.4 8051 Mikrodenetleyicisinde reset işlemi.....	65
Şekil 4.5 Harici veya dahili kod bellek kullanımı	66
Şekil 4.6 8051 Mikrodenetleyicisinin kristal bağlantısı	67
Şekil 4.7 AT89S52 mikrodenetleyicisinin bellek yapısı	68
Şekil 4.8 28-Bacaklı PDIP kılıf SRAM HM62256BLP-12 genel görünümü.....	69
Şekil 4.9 HM62256BLP-12 iç yapısı blok diyagramı	70
Şekil 4.10 Mikrodenetleyici ile hafıza birimi bağlantı şeması	71
Şekil 4.11 24 Bacaklı PDIP kılıf ADS7800JP genel görünümü	73
Şekil 4.12 ADS7800JP kalibrasyon devresi.....	76
Şekil 4.13 İkinci dereceden Sallen Key alçak geçiren aktif filtre yapısı.....	78
Şekil 4.14 Harmonik analizör sisteminde kullanılan aktif filtre devre şeması.....	80
Şekil 4.15 Örtüşme engelleyici filtre frekans-çıkış karakteristiği	80
Şekil 4.16 16 Bacaklı PDIP kılıf MAX232N genel görünümü	82
Şekil 4.17 MAX232N genel bağlantı devresi.....	83
Şekil 4.18 Mikrodenetleyicili harmonik analizör yazılım genel akış diyagramı.....	84
Şekil 4.19 Mikrodenetleyici yazılımı genel akış diyagramı	87
Şekil 4.20 (a) Değer sezme işlemi yapılmış görüntü, (b) Değer sezme işlemi yapılmamış görüntü	88
Şekil 4.21 MATLAB ara yüzünün tasarım aşaması genel görünümü.....	90
Şekil 4.22 Çalıştırılmış bekleme durumundaki MATLAB ara yüzü.....	91
Şekil 4.23 MATLAB ara yüz yazılımı genel akış diyagramı	93
Şekil 4.24 Baskı devre üretimi sırasında bir görüntü	99

Şekil 5.1 Mikrodenetleyicili harmonik analizör ile 4 V, 200 Hz sinüs işareti ölçümü	100
Şekil 5.2 Referans harmonik analizör ile 4 V, 200 Hz sinüs işareti ölçümü	100
Şekil 5.3 Mikrodenetleyicili harmonik analizör ile 4 V, 450 Hz kare dalga ölçümü	102
Şekil 5.4 Referans harmonik analizör ile 4 V, 450 Hz sinüs işareti ölçümü	102
Şekil 5.5 Mikrodenetleyicili harmonik analizör ile 50 Hz şebeke gerilimi ölçümü	103
Şekil 5.6 Referans harmonik analizör ile 50 Hz şebeke gerilimi ölçümü	103

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Bazı harmonik analizörlerin teknik özellik karşılaştırması.....	4
Çizelge 2.2 Bazı harmonik analizörlerin fiziksel özelliklerinin karşılaştırılması	5
Çizelge 3.1 Sistem girişlerinin alt-AFD’lerde oluşturdukları girişler	29
Çizelge 3.2 Standart AFD ve HFD için kompleks çarpım sayısı karşılaştırması.....	32
Çizelge 3.3 Sekiz-noktalı HFD için bit-tersleme işleminin yapılışı.....	35
Çizelge 4.1 Port 3’ün alternatif görevleri	65
Çizelge 4.2 SRAM HM62256BLP-12 özellikleri	69
Çizelge 4.3 HM62256BLP-12 uç fonksiyonları tablosu	70
Çizelge 4.4 ADC ADS7800JP özellikleri.....	72
Çizelge 4.5 ADS7800JP uç fonksiyonları tablosu	74
Çizelge 4.6 ADS7800JP kontrol uçları doğruluk tablosu	75
Çizelge 5.1 Sinüs işareti (4 V, 200 Hz) ölçümü performans analizi	101
Çizelge 5.2 Kare Dalga (4 V, 200 Hz) ölçümü performans analizi.....	101
Çizelge 5.3 Sinüs işareti (4 V, 1 kHz) ölçümü performans analizi	101
Çizelge 5.4 Kare Dalga (4 V, 450 Hz) ölçümü performans analizi.....	102
Çizelge 5.5 Şebeke gerilimi (50 Hz) ölçümü performans analizi.....	103

ÖNSÖZ

Öncelikle, bu tezin hazırlanmasında bana birçok yol haritası çizen, beni güzel ve anlayışlı bir şekilde motive eden, lisans eğitimimden itibaren değerli bilgileri ve tecrübesini paylaşan, teşvik ve desteğini hissettiğim saygıdeğer danışman hocam, Yrd. Doç. Dr. Tuncay UZUN'a şükranlarımı sunarım.

Ayrıca, Fourier analizi gibi muazzam bir konu hakkında olmasına rağmen son derece anlaşılır bir şekilde hazırlanmış olan ve benim benim en çok faydalandığım ders notunun yazarı, değerli hocam Prof. Dr. Vedat TAVŞANOĞLU'na da bu faydalı çalışmasından ötürü çok teşekkür ederim.

Tezim ilerlerken teorik bilgi ve tezin her türlü fiziksel görünümü hakkında fikirlerine başvurduğum ve her seferinde sabırla beni dinleyip yardımcı olmaya çalışan araştırma görevlisi çalışma arkadaşlarım Cenk DİNÇBAKIR, Övünç POLAT, Ahmet SERBES'e;

Yazılım kısmında bazı pürüzlerin giderilmesinde yardımcı olan araştırma görevlisi arkadaşlarım Evren CESUR, Nerhun YILDIZ, Murathan ALPAY'a;

Baskı devre üretimi sırasında bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım lisans arkadaşlarım Volkan ATMAN, Fatih GERENLİ, Emre OĞUZ'a;

ve manevi desteklerini hissettiren ve burada isimlerini anmadığım bütün araştırma görevlisi arkadaşlarıma ve dostlarıma;

yürekten teşekkürlerimi sunuyor, hayat boyu başarı ve huzurun beraberlerinde olmasını temenni ediyorum.

Ne yaptığımı anlayamasa da uzun geceler boyu sık sık yanıma gelip bana destek olan, maddi ve manevi olarak desteğini esirgmeden yanımda olan rahmetli dedem İdris AÇAR'a da sonsuz saygı ve sevgimi sunuyorum. Huzur içinde uyu dedeciğim. Seni seviyorum.

Tankut AÇAR, 2007

TEŞEKKÜR

Bu tez "TÜBİTAK Güç Kalitesi Milli Projesi" kapsamında desteklenmiştir.

ÖZET

Günümüzde hayatımızın her anında, tüm endüstriyel faaliyetlerde kullanmakta olduğumuz elektrik enerjisi doğal bir ihtiyaç durumundadır. Elektrik enerjisine olan talebin artışıyla birlikte yüklerin türleri ve devre topolojilerinde de değişiklikler meydana gelmiştir. Evlerimizde kullandığımız bazı ev eşyalarında ve endüstriyel birçok sistemde bulunan lineer olmayan yükler, şebeke gerilimi ve diğer işaretler üzerinde, temel bileşen dışında harmonikleri ve bunların oluşturduğu sorunları da ortaya çıkardı. Bu nedenle birçok ülke harmonik standartlarını belirlemiştir. Bu durum harmonik ölçmelerini gerekli kılmıştır. Ölçümler sonucu alınan değerler harmoniklerin etkinliklerini ortadan kaldıracak sistemlerin tasarlanmasını sağladı.

Bu tezde, şehir şebekesi üzerinde ya da her hangi bir gerilim işareti üzerinde bulunan harmonikleri ölçen mikrodnetleyicili ve bilgisayar ara yüzü bulunan bir sistem tasarlanmıştır.

Birinci bölümde, harmonik kavramına ilişkin bir giriş yapılmış ve harmonik oluşturan kaynaklardan kısaca bahsedilmiştir. İkinci bölümde, bazı harmonik analizörler teknik ve fiziksel özellikleriyle karşılaştırılmış ve ayrıca yapılmış bir akademik çalışma hakkında bilgi verilmiştir. Üçüncü bölümde, harmonik analizinden bahsedilmiş ve Fourier dönüşümü çok kapsamlı bir şekilde örneklerle pekiştirilerek anlatılmıştır. Dördüncü bölümde, bu tezin konusu olan mikrodnetleyicili harmonik analizör sisteminin donanımsal ve yazılımsal gerçekleşmesi detaylı bir şekilde verilmiştir. Beşinci bölümde, mikrodnetleyicili harmonik analizör sisteminin farklı girişler altında performansı sayısal sonuçlar verilerek ortaya konmuş ve performans değerlendirmesi yapılmıştır. Altıncı ve son bölümde ise sonuçlara ve gelecekte yapılması muhtemel iyileştirme çalışmalarına yer verilmiştir.

Anahtar Kelimeler : Harmonik analiz, Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD), 8051 mikrodnetleyici

ABSTRACT

In today's world, electric energy, which we use at every moment of our lives and in whole industrial activities, has become a natural necessity. Because of the increasing demand for electric energy, different types of loads and circuit topologies have been used. Electrical devices used in our homes and most of industrial systems include non-linear loads, therefore harmonics – other than the fundamental harmonic component, create problems on city's electrical network and on other signals. For this reason, many countries determined standards for tolerable harmonic ranges. Consequently the process of harmonic measurement has become vital. The values obtained from the measurements made engineers design systems which remove harmonic effects.

In this thesis, a microcontroller-based system containing a PC graphical user interface for measuring harmonics on city's electrical network or on any voltage waveform has been designed.

In chapter one, the concept of harmonic theory is introduced and harmonic sources are briefly explained. In chapter two, technical and physical specifications of some harmonic analyzers are compared and information about an academic work is given. In chapter three, harmonic analysis is narrated and Fourier Transform is comprehensively explained with helpful examples. In chapter four, hardware and software used in realizing microcontroller-based harmonic analyzer – the subject of this thesis, are widely narrated in detail. In the fifth chapter, numerical results showing the performance of the microcontroller-based harmonic analyzer under different inputs are given and the results are discussed. In the final chapter, results obtained from this thesis and some possible system-improving future works are given.

Keywords : Harmonic analysis, Fast Fourier Transform (FFT), 8051 microcontroller

1. GİRİŞ

Bir elektrik kaynağı değişmez bir şekilde şebekenin her bağlantı noktasına mükemmel bir sinüs işareti ulaştırması istenir. Fakat her nasılsa, bazı sebeplerden dolayı bu arzu edilen şartlar ve durumlar oluşturulamayabilir. Gerilim ve akım dalga formlarındaki bu sinüsten sapmalar, dalga şekli bozulması ya da *harmonik distorsiyon* olarak adlandırılır. (De la Rosa, 2006)

Harmonik distorsiyon konusu, endüstrisinde enerji faaliyetlerinin birçok evresinde mühendislerin ilgilenmesi gereken temel problemlerden biri olmuştur. En önemli ilgilenilmesi gereken noktalar ise harmonik distorsiyonun elektrik makineleri, telefon parazitlenmeleri ve güç faktörü düzelten kapasiteler üzerinde yüksek gerilim oluşumu sonucu hata riskinin artması gibi etkilerdir.

Endüstride artan doğrusal olmayan yük kullanımı, dağıtım ağlarındaki harmonik distorsiyonu da artış eğiliminde tutar. En çok kullanılan lineer olmayan cihaz belki de çelik, kağıt ve tekstil endüstriyel uygulamalarında fazlaca kullanılan statik güç dönüştürücülerdir. Diğer uygulamalar, çok amaçlı motor hızı kontrolü, elektriksel taşıma sistemleri ve evle ilgili elektronik sistemleri içerir.

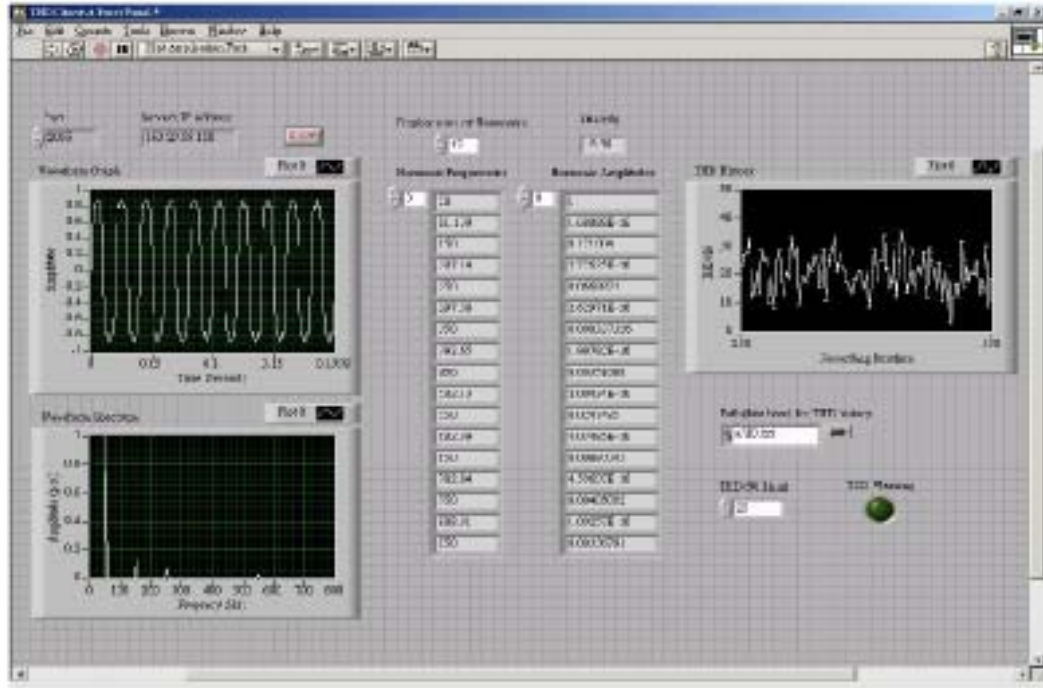
Dağıtım şebekelerinde dalga şekli distorsiyonu seviyesini arttıran bir durum da endüstride güç faktörü düzeltmek ve güç iyileştirmesi için dağıtım hatlarındaki voltajı yükseltmek için kullanılan uygulamalardaki kapasite bankalarıdır. Sonuçta oluşan reaktif empedans, sistem endüktif reaktansı ile belli bir frekansta yükün karakteristik harmoniklerinden biriyle uyuma eğilimiyle bir devre oluşturur. Bu durum yüksek osilasyon akım ve gerilimlerinin oluşumunu tetikler. Bu olumsuzluk, endüstriye ve mühendislere aşırı harmonik dalga şekli bozulmalarını saptamak ve düzeltmek adına yük oluşturur. (De la Rosa, 2006)

Şebekenin ve sistemdeki diğer yüklerin harmoniklerin olumsuz etkilerinden mümkün olduğu kadar az zarar görmesini sağlamak ve tüketiciye daha kaliteli enerji verebilmek için harmoniklerin belirli bir seviyenin altında tutulması gerekmektedir. Bu amaçla bazı ülkeler, doğrusal olmayan yüklerin meydana getirdiği harmonik bileşenleri bir yaptırım olarak sınırlandırmışlar ve harmonik standartlarını oluşturmuşlardır. IEEE tarafından 1992 yılında getirilen IEEE 519-1992 numaralı standart ve IEC tarafından 1995 yılında getirilen IEC 1000-3-2 gibi standartlar bu standartlardan bazılarıdır. (Kocatepe vd., 2003)

Bu tezde, öncelikli olarak harmonik distorsiyonun ve bir işaretin varsa harmoniklerinin bulunması hedef alınmıştır. Harmonik analizinin yapılması için HFD algoritmasından yararlanılmıştır. Devre kurulmadan önce MATLAB ortamında harmonik tesbiti için simülasyonlar yapılmış ve daha sonra da gereksinimi duyulan devre düşünülüp tasarlanmıştır. MATLAB programında bir kullanıcı ara yüzü oluşturulmuş ve bu ara yüzün kullanılan mikrodenetleyici ile haberleşmesi sağlanmış, gerek ara yüz yardımı ve gerekse de devre üzerinde bulunan LCD üzerinden işaretin temel frekansı ve toplam harmonik distorsiyon gösterilerek harmonik analizi projesi gerçekleştirilmiştir.

2. HARMONİK ANALİZÖRLER

Harmonik analiz, birçok endüstriyel uygulamada yapılması önemli bir ihtiyaç olup günümüze kadar da bazı yöntemlerle ele alınmış, gerek akademik çalışma gerekse de endüstriyel uygulama ya da bir ölçü cihazı olarak karşımıza çıkmıştır. Bu çalışmalardan 2005 senesinde Cheng Lin tarafından yapılan “Uzaktan Gerçek-Zamanlı Güç Sistemi Harmonik Analizi ve İnternet Üzerinden Takip Edilmesi” konulu çalışma kayda değerdir. Bu çalışmada, Intel 8051 mikrodenetleyicisi ve bilgisayar ara yüzü olarak da LabVIEW programı kullanılmıştır. Analizi yapılacak sisteme yakın mesafede bulunan bir sunucu bilgisayar gerçek-zamanlı olarak işaret dalga şekline ilişkin verileri toplamakta, internet üzerinden istemci bilgisayarlara bu verileri aktarabilmekte, çevrimiçi olarak harmonik analiz yapılabilmekte ve sonuçlar izlenebilmektedir. Toplam harmonik distorsiyon da ayrıca hesaplanmakta ve gün-içi hareketleri de kontrol edilebilmektedir. Harmonik analizi için işaretten her çevrimde 1000 örnek alınmış ve 1000-noktalı HFD işlemi yapılarak spektrum üzerinde harmonikler saptanmaya çalışılmıştır. Veriler mikrodenetleyicinin seri portundan (UART) sunucu bilgisayara 19200 baud hızıyla aktarılmıştır. Şekil 2.1’de bu çalışmaya ait olarak istemci bilgisayarda gerçekleşen harmonik analiz işleminden bir anın fotoğrafı verilmiştir. Çalışma birçok teknolojinin kullanılması ve özellikle de uzaktan harmonik analiz yapılmasına izin vermesi açısından oldukça iyi bir çalışmadır.(Cheng Lin, 2005)



Şekil 2.1 Uzaktan gerçek-zamanlı güç sistemi harmonik analizi ve internet üzerinden takip edilmesi uygulamasından bir ekran görünümü

Piyasada endüstriyel alanlarda kullanılmakta olan bazı harmonik ölçerler ve özellikleri de incelenmiştir. Endüstride, kullanılmakta olan çok çeşitli harmonik analizörler bulunmaktadır. Bu harmonik ölçer cihazlar, yine çok çeşitli uygulamalar ve farklı amaçlara uygun olarak değişik özellikler ihtiva etmektedirler. Bazı cihazlar, sahip oldukları grafik LCD'leri ile girişlerine uygulanan sinyallerin kendilerini, harmoniklerini ve diğer bazı işaretlere ait parametreleri gösterebilirken; bazı cihazlar ise veri kaydedici olarak çalışarak ölçüm yapıldıktan sonra bir bilgisayara bağlanarak ölçtükleri değerleri bilgisayar ara yüzleri ile gösterebilmektedirler. Değişik boyutlara sahip olabilen bu cihazlardan bazıları çoklu ölçüm kanallarına da sahip olup aynı anda birden fazla düğüm noktasından ölçüm de yapabilmektedir. Çizelge 2.1'de piyasada kullanılmakta olan beş ayrı harmonik analizöre ilişkin teknik özelliklere ve Çizelge 2.2'de ise aynı cihazlara ait diğer fiziksel özelliklere yer verilmiştir.[1],[2],[3],[4],[5]

Çizelge 2.1 Bazı harmonik analizörlerin teknik özellik karşılaştırması

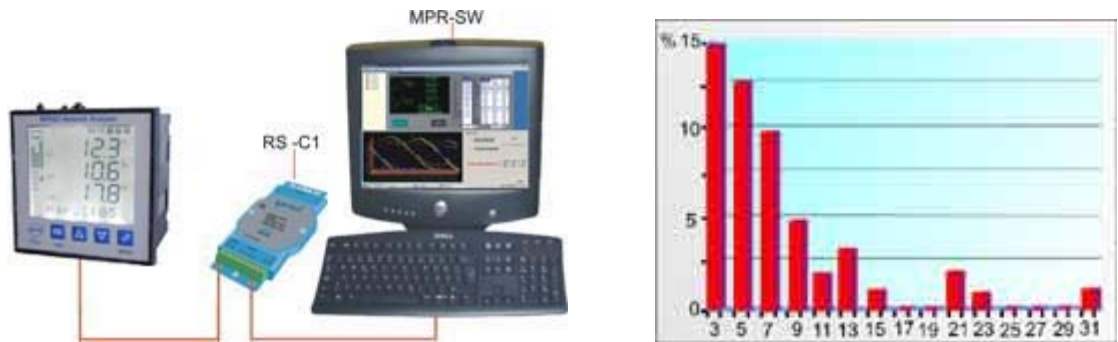
	FUNDAMENTAL FREKANS	HARMONİK SAYISI	ÖLÇÜLEBİLEN GERİLİM	GİRİŞ BAND GENİŞLİĞİ	THD ÖLÇÜMÜ
ENTES MPR-63	45 Hz ~ 65 Hz	31	1V ~ 500V (peak)	45 Hz ~ 2 kHz	VAR
METRIX OX 7042 OX 7102 OX 7104	40 Hz ~ 450 Hz 40 Hz ~ 450 Hz 40 Hz ~ 450 Hz	31	600V (peak) 600V (peak) 600V (peak)	40 Hz ~ 14 kHz	VAR
VALHALLA 3030A ENERGY ANALYZER DATALOGGER	45 Hz ~ 66 Hz	50	1V ~ 600V (rms) 600V ~ 5000V (5KVP problemleriyle) 600V ~ 15000V (15KVP problemleriyle)	45 Hz ~ 3 kHz	VAR (opsiyonel PC Yazılımı ile)
COMPUTRONICS MT-1010 POWER ANALYZER	10 Hz ~ 100 Hz	40	2.5V ~ 900V (rms) ±5V ~ ±1400V(peak)	10 Hz ~ 4 kHz	VAR
FLUKE 43B POWER METER	10 Hz ~ 300 Hz	51	5V ~ 600V (rms) ±5V ~ ±933V(peak)	10 Hz ~ 15 kHz	VAR

Çizelge 2.2 Bazı harmonik analizörlerin fiziksel özelliklerinin karşılaştırılması

	EKRAN	PC HABERLEŞMESİ ve YAZILIMI	ÖLÇÜM İÇİN KANAL SAYISI	DATALOGGER (RECORD) ÖZELLİĞİ
ENTES MPR-63	AYDINLATMALI 3.6" LCD	VAR	3	VAR
METRIX OX 7042 OX 7102 OX 7104	RENKLİ AYDINLATMALI 5.7" DOKUNMATİK LCD	VAR	2 2 4	VAR
VALHALLA 3030A ENERGY ANALYZER DATALOGGER	AYDINLATMALI KARAKTER LCD	VAR	1	VAR
COMPUTRONICS MT-1010 POWER ANALYZER	AYDINLATMALI KARAKTER LCD	YOK	1	YOK
FLUKE 43B POWER METER	GRAFİK LCD	VAR	1	VAR

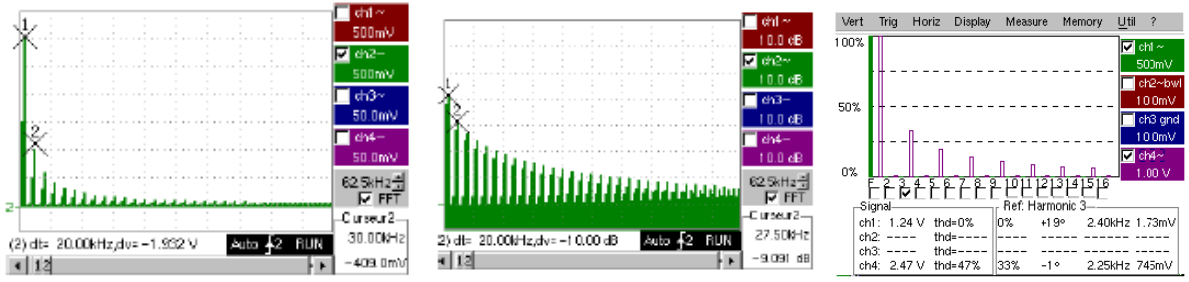
Aşağıda, bahsi geçen harmonik analizörlerin görünüm ve ekran çıktıları görülmektedir:

- ENTES MPR-63



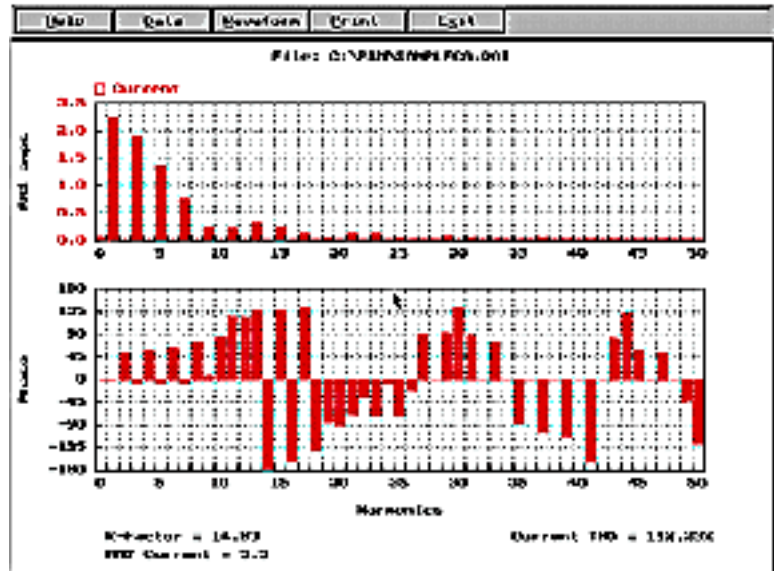
Şekil 2.2 ENTES MPR-63 donanımı ve bir harmonik ölçümü ekran çıktısı

- METRIX OX-7042, OX-7102, OX-7104



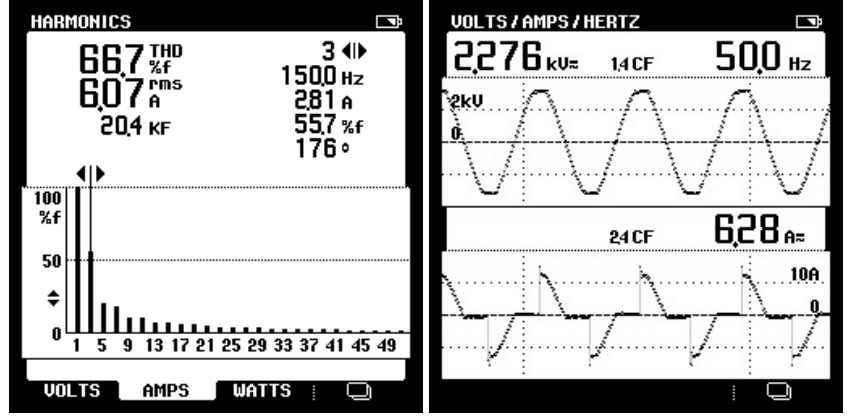
Şekil 2.3 METRIX OX serisi harmonik ölçümü ekran çıktıları

- VALHALLA 3030A



Şekil 2.4 VALHALLA 3030A ölçüm cihazı ve bir harmonik ölçümü ekran çıktısı

- FLUKE 43B



Şekil 2.5 FLUKE 43B ölçüm cihazı ve bir harmonik ölçümü ekran çıktısı

3. HARMONİK ANALİZİNDE TEMEL KAVRAMLAR VE HARMONİK ANALİZ YÖNTEMİ

Bu bölümde, harmonik analizinin kavram ve yöntemleri üzerinde durulacak, matematiksel ve teorik altyapı ile pratikteki anlamları hakkında bilgi verilecektir.

3.1 Harmonik Teorisi Temelleri

“Harmonik” kelimesi, akustik(yankıbilim) alanından gelmektedir. Akustikte, taban frekansının bir katında titreşen bir telden söz edilir. AC güç sistemindeki bir harmonik bileşen ise temel işaret frekansının bir tamsayı katında bulunan bir sinüzoidal işarettir. (De la Rosa, 2006)

Gerilim veya akım dalga formlarındaki harmonikler, temel frekans bileşeninin katlarındaki mükemmel sinüzoidal bileşenler olarak düşünülebilirler.

$$f_h = (h) \times (\text{temel frekans}) \quad (3.1)$$

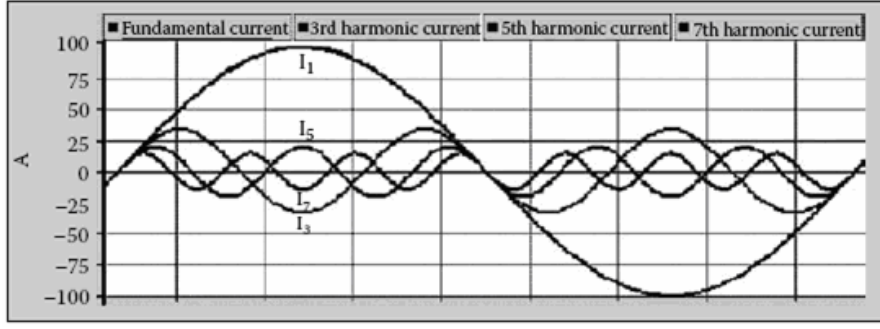
Burada h, bir tamsayıdır. Mesela, 50 ve 60 Hz’lik şebeke gerilimlerinin 5. harmonikleri:

$$f_h = (5) \times (50) = 250 \text{ Hz} \quad (3.2)$$

ve

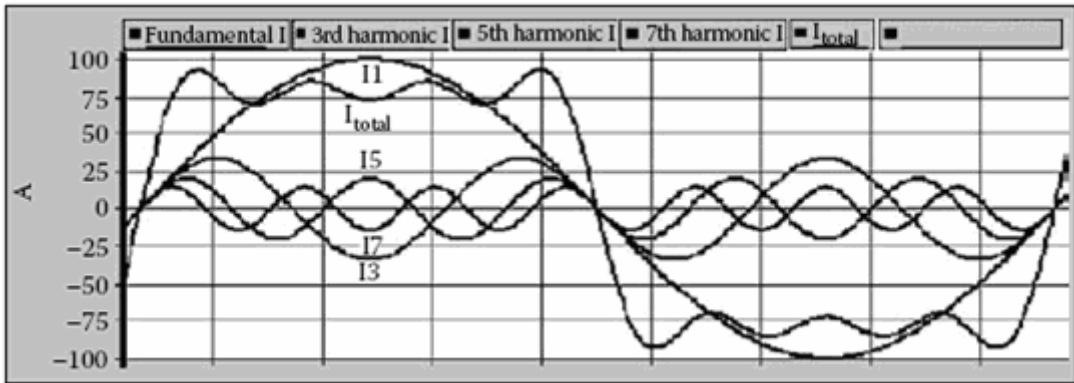
$$f_h = (5) \times (60) = 300 \text{ Hz} \quad (3.3)$$

frekanslarında bulunurlar.



Şekil 3.1 Sinüzoidal 60 Hz dalga şekli ve bazı harmonikler

Yukarıdaki grafikte (Şekil 3.1) I_1 , ideal 60 Hz ve 100 A tepe değerine sahip bir akım dalgasıdır. Diğer dalgalar ise sırasıyla genlikleri 60'Hz lik işaretin $(1/7)$, $(1/5)$ ve $(1/3)$ 'ü, frekansları ise aynı 60 Hz'lik işaretin 7, 5 ve 3 katı olan işaretlerdir. Güç sistemlerinde, artan harmonik sıralaması ile harmoniklerin genliklerinin azalması tipiktir.



Şekil 3.2 Üçüncü, beşinci ve yedinci harmoniklerle bozulmuş sinüzoidal dalga şekli

Şekil 3.2'de gösterilen işaretler matematiksel olarak şu şekilde ifade edilebilirler:

$$i_1 = I_{m1} \sin \omega t \quad (3.4)$$

$$i_3 = I_{m3} \sin(3\omega t - \delta_3) \quad (3.5)$$

$$i_5 = I_{m5} \sin(5\omega t - \delta_5) \quad (3.6)$$

$$i_7 = I_{m7} \sin(7\omega t - \delta_7) \quad (3.7)$$

Burada, I_{mh} , h. harmonik akımının tepe değeridir.

Şekil 3.2’de, şekil 3.1’de gösterilen aynı harmonik bileşenler ve buna ek olarak I_{total} olarak bütün bu işaretlerin toplamı verilmiştir. Şekil bize, sadece ilk 3 harmonik işaret alındığında temel bileşenin nasıl distorsiyona uğradığını göstermektedir. Sonuçta elde edilen distorsiyonlu işaret matematiksel olarak:

$$I_{total} = I_{m1} \sin \omega t + I_{m3} \sin(3\omega t - \delta_3) + I_{m5} \sin(5\omega t - \delta_5) + I_{m7} \sin(7\omega t - \delta_7) \quad (3.8)$$

Bu örnek bize, mükemmel sinüs dalga formlarının toplamının distorsiyonlu bir dalga formu oluşturabileceğini göstermektedir. Karşıt şekilde, distorsiyonlu bir işaret de, temel bileşen ve değişik harmoniklerinin toplamıdır ya da süperpozisyonudur denilebilir.

3.2 Lineer ve Lineer Olmayan Yükler

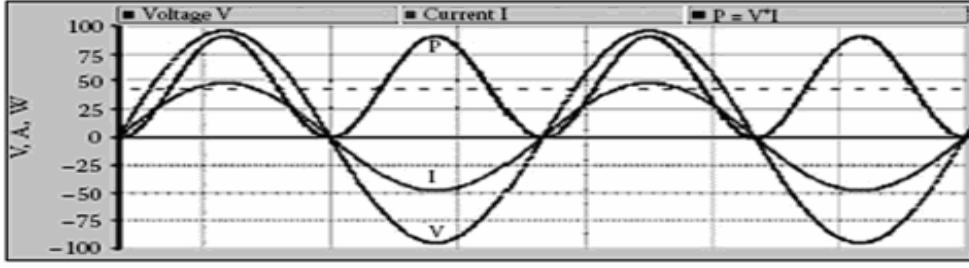
AC bir kaynaktan beslenen bir yükün çektiği akım Şekil 3.2’deki distorsiyonlu işaretteki dalga şekli gibiyse bu yük lineer bir yük olarak düşünülemez.

3.2.1 Lineer Yükler

Lineer yükler, akım ve gerilimin birbirini, sabit bir dirençteki gibi, çok yakından takip ettiği ve akımının, üstündeki gerilime direkt bir fonksiyonla bağlı olduğu yüklerdir. Bu ilişki Ohm yasası olarak bilinir. Ohm yasası, değişken bir gerilim kaynağından beslenen bir resistans üzerinden akan akımın değerini aşağıdaki gibi tanımlar:

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} \quad (3.9)$$

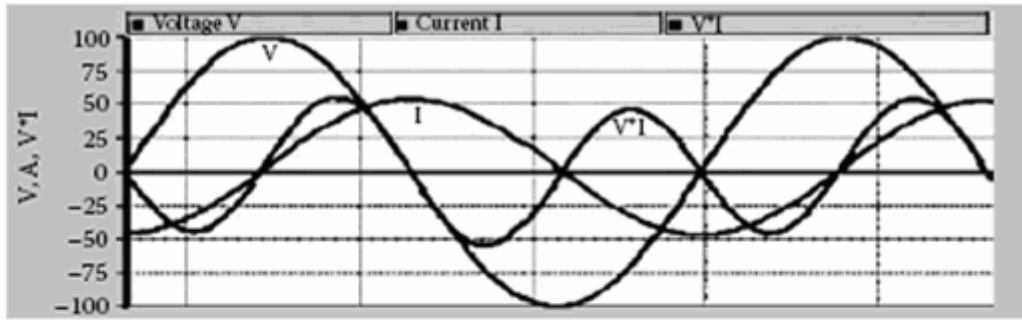
Bu denklemden görüleceği üzere, lineer yük üzerindeki akım ve gerilim dalga şekilleri birbirine çok benzemektedir. Bu yüzden de lineer yüklü devrelerde akım ve gerilim dalga şekillerini hesaplamak çok kolaydır. Hatta lineer yük diyebileceğimiz ısı veren resistanslar ve lambalarda oluşan ısının miktarı da kolayca belirlenebilir, çünkü bu miktar akımın karesiyle doğru orantılıdır. Alternatif olarak, bu güç akım ve gerilim niceliklerinin çarpımı yoluyla da belirlenebilir.



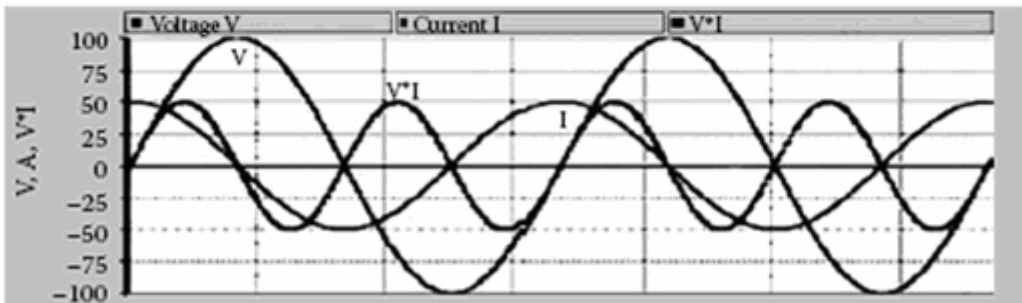
Şekil 3.3 Saf rezistif bir devrede gerilim, akım ve güç arasındaki ilişki

Şekil 3.3'te lineer bir devrede AC bir kaynaktan beslenen saf rezistif dirençteki gerilim, akım ve güç ilişkisi gösterilmiştir. Burada, anlık gücün ($P=V \cdot I$) hiçbir zaman negatif olmadığına dikkat edilmelidir. Bunun sebebi, gerilim ve akımın aynı fazda olması ve çarpımlarının daima pozitif bir değer vermesidir. Aynı sonuç; gücü, akımın karesi ile direnç değerini çarparak da elde ettiğimizde bulunacaktır.

Şekil 3.4 (a)'da akım I 'nin gerilim V 'nin arkasından geldiği (endüktif yük durumu) ve Şekil 3.4 (b)'de ise akım I 'nin gerilim V 'nin önünden gittiği (kapasitif yük durumu) grafikler gösterilmiştir.



(a) I akımının V gerilimini takip ettiği durum (Endüktif Devre)



(b) I akımının V geriliminden önce gittiği durum (Kapasitif Devre)

Şekil 3.4 Endüktif (a) ve kapasitif (b) devrelerdeki akım, gerilim ve güç arasındaki ilişki

Şekil 3.4'ten de görüleceği üzere, $V \cdot I$ değerinin pozitif ve negatif olduğu bölgeler bulunmaktadır. Gücün pozitif olduğu bölgeler akımın yük tarafından emildiği, negatif olduğu bölgeler ise akımın kaynağa doğru aktığı bölgelerdir.

Her durumda da, akım ve gerilim dalga formlarının sinüzoidal yapısı, şekil 1.4'teki saf rezistif yük durumunda olduğu gibi, korunmuştur. Hatta, $V \cdot I$ çarpımının ortalama değeri sıfırdır, ve eşit pozitif ve negatif alternans süreleri vardır.

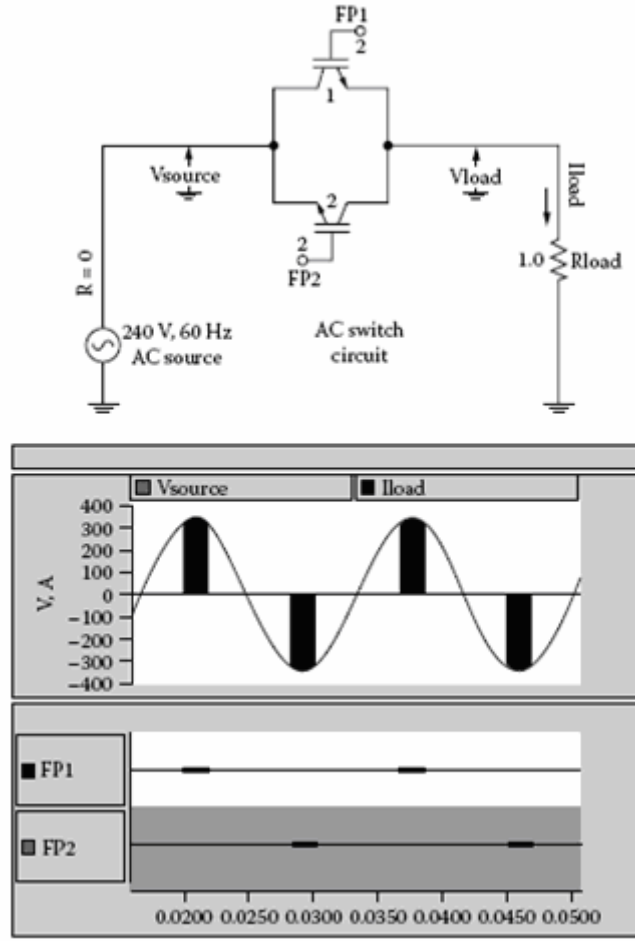
3.2.2 Lineer Olmayan Yükler

Lineer olmayan yükler, bazı nedenlerden dolayı akım dalga şeklinin, uygulanan dalga şekline benzemediği yüklerdir. Örneğin, devrede elektronik anahtar olması durumunda, akım devreye kaynak işaret periyodunun bir bölümünde verilecektir. Bu yüzden, lineer olmayan yükleri Ohm yasasının V ve I arasındaki ilişkiyi tanımlayamadığı durumlardaki yükler olarak düşünebiliriz. Güç sistemlerindeki en genel lineer olmayan yükler, her çeşit doğrultucular, güç dönüştürücüleri, güç kaynakları, kesintisiz güç kaynakları (UPS), floresan lambaları vs... dir. Şekil 3.5'te bazı lineer olmayan yük yapıları gösterilmiştir.

Güç Elektroniği	ARC Cihazları
• Güç dönüştürücüleri	• Floresan Lambaları
• Değişken frekans sürücüleri	• Kaynak makineleri
• DC motor kontrolcileri	
• Asansörler	
• Güç kaynakları	
• UPS	
• Pil şarj cihazları	
• Eviriciler	

Şekil 3.5 Bazı lineer olmayan yük örnekleri

Şekil 3.6'da ise bir IGBT (insulated gate bipolar transistor) ile yapılan anahtarlama sonucu oluşan voltaj ve akım dalga şekilleri verilmiştir. Bu, lineer olmayan yük performansını göstermek için en basit yoldur. Şekil 3.6'daki grafikte verilen tetikleme darbeleri (FP1 ve FP2) olmadığı sürece IGBT'ler "OFF" konumunda olacak ve akım akıtmayacaklardır. Bu nedenle, akım sinüzoidal kaynak gerilim dalga şeklini takip etmeyecektir.

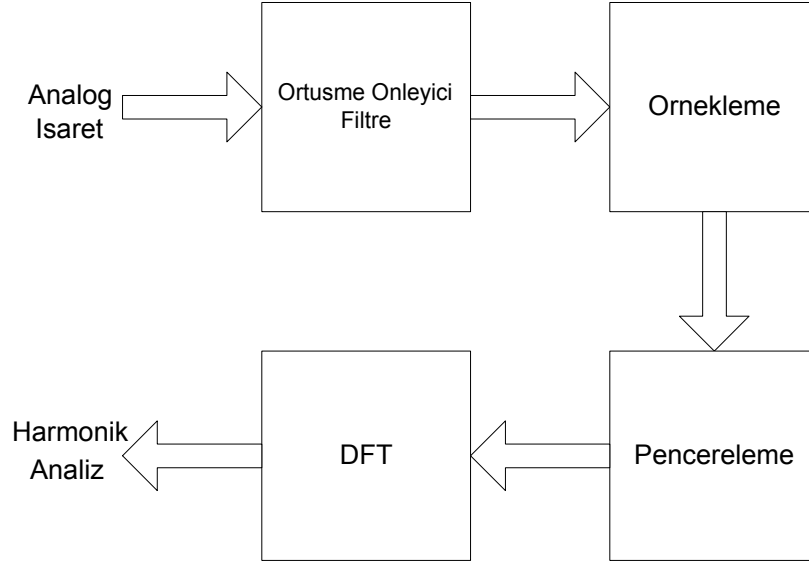


Şekil 3.6 Tipik bir lineer olmayan güç kaynağında gerilim ve akım arasındaki ilişki

Bazı motor hızı kontrolcülere, TV ve VCR'lar gibi bazı ev eşyaları, ve geniş bir ticari elektronik donanım yelpazesi, bu tip bir voltaj kontrolü kullanırlar. (De la Rosa, 2006)

3.3 Harmonik Analizi Genel Yöntemi

En genel harmonik analiz yöntemi şekil 3.7’de verilen blok gösterimde olduğu gibidir.



Şekil 3.7 Harmonik analiz yöntemi

Aşağıda bu yöntemin blokları anlatılacaktır

3.3.1 Fourier Analizi

Şekil 3.6’da gösterilen akım görüldüğü üzere uygulanan gerilimle benzeşmemektedir ve ohm yasası ile akım ve gerilim arasındaki ilişki verilememektedir. Bunun sebebi, daha önce değinildiği gibi yükün lineer olmamasıdır. Yine de oluşan bu distorsiyonlu akım dalga şekli teorik olarak sonsuz adet mükemmel sinüsün toplamı şeklinde ifade edilebilir. Bu toplam açılımını elde etmek için Fourier Analizi’nden faydalanılır. Fourier analizi, genel olarak Fourier serilerine açılmadan oluşur.

3.3.1.1 Fourier Serileri ve Fourier Dönüşümü

Bir fonksiyon, $f(t)$, ancak $f(t) = f(t+T)$ koşulu sağlanıyorsa “periyodiktir” denir. Böyle bir periyodik fonksiyon da, bir trigonometrik dizinin elemanları ile ifade edilebilir. Bu serinin elemanları, bir DC bileşen ve esas işaret frekansı ve bu frekansın tam sayı katlarında yer alan frekans bileşenlerindeki elemanlardan (yani işaretlerden) oluşur. Bu, ancak ve ancak Dirichlet

şartları denilen aşağıdaki şartlar sağlanıyorsa mümkün olur: (De la Rosa, 2006)

- $f(t)$ süreksiz bir işaret ise periyot boyunca süreksizlik noktaları sonlu sayıda olmalıdır.
- $f(t)$ periyot boyunca ortalaması sonlu değerde olmalıdır.
- $f(t)$ sonlu sayıda pozitif ve negatif maksimum değerli noktalara sahip olmalıdır.

$f(t)$ 'nin trigonometrik seriye açılım ifadesi aşağıdaki şekildedir:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega_0 t) + b_h \sin(h\omega_0 t)] \quad (3.10)$$

Böyle bir toplam ifadesine “Fourier serisi” denmektedir. Her bir h değeri için elde edilen toplam terimine “harmonik” denir. Bu nedenle, $a_h \cos(h\omega_0 t) + b_h \sin(h\omega_0 t)$ ifadesine de h . harmonik denmektedir.

$$a_h = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f_p(t) \cos(h\omega_0 t) dt \quad (3.11)$$

$$b_h = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f_p(t) \sin(h\omega_0 t) dt \quad (3.12)$$

Burada,

$$\omega_0 = 2\pi/T \quad (3.13)$$

dir. (3.10) denklemini daha basit bir formda şu şekilde yazabiliriz:

$$f(t) = c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} c_h \sin(h\omega_0 t + \Phi_h) \quad (3.14)$$

Burada da,

$$c_0 = \frac{a_0}{2} \quad (3.15)$$

$$c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (3.16)$$

$$\phi_h = \tan^{-1} \left(\frac{a_h}{b_h} \right) \quad (3.17)$$

şeklindedir.

(3.14) denklemi Fourier serileri olarak bilinir ve değişik frekanslardaki sinüzoidlerin katılımlarından oluşan periyodik bir fonksiyonu tanımlar.

$(h\omega_0)$: periyodik fonksiyonun h. mertebeden harmoniği

c_0 : DC bileşenin genliği

c_h ve ϕ_h : h. harmonik bileşenin genlik ve faz açısı

$h=1$ olduğu harmonik bileşen, yani 1. harmonik, temel bileşen olarak adlandırılır. 1. harmoniğin frekansı, ω_0 , temel frekans ve periyodu, $T_0=2\pi/\omega_0$, temel periyot olarak adlandırılır. Her bir bileşenin genlik ve faz açısı, sonuçta oluşan işareti, $f(t)$ 'yi belirler.

3.3.1.2 Fourier Serilerinin Kompleks Gösterimi

$$\cos(h\omega_0 t) = \frac{1}{2}(e^{jh\omega_0 t} + e^{-jh\omega_0 t}) \quad (3.18)$$

$$\sin(h\omega_0 t) = \frac{1}{2j}(e^{jh\omega_0 t} - e^{-jh\omega_0 t}) \quad (3.19)$$

ifadeleri kullanılarak (3.10) denklemi kompleks formda aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$f(t) = \sum_{h=1}^{\infty} c_h e^{jh\omega_0 t} \quad (3.20)$$

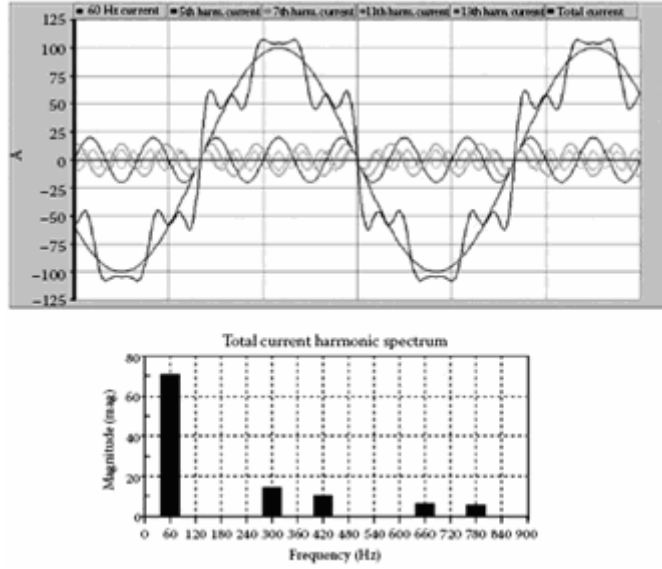
Burada, $h = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ şeklindedir ve Fourier serisi katsayıları:

$$c_h = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jh\omega_0 t} dt \quad (3.21)$$

Aşağıda sürekli (continuous) bir işaretin Fourier dönüşüm formülü de verilmiştir:

$$F(j\Omega) = \int_0^T f(t) e^{-j\Omega t} dt \quad (3.22)$$

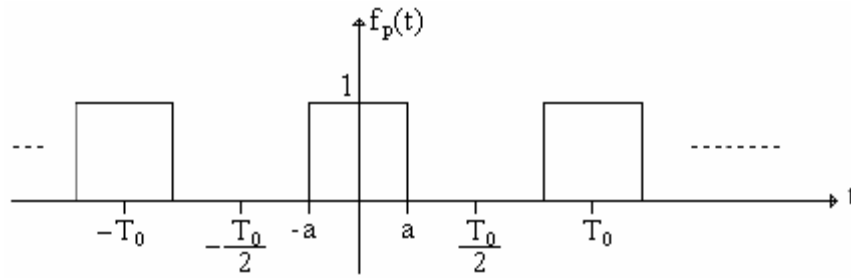
Genel olarak, harmonik analiz yapılırken ilk 40 harmonik (yani ilk 40 frekans bileşeni) incelenir.



Şekil 3.8 Distorsiyonlu bir dalga şeklinin harmoniklerinin gösterimi

Akım dalga şeklinin, 4 baskın harmonik sayesinde bozulduğu durumda oluşan frekans spektrumu Şekil 3.8’de gösterilmiştir.

Örnek 3-1:



Şekil 3.9 Örnek soru

Yukarıdaki $f_p(t)$ periyodik işaret için c_h , a_h ve b_h 'yı bulalım.

Temel periyot : T_0

Temel frekans : $f_0 = \frac{1}{T_0}$, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$

$$c_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f_p(t) dt = \frac{1}{T_0} \int_{-a}^a 1 \cdot dt = \frac{2a}{T_0} \quad (3.23)$$

$$c_h = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f_p(t) e^{-jh\omega_0 t} dt = \frac{1}{T_0} \int_{-a}^a e^{-jh\omega_0 t} dt = \frac{1}{T_0} \frac{1}{-jh\omega_0} [e^{-jh\omega_0 t}]_{-a}^a \quad (3.24)$$

$$= \frac{1}{T_0} \frac{1}{-jh\omega_0} \underbrace{[e^{-jh\omega_0 a} - e^{jh\omega_0 a}]}_{-2j \sin(h\omega_0 a)} = \frac{2}{h\omega_0 T_0} \sin(h\omega_0 a) = \frac{2a}{T_0} \frac{\sin(h\omega_0 a)}{h\omega_0 a} \quad (3.25)$$

$$-2j \sin(h\omega_0 a)$$

Sayısal bir örnek olması münasebetiyle $T_0=4s$ ve $a=1s$ olsun. O zaman,

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} = \frac{\pi}{2} \quad (3.26)$$

ve

$$c_0 = \frac{2a}{T_0} = \frac{1}{2} \quad (3.27)$$

olur.

$$c_h = \frac{2}{2\pi h} \sin\left(h \frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{2} \frac{\sin\left(h \frac{\pi}{2}\right)}{h \frac{\pi}{2}} = \frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(h \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.28)$$

$$c_1 = c_{-1} = \frac{1}{\pi} \quad (3.29)$$

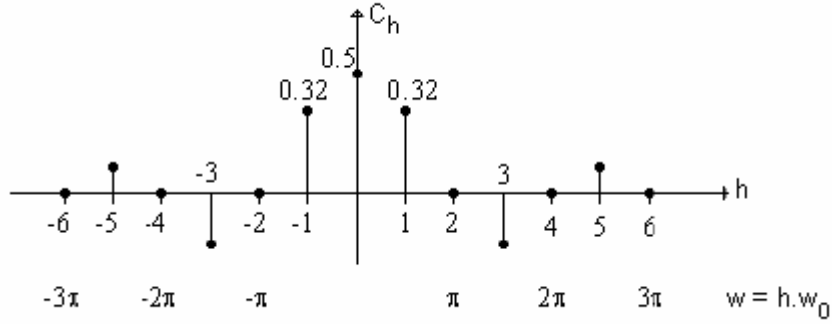
$$c_2 = c_{-2} = 0 \quad (3.30)$$

$$c_3 = c_{-3} = -\frac{1}{3\pi} \quad (3.31)$$

$$c_4 = c_{-4} = 0 \quad (3.32)$$

$$c_5 = c_{-5} = \frac{1}{5\pi} \quad (3.33)$$

Bulunan sonuçlardan görüleceği üzere c_h terimleri sonsuz adettir. Tek indisli terimler $\frac{1}{\pi}$, $\frac{1}{3\pi}$, $\frac{1}{5\pi}$, ... şeklinde devam ederken, çift indisli terimler 0 (sıfır) olarak bulunmaktadır. Bu fonksiyon $\sin c$ fonksiyonu olarak adlandırılır.



Şekil 3.10 c_h katsayılarının gösterimi

Yukardaki grafikten de görüldüğü gibi, işaretin çift harmonikleri bulunmamaktadır. Bunun sebebi, bizim $f_p(t)$ periyodik işaretimizin yarım-dalga simetri özelliği taşımasıdır.

Eğer bir $f(t)$ fonksiyonu için $f(t) = -f(t-T/2)$ şartı sağlanıyorsa bu fonksiyon için “yarım-dalga simetriktir” denir.

Bu durumda $f_p(t)$ işareti aşağıda görüldüğü şekilde ifade edilebilir:

$$c_1 = c_{-1} \quad c_3 = c_{-3}$$

$$f_p(t) = 0.5 + \frac{1}{\pi} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) - \frac{1}{3\pi} (e^{j3\omega_0 t} + e^{-j3\omega_0 t}) + \dots \quad (\omega_0 = \frac{\pi}{2}) \quad (3.34)$$

$$\begin{array}{ccc}
 & a_1 & a_3 \\
 & \underbrace{\quad} & \underbrace{\quad} \\
 f_p(t) = 0.5 + \frac{2}{\pi} \cos\left(\frac{\pi}{2}t\right) - \frac{2}{3\pi} \cos\left(3\frac{\pi}{2}t\right) + \dots & & (3.35)
 \end{array}$$

3.3.1.3 Ayırık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)

Hesaplanabilirlik açısından bakıldığında, sadece gerek zaman domeninde ve de gerek frekans domeninde sonlu-sürekli (finite-duration) dizilerle çalışma yapabiliriz. Bu yüzden, zaman domenindeki bir işaret üzerinde frekans analizi yapılacağına orijinal işaret üzerindeki bir pencere yani orijinal işaretin bir kısmı göz önüne alınabilir. Diğer yandan, frekans domeninde de yine frekans spektrumunun limitli bir bölgesi ele alınabilir. (Tavşanoğlu, 1994)

Ayrık-zamanlı fourier dönüşümü yapacağımızda amacımız, aşağıda formülü tekrar verilen sürekli-zamanlı fourier dönüşümünün nümerik eşdeğerini oluşturabilmektir. (Tavşanoğlu)

$$F_a(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_a(t) e^{-j\Omega t} dt \quad (3.36)$$

Bu Fourier dönüşüm formülünde $f_a(t)$, t'ye bağlı olarak değişen zamanda-sürekli bir işareti, $F_a(j\Omega)$ ise bu sürekli işaretin frekans domenindeki formu olan Fourier dönüşümünü göstermektedir. Bu noktada, Fourier dönüşümünün ayırık formunu elde etmek için küçük bir matematiksel incelik uygulanacaktır. $[(n+1)\Delta t, n\Delta t]$ aralığında, $f_a(t)e^{-j\Omega t}$ teriminin $f_a(n\Delta t)e^{-j\Omega n\Delta t}$ şekline dönüştürülmesi uygundur. Burada yaptığımız aslında $t \rightarrow n\Delta t$ dönüşümü yapmaktan başka bir şey değildir. Bu durumda Fourier dönüşümü aşağıdaki formu alır:

$$F_a(j\Omega) \cong \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_a(n\Delta t) e^{-j\Omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.37)$$

$\Delta t = T_s$ dönüşümü de yapılırsa:

$$F(j\Omega) \cong T_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_a(nT_s) e^{-j\Omega T_s n} \quad (3.38)$$

şeklini alır. Bu fourier dönüşüm denklemi, "Fourier integralinin dikdörtgensel yaklaşımı"

adını taşır.

$$\Omega T_s = \omega \quad (3.39)$$

ve

$$f_a(nT_s) = f(n) \quad (3.40)$$

ifadeleri kabul edilip yerlerine konursa Fourier dönüşümü şu şekline kavuşur:

$$F(j\Omega) \cong T_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n)e^{-j\omega n} \quad (3.41)$$

Buradaki

$$F(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n)e^{-j\omega n} \quad (3.42)$$

toplam ifadesi, ω frekansına bağlı sürekli-ışaretin Ayrık-Zamanlı Fourier Dönüşümü [Discrete-Time Fourier Transform(DTFT)] olarak tanımlanır. $e^{j\omega}$, 2π periyoduna sahip periyodik bir işaret olduğundan dolayı, $F(e^{j\omega})$ da ω 'ya bağlı olarak değişen ve aynı 2π periyoduna sahip periyodik bir fonksiyondur.

(3.42) ifadesinin digital bir bilgisayar tarafından hesaplanabilmesi açısından, giriş veri sayısının mutlak surette sonlu olması gerekmektedir. Bunun anlamı da $f(n)$ 'in sonlu süreli (finite-duration) olması gereğidir. Örneğin $t=0$ anından itibaren N adet değeri kaydedilebilir ve işleme tabii tutulabilir. Bu sayede formüldeki toplam ifadesinin sınırları aşağıdaki şekli alır:

$$F(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)e^{-j\omega n} \quad (3.43)$$

Diğer taraftan, $F(e^{j\omega})$ fonksiyonunun da sınırlı sayıda değerleri ile hesaplama yapılabilir. Bunun anlamı da bu fonksiyonun sonlu sayıdaki değerleri seçilmelidir. $F(e^{j\omega})$ fonksiyonundan seçilen değerlerin sayısı da N olsun. Bununla beraber, bu seçilen değerler eşit uzaklıklı(equidistant) olsun. $F(e^{j\omega})$ fonksiyonu 2π periyoduna sahip olduğuna göre, $F(e^{j\omega})$ fonksiyonunun bir periyodundan N adet eşit uzaklıklı değer alacağız demektir. Bu sayede

birbirini takip eden iki değer arasındaki uzaklık ($2\pi/N$) olacaktır. Bütün bunları göz önüne aldığımızda $f(n)$ işaretinin AFD 'si aşağıdaki gibi olur.

$$F(e^{j\frac{2\pi}{N}k}) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad k = 1, 2, \dots, (N-1) \quad (3.44)$$

Sonuç olarak, bizim başlangıç noktamız

$$F_a(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_a(t)e^{-j\Omega t} dt \quad (3.45)$$

formülü idi ve hesaplanabilirliği sağlamak adına, (3.44) formülüne ulaşarak Ayırık-Fourier dönüşüm işini noktalamış olduk:

Özet olarak, Ayırık Fourier Dönüşüm Çifti olarak bilinen denklemler aşağıdaki gibidir(DFT ve ters DFT*)

- **(DFT)** $\rightarrow F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$, $0 \leq k \leq N-1$ (3.46)

- **(IDFT)** $\rightarrow f(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k)e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$, $0 \leq n \leq N-1$ (3.47)

$$F(k) = F(e^{j\frac{2\pi}{N}k}) \quad (3.48)$$

ve

$$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}} \quad (3.49)$$

tanımlamaları ile AFD katsayıları şu şekilde ifade edilebilir:

* Ters DFT (**Inverse DFT**) bu tezde kullanılmayacağından formül çıkarımı yapılmamıştır, sadece gösterilmiştir.

$$\begin{array}{c}
 \left[\begin{array}{c} F(1) \\ F(2) \\ - \\ - \\ F(N-2) \\ F(N-1) \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccccc} 1 & w & w^2 & - & w^{(N-1)} \\ 1 & w^2 & w^4 & - & w^{2(N-1)} \\ - & - & - & - & - \\ - & - & - & - & - \\ 1 & w^{(N-2)} & w^{(N-2)2} & - & w^{(N-2)(N-1)} \\ 1 & w^{(N-1)} & w^{(N-1)2} & - & w^{(N-1)(N-1)} \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} f(1) \\ f(2) \\ f(3) \\ - \\ - \\ f(N-1) \end{array} \right] \\
 \underbrace{\hspace{10em}}_{\mathbf{F}} = \underbrace{\hspace{10em}}_{\mathbf{\Omega}} \cdot \underbrace{\hspace{10em}}_{\mathbf{f}}
 \end{array} \quad (3.50)$$

(3.50) matris denklemi $F = \Omega f$ şeklinde de ifade edilebilir. Burada:

$$F = [F(1) \quad F(2) \quad . \quad . \quad F(N-1)]^t \quad (3.51)$$

$$f = [f(1) \quad f(2) \quad . \quad . \quad f(N-1)]^t \quad (3.52)$$

$$[\Omega]_{kn} = W_N^{kn} \quad (3.53)$$

şeklindedir.

W , $N \times N$ boyutlu kompleks değerlikli bir matristir. Bu yüzden $f(1), f(2), \dots, f(N-1)$ 'den oluşan N adet işaretten alınan örneklerin kullanılarak, $F(1), F(2), \dots, F(N-1)$ 'den oluşan N adet frekans komponentinin hesaplanması için N^2 adet kompleks çarpma ve $(N^2 - N)$ kompleks toplama işlemi yapmak gerekmektedir. AFD hesabı bu yüzden, N 'in alacağı büyük değerler için pratiklikten uzaktır. Örnek olarak, $N=2^{10}=1024$ için, 1,048,576 adet kompleks çarpma ve nerdeyse bir o kadar da kompleks toplama işlemi gerekmektedir. Bu zorluğun üstesinden gelebilmek için bazı hızlı Fourier dönüşüm(Fast Fourier Transform) algoritmaları geliştirilmiştir. Örneğin Radix-2 Decimation-in-Time HFD algoritması kullanıldığında $N=2^{10}=1024$ için sadece 5120 kompleks çarpma işlemi gerekmektedir. Böylece hız, normal AFD işlemine göre 204.8 kat artmış olacaktır. $N=2^{20}=10^6$ için ise bu hız 100,000 kat artmaktadır.

3.3.1.4 AFD'nin Hızlı ve Verimli Hesaplanması : Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD)

AFD prosesinin orjinal halde kullanıldığında ve bilhassa N 'in büyük değerleri için ne kadar uzun bir zaman aldığından daha önce bahsedilmişti. Bu zorluğu aşmak için bazı Hızlı Fourier Dönüşüm algoritmaları düşünülmüştür. Aşağıda bu algoritmalarından biri olan **Zamanda Bölmeli - HFD** anlatılmıştır.

3.3.1.5 Zamanda Bölmeli (Decimation In Time) HFD (DIT-FFT)

DIT-FFT algoritmasında N değeri 2'nin kuvveti olarak seçilir ($N=2^r$, r: bir tamsayı). Bunun altında yatan sebep, N-noktalı $f(n)$ dizisinin, (N/2)-noktalı iki diziye ayrılmasıdır. Bu diziler tek-indsli ve çift-indsli seriler olarak adlandırılırlar. (Tavşanoğlu, 1994)

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)W_N^{kn} \quad (3.54)$$

ifadesini ele alalım. Bu ifade aşağıdaki gibi de yazılabilir:

$$F(k) = \sum_{n \text{ çift}} f(n)W_N^{kn} + \sum_{n \text{ tek}} f(n)W_N^{kn} \quad (3.55)$$

(3.55) denklemini düzenlersek:

$$F(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} f(2n)(W_N^2)^{kn} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} f(2n+1)(W_N^2)^{kn} \quad (3.56)$$

şeklini alır.

$$W_N^2 = e^{-j\frac{2\pi}{N}2} = e^{-j\frac{2\pi}{N/2}} \quad (3.57)$$

olduğundan

$$W_N^2 = W_{N/2} \quad (3.58)$$

olmuş olur. Şimdi

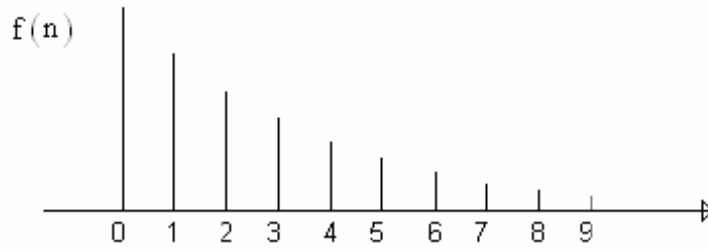
$$g(n) = f(2n) \quad (3.59)$$

$$h(n) = f(2n+1) \quad (3.60)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (3.61)$$

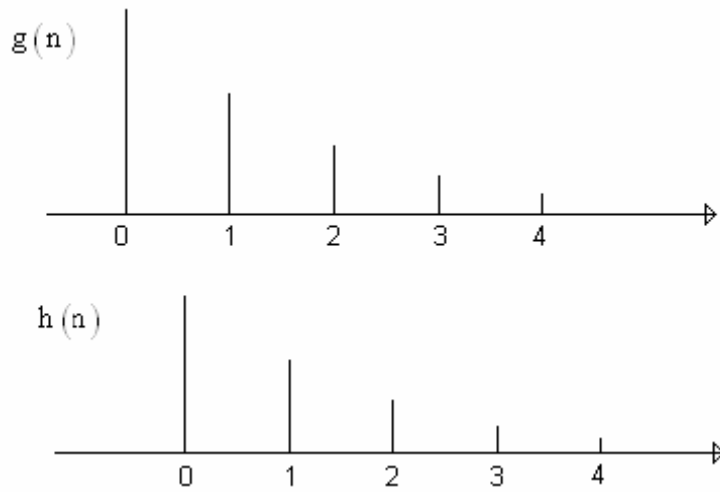
olarak tanımlayalım.

Bir örnek olması ve anlaşılabilirliği arttırmak için $f(n)$ işareti Şekil 3.11'deki gibi bir ayrık işaret olsun:



Şekil 3.11 Örnek $f(n)$ işareti

Bu durumda $g(n)$ ve $h(n)$ aşağıdaki gibi ayrık işaret dizisi olurlar:



Şekil 3.12 $f(n) = g(n) + h(n)$ oluşturan fonksiyonlar

$$F(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} g(n)W_{N/2}^{kn} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} h(n)W_{N/2}^{kn} \quad (3.62)$$

elde edilir.

Bu ifadedeki iki toplam terimi ayrı ayrı iki adet $\frac{N}{2}$ -noktalı AFD temsil etmektedir. Bunlar:

$$G(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} g(n) W_{N/2}^{kn} \quad (3.63)$$

$$H(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} h(n) W_{N/2}^{kn} \quad (3.64)$$

toplam ifadeleridir. Bu yüzden,

$$F(k) = G(k) + W_N^k H(k) \quad (3.65)$$

şeklinde yazılır.

$G(k)$ ve $H(k)$, $\frac{N}{2}$ -noktalı AFD 'ler olmaları nedeni ile $\frac{N}{2}$ ile periyodiktir. Diğer taraftan,

$$W_N^{\frac{N}{2}} = e^{-j\frac{2\pi N}{N \cdot 2}} = e^{-j\pi} = -1 \quad (3.66)$$

olduğundan

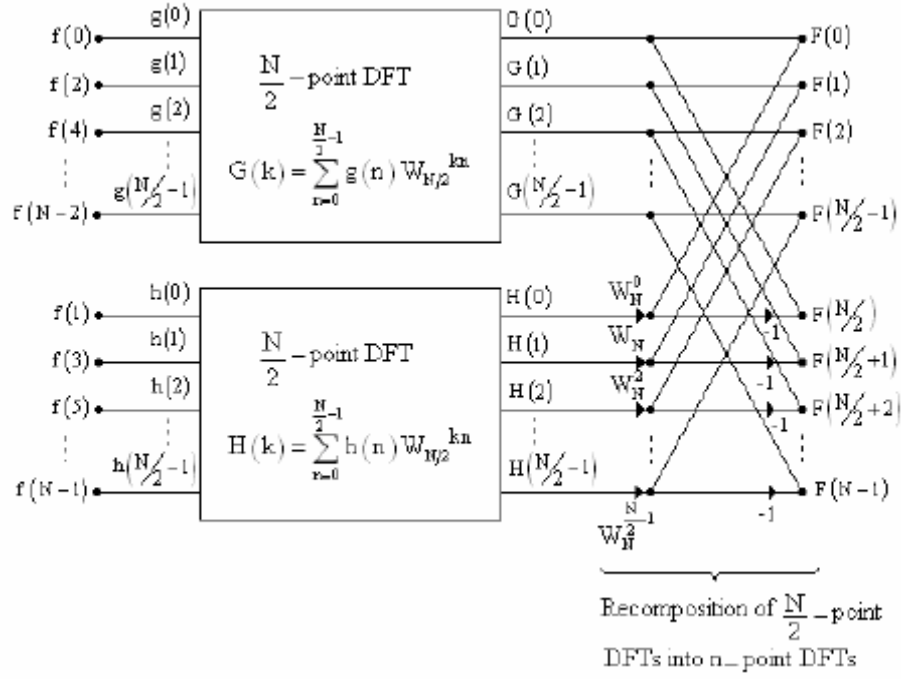
$$W_N^{k+\frac{N}{2}} = W_N^k W_N^{\frac{N}{2}} = -W_N^k \quad (3.67)$$

olur. Bu göz önünde tutulursa aşağıdaki ifade de elde edilir:

$$F\left(k + \frac{N}{2}\right) = G(k) - W_N^k H(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{2} - 1 \quad (3.68)$$

$F\left(k + \frac{N}{2}\right)$ ve $F(k)$ için verilen eşitliklerden yola çıkarak; N-noktalı AFD, $\frac{N}{2}$ -noktalı iki

AFD ile oluşturulur. Daha açık bir gösterim aşağıdaki şekil 3.13'de mevcuttur:



Şekil 3.13 N-noktalı AFD'nin $N/2$ -noktalı AFD'lerle hesaplanması

Şimdi daha önce verilen aşağıdaki iki eşitliği göz önüne alalım:

$$F(k) = G(k) + W_N^k H(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{2} - 1 \quad (3.69)$$

$$F\left(k + \frac{N}{2}\right) = G(k) - W_N^k H(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{2} - 1 \quad (3.70)$$

Buralarda geçen $G(k)$ ve $H(k)$ 'nın hesaplanması için toplam $2 \times \left(\frac{N}{2}\right)^2$ kadar kompleks çarpma işlemi gerekmektedir. Bununla beraber $W_N^k H(k)$ işleminin yapılabilmesi için de $\frac{N}{2}$ kadar daha kompleks çarpma yapılmalıdır. Bu yüzden, toplam yapılması gereken kompleks çarpma işleminin sayısı $2 \times \left(\frac{N}{2}\right)^2 + \frac{N}{2} = \frac{N^2}{2} + \frac{N}{2}$ kadardır. N 'in büyük değerleri için bu toplam yaklaşık olarak $\frac{N^2}{2}$ olur ve bunun anlamı da AFD işleminin, orijinal durumunda bir seferde yapılması halinde gerekli olan toplam kompleks çarpma işlemi sayısının, böyle bir matematiksel oyunla yarıya düşmesidir.

Bu noktadan sonra elimizdeki iki adet $\frac{N}{2}$ -noktalı AFD 'yi ($G(k)$ ve $H(k)$) de $\frac{N}{4}$ -noktalı AFD'lere bölebiliriz. Yine her birini tek ve çift indisli toplamlar şeklinde ifade edeceğiz.

$$G(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} g(n)W_{\frac{N}{2}}^{kn} \quad (3.71)$$

$$G(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} g(2n)(W_{\frac{N}{2}}^2)^{kn} + W_{\frac{N}{2}}^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} g(2n+1)(W_{\frac{N}{2}}^2)^{kn} \quad (3.72)$$

Burada

$$g(2n) = f(4n) \quad (3.73)$$

$$g(2n+1) = f(4n+2) \quad (3.74)$$

ve

$$W_{\frac{N}{2}}^2 = W_{\frac{N}{4}} \quad (3.75)$$

şeklindedir. Şimdi basitliği sağlamak adına bazı tanımlamalar daha yapalım:

$$g(2n) = p(n) \quad (3.76)$$

$$g(2n+1) = q(n) \quad (3.77)$$

olsun. O halde:

$$P(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} p(n)W_{\frac{N}{4}}^{kn} \quad (3.78)$$

$$Q(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} q(n)W_{\frac{N}{4}}^{kn} \quad (3.79)$$

olur ve

$$G(k) = P(k) + W_{\frac{N}{2}}^k Q(k) = P(k) + W_N^{2k} Q(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (3.80)$$

Burada, $P(k)$ ve $Q(k)$, $\frac{N}{4}$ periyoduna sahip iki adet $\frac{N}{4}$ -noktalı AFD'yi temsil etmektedir.

$G(k)$ için yaptıklarımızın aynısını $H(k)$ için de yaparsak:

$$H(k) = U(k) + W_{N/4}^{2k} V(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (3.81)$$

olur. $U(k)$ ve $V(k)$, yine $\frac{N}{4}$ periyoduna sahip iki adet $\frac{N}{4}$ -noktalı AFD'yi temsil etmektedir.

$$U(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} u(n) W_{N/4}^{kn} \quad (3.82)$$

$$V(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} v(n) W_{N/4}^{kn} \quad (3.83)$$

$$h(2n) = u(n) \quad (3.84)$$

$$h(2n+1) = v(n) \quad (3.85)$$

Bütün bu anlatılanlar göz önünde bulundurulduğunda sistemin ana girişlerinin alt-AFD'lerin hangi girişlerine denk düştüğü Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1 Sistem girişlerinin alt-AFD'lerde oluşturdukları girişler

f(0)	→	g(0)	→	p(0)
f(1)	→	h(0)	→	u(0)
f(2)	→	g(1)	→	q(0)
f(3)	→	h(1)	→	v(0)
f(4)	→	g(2)	→	p(1)
f(5)	→	h(2)	→	u(1)
f(6)	→	g(3)	→	q(1)
f(7)	→	h(3)	→	v(1)
f(8)	→	g(4)	→	p(2)
f(9)	→	h(4)	→	u(2)
f(10)	→	g(5)	→	q(2)
f(11)	→	h(5)	→	v(2)
⋮		⋮		⋮
⋮		⋮		⋮
⋮		⋮		⋮

Yukarıdaki çizelgeden de anlaşılacağı üzere $P(k)$, $Q(k)$, $U(k)$ ve $V(k)$ $\frac{N}{4}$ periyoduna sahiptirler. Diğer taraftan

$$W_{N/4}^{2\left(k+\frac{N}{4}\right)} = W_{N/4}^{2k} W_{N/4}^{\frac{N}{2}} = -W_{N/4}^{2k}, \quad \left(W_{N/4}^{\frac{N}{2}} = -1 \right) \quad (3.86)$$

(3.86) eşitliğinden faydalanarak aşağıdaki eşitlikleri de yazabiliriz:

$$G(k) = P(k) + W_N^{2k} Q(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (3.87)$$

$$G\left(k + \frac{N}{4}\right) = P(k) - W_N^{2k} Q(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (3.88)$$

$$H(k) = U(k) + W_N^{2k} V(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (3.89)$$

$$H\left(k + \frac{N}{4}\right) = U(k) - W_N^{2k} V(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (3.90)$$

$G(k)$ 'nin hesaplanması için $2\left(\frac{N}{4}\right)^2 + \frac{N}{4}$ adet kompleks çarpma işlemine gereksinim vardır.

Aynı durum $H(k)$ 'nin hesaplanması için de vardır. Bu yüzden $G(k)$ ve $H(k)$ 'nin hesaplanabilmesi için toplam

$2\left[2\left(\frac{N}{4}\right)^2 + \frac{N}{4}\right] = \frac{N^2}{4} + \frac{N}{2}$ adet kompleks çarpma işlemine ihtiyaç duymaktayız. Ayrıca

$F(k)$ 'nin $G(k)$ ve $H(k)$ 'den hesaplanabilmesi için $\frac{N}{2}$ adet daha kompleks çarpma işlemine

ihtiyaç duyulmaktadır. Bütün bu sayılan kompleks çarpma işlemlerinin sayısı $\frac{N^2}{4} + N$

olmaktadır. Bu sayı, bir önceki kademe için gerekli olan sayıya $\left(\frac{N^2}{2} + \frac{N}{2}\right)$ göre yaklaşık 2

kat; AFD'nin direkt olarak hesaplanabilmesi için gerekli toplam sayıya (N^2) göre de yaklaşık 4 kat daha az ve avantajlıdır.

Mevcut AFD'leri bu şekilde alt-AFD bloklarına ayırma prosedürüne, bütün AFD'ler 2-noktalı kalıncaya kadar devam edilir.

Bu noktaya gelinceye kadar gördük ki, verilerin ilk ayrışması 2 adet $\frac{N}{2}$ -noktalı AFD ve bu

AFD'lerin çıkışlarının N-noktalı AFD çıkışlarını oluşturması için de çıkışta ayrıca bir katman

oluşmuştur. Verilerin ikinci kez ayrışması ise 4 adet $\frac{N}{4}$ -noktalı AFD ve bu $\frac{N}{4}$ -noktalı AFD'lerin çıkışlarından 2 adet $\frac{N}{2}$ -noktalı AFD üretmek için 2 adet çıkış katmanı oluşmuştur. Veri kümesindeki bu ayrıştırma $\frac{N}{2}$ adet 2-noktalı AFD ve $\frac{N}{4}$ adet bu 2-noktalı AFD'lerden 4-noktalı AFD oluşturmak için kullanılan çıkış katmanı kalıncaya kadar tekrar tekrar yapılır. Bu nedenle $N = 2^r$ olmak üzere ayrıştırma işlemi toplam $(r - 1)$ defa yapılır. Kalan 2-noktalı AFD'lerde sayılacak olursa toplam ayrıştırma işlemi sayısı r olarak da düşünülebilir.

AFD katmanlarının her birinde $\frac{N}{2}$ adet kompleks çarpma ve N adet kompleks toplama işlemi yapılmaktadır. Bu yüzden bir HFD algoritmasında yapılan toplam kompleks çarpma işlemi sayısı $\frac{N}{2} \log_2 N$ olarak ve toplam kompleks toplama sayısı da $N \log_2 N$ olarak verilebilir. Direkt yapılan AFD işlemine göre iyileştirme şöyle verilebilir:

- Çarpma için

$$v_{mul} = \frac{N^2}{\frac{N}{2} \log_2 N} = \frac{2N}{\log_2 N} \quad (3.91)$$

- Toplama için

$$v_{add} = \frac{N^2 - N}{N \log_2 N} = \frac{N - 1}{\log_2 N} \quad (3.92)$$

v_{mul} ve v_{add} , sırasıyla kompleks çarpma ve toplama işlemleri için hız iyileştirme faktörleridir. Çizelge 3.2'de kompleks çarpma işlemi için farklı noktalı AFD'ler düşünülerek direkt AFD işlemi ve HFD için toplam kompleks çarpma işlemi sayısı ve hız iyileştirme faktörleri verilmiştir.

Çizelge 3.2 Standart AFD ve HFD için kompleks çarpım sayısı karşılaştırması

N	Standart DFT	FFT	ν_{mul}
2	4	1	4.0
4	16	4	4.0
8	64	12	5.3
16	256	32	8.0
32	1024	80	12.8
64	4096	192	21.3
128	16,384	448	36.6
256	65,536	1024	64.0
512	262,144	2304	113.8
1024	1,048,576	5120	204.8
⋮	⋮	⋮	⋮
$2^{20} \approx 10^6$	$\approx 10^{12}$	$\approx 10^7$	$\approx 10^5$

Örnek 3-2

N=2, 4 ve 8 için HFD hesaplanmasını görelim

- N=2

$$F(k) = \sum_{n=0}^1 f(n)W_2^{nk} = f(0)W_2^{0k} + f(1)W_2^{1k}, \quad k = 0,1 \quad (3.93)$$

$$F(k) = G(k) + W_2^k H(k) \quad (3.94)$$

Burada,

$$G(k) = f(0)W_2^{0k} = f(0) \quad (3.95)$$

$$H(k) = f(1) \quad (3.96)$$

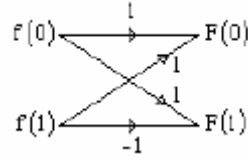
- $k = 0$ için $F(0) = f(0) + W_2^{1 \times 0} f(1)$ (3.97)

- $k = 1$ için $F(1) = f(0) + W_2^{1 \times 1} f(1)$ (3.98)

$$W_2 = e^{-j\frac{2\pi}{2}} = e^{-j\pi} = -1 \quad (3.99)$$

$$F(0) = f(0) + f(1) \quad (3.100)$$

$$F(1) = f(0) - f(1) \quad (3.101)$$



Şekil 3.14 İki-noktalı HFD gösterimi

Şekil 3.14'te 2-noktalı HFD'nin yapısı gösterilmiştir. Bu yapı kelebek (Butterfly) olarak bilinmektedir.

- $N=4$

$$F(k) = \sum_{n=0}^3 f(n)W_4^{nk} = f(0)W_4^{0k} + f(1)W_4^{1k} + f(2)W_4^{2k} + f(3)W_4^{3k} \quad (3.102)$$

(3.102) eşitliği AFD'nin direkt olarak hesaplanmasını göstermektedir.

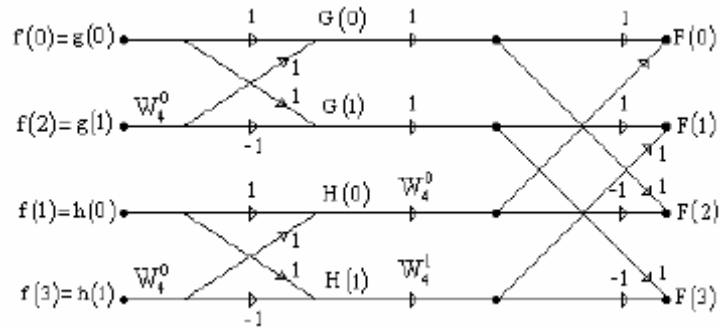
$$F(k) = \underbrace{f(0)W_4^{0k} + f(2)W_4^{2k}}_{G(k)} + W_4^{1k} \underbrace{[f(1)W_4^{0k} + f(3)W_4^{2k}]}_{H(k)} \quad (3.103)$$

Burada, daha önce anlatıldığı gibi

$$g(n) = f(2n), \quad n = 0,1 \quad (3.104)$$

$$h(n) = f(2n+1), \quad n = 0,1 \quad (3.105)$$

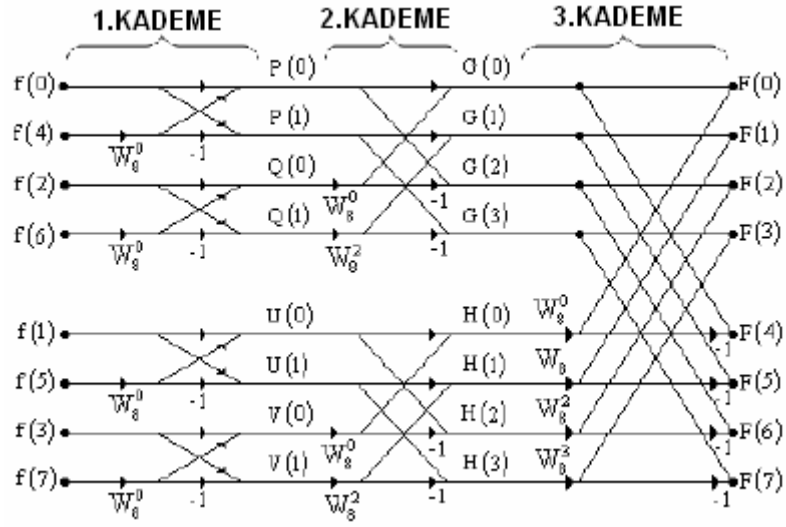
alınır. Gerekli işlemler yapıldığında oluşan kelebek yapısı Şekil 3.15'te verilmiştir.



Şekil 3.15 Dört-noktalı HFD gösterimi

- $N=8$

Gerekli işlemler yapılırsa oluşan kelebek yapısı Şekil 3.16’te verilmiştir.

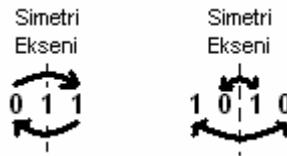


Şekil 3.16 Sekiz-noktalı HFD gösterimi

3.3.1.6 Bit-Tersleme (Bit-Reversal)

Şekil 3.16’te verilen 8-noktalı HFD sinyal akış diyagramını göz önünde bulunduralım. Bu şekilde 1. kademeye yapılan $f(n)$ girişleri algoritmanın bir parçası olarak, yukarıdan aşağıya sırayla dizilmemişlerdir. Bu dizilişi elde etmenin bir yöntemi bit-tersleme (bit-reversal) olarak anılır. Bu yöntem kullanılarak $N = 2^r$ noktalı bir HFD için $r - 1$ ayrıştırma sonunda giriş sıralamasının nasıl olacağı bilinir. Bu HFD yazılım algoritmasının oluşturulmasında kolaylık sağlar. (Tavşanoğlu, 1994)

Bit-tersleme işlemine başlamadan, giriş sayısı 2^r ’nin kuvveti olarak yazılır ve bu kuvvet kadar ikili(binary) sayı ile girişler temsil edilir ve Çizelge 3.3’teki gibi sırayla yazılır. Daha sonra bu ikili sayılarda mevcut olan bitler simetri eksenlerine göre ters tarafa yazılır(Şekil 3.17).



Şekil 3.17 Bit-tersleme işlemi

Oluşan yeni bit sıralamalarının temsil ettiği girişler HFD işlemi için kullanılması gereken giriş sıralamasını vermektedir. Çizelge 3.3, sekiz-noktalı HFD için bu anlatılan işlemi göstermektedir. Oluşan sıralamanın daha önce verilen $N=8$ örneği ile örtüşmesi işlemin doğru yapıldığını göstermektedir.

Çizelge 3.3 Sekiz-noktalı HFD için bit-tersleme işleminin yapılışı

	Indices							
Decimal	0	1	2	3	4	5	6	7
Binary	000	001	010	011	100	101	110	111
Bitreversed	000	100	010	110	001	101	011	111
Decimal	0	4	2	6	1	5	3	7

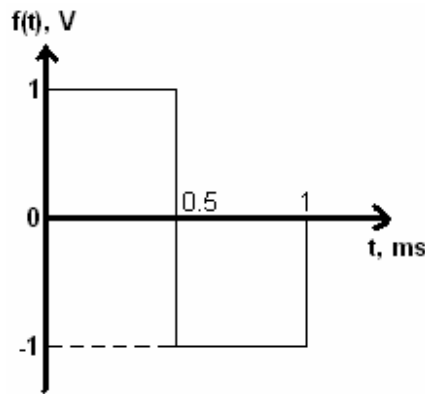
Örnek 3-3:

Bu örnek ile Fourier serilerinin açılımının, HFD algoritması (ve dolayısıyla AFD) ile ilişkisinin verilmesi amaçlanmıştır, aynı zamanda HFD algoritmasında alınan nokta sayısının önemi ve sisteme katkısı incelenmiş olup konunun anlaşılmasında önemli bir örnektir.

Yapılacak işlemler şu şekildedir:

- Bir kare dalganın harmonikleri önce Fourier seri açılımıyla elde edilecektir.
- Daha sonra MATLAB programından faydalanılarak aynı kare dalga için HFD algoritması koşturulacak ve simülasyon sonunda oluşacak ekran çıktısı detaylı olarak irdelenecektir.

Bu örnek için Şekil 3.18'de gösterildiği gibi $f_0 = 1kHz$ 'lik bir kare dalga incelenecektir.



Şekil 3.18 Analizi yapılacak olan kare dalga işareti

Öncelikle işaretin, fourier serisi katsayılarını bulalım.

$$c_0 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} f(t) dt = \frac{1}{10ms} \left[\int_0^{0.5ms} 1 \cdot dt + \int_{0.5ms}^{1ms} -1 \cdot dt \right] = 0 \quad (3.106)$$

$$a_k = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} f(t) \cos(k\omega_0 t) dt = \frac{2}{T_0} \left[\int_0^{0.5ms} \cos(k\omega_0 t) dt + \int_{0.5ms}^{1ms} -\cos(k\omega_0 t) dt \right] \quad (3.107)$$

Gerekli işlemler yapıldığında:

$$a_k = \frac{1}{k\pi} [2 \sin(k\pi) - \sin(2k\pi)], k = 1, 2, \dots \quad (3.108)$$

olarak bulunur. k yerine değerleri verildiğinde görülecektir ki, her k değeri için $a_k = 0$ bulunur.

$$b_k = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} f(t) \sin(k\omega_0 t) dt = \frac{2}{T_0} \left[\int_0^{0.5ms} \sin(k\omega_0 t) dt + \int_{0.5ms}^{1ms} -\sin(k\omega_0 t) dt \right] \quad (3.109)$$

Gerekli işlemler yapıldığında:

$$b_k = \frac{1}{k\pi} [1 + \cos(2k\pi) - 2 \cos(k\pi)], k = 1, 2, \dots \quad (3.110)$$

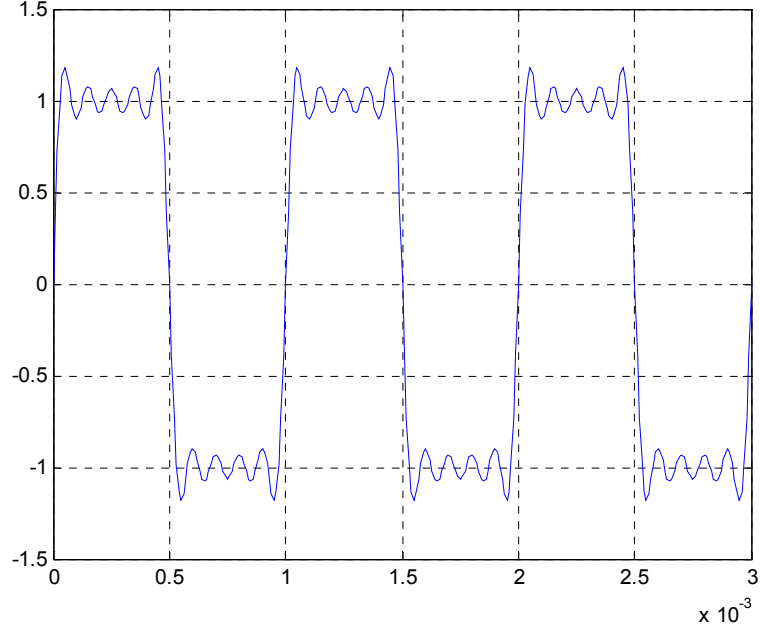
olarak bulunur. Bu durumda $f(t)$ işaretimiz yalnızca b_k katsayıları ile ifade edilen (3.111) denklemindeki gibidir.

$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega_0 t) = \frac{4}{1.\pi} \sin(1\omega_0 t) + \frac{4}{3.\pi} \sin(3\omega_0 t) + \frac{4}{5.\pi} \sin(5\omega_0 t) + \dots \quad (3.111)$$

Dikkat edileceği üzere (3.111) denkleminde sadece tek sayılı harmonikler mevcuttur. Bunun sebebi de b_k ifadesinin $k = 2, 4, 6, \dots$ çift değerleri için sıfır olmasıdır.

Böylelikle ilk aşama olan Fourier seri açılımını elde etmiş olduk. İkinci aşamada MATLAB programı kullanılacaktır.

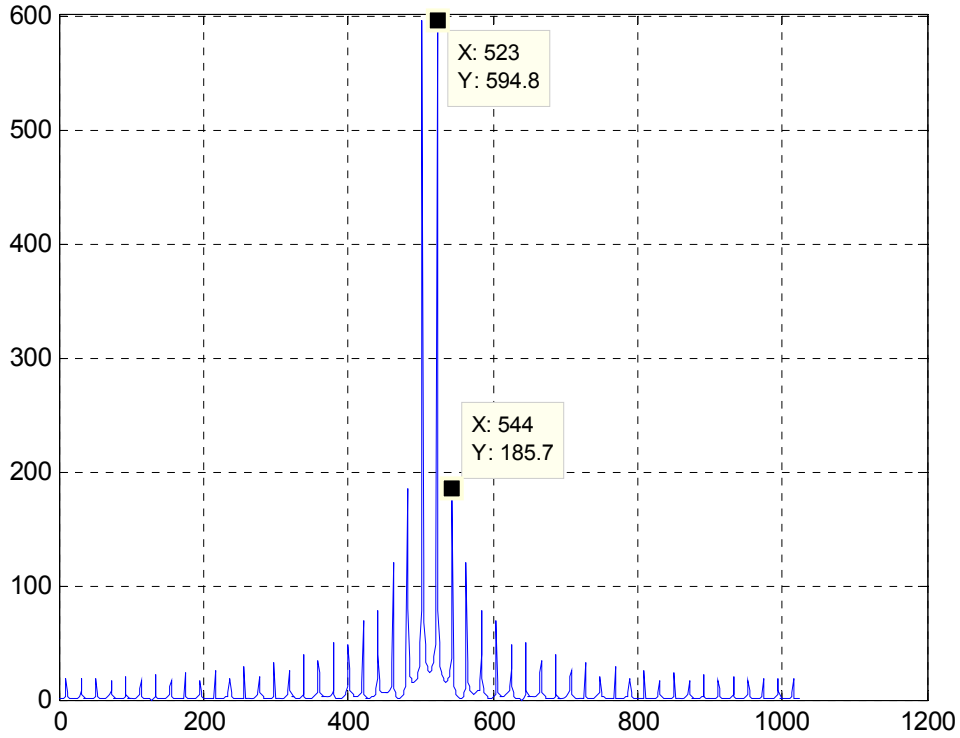
Öncelikle (3.111) denklemini MATLAB’te oluşturup istediğimiz kare dalgayı sağlayıp sağlamadığını kontrol edelim. Bunun için denklemde baştan birkaç terimi alırsak yeterli olacaktır. Şekil 3.19’da bu şekilde baştan 5 terimin hesaplanması ile elde edilmiş kare dalganın MATLAB ekran çıktısı verilmiştir.



Şekil 3.19 Fourier serisi katsayılarından ilk 5 terimin kullanılmasıyla kare dalganın yeniden elde edilmesi

Şekil 3.19’de görüldüğü gibi 1 kHz’lik işaret yaklaşık olarak yeniden elde edilmiştir. Demek ki, Fourier serisindeki toplam ifadesi uygulandığında asıl işareti elde etmek mümkündür. Bu toplama ne kadar çok harmonik bileşeni eklersek o kadar gerçek işarete yakın bir işaret elde ederiz.

Bu sefer de, gerçek bir kare dalganın harmoniklerini bulmaya çalışalım. Bunun için MATLAB’te HFD algoritmasını çalıştıralım. Kare dalga yine 1 kHz frekansında olsun.



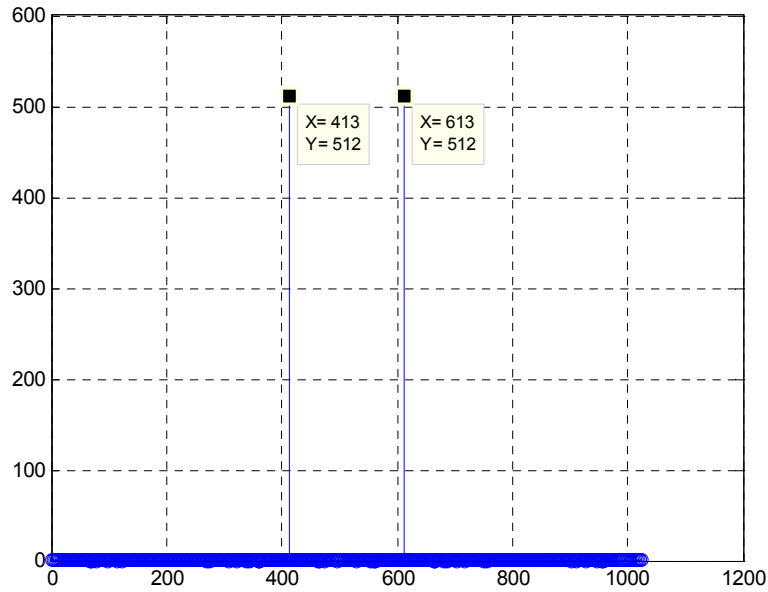
Şekil 3.20 1kHz kare dalga için 1024-noktalı HFD

Şekil 3.20’de yatay eksen 1024 noktadan oluşmaktadır ve aslında her bir nokta farklı bir frekans değerini simgelemektedir. $[-\pi, \pi]$ aralığı ya da $\left[-\frac{F_s}{2}, \frac{F_s}{2}\right]$ aralığı bu 1024 nokta ile gösterilmeye çalışılır. Bu durumda, ardışıl iki nokta arasındaki frekans değeri de $\frac{F_s}{N}$ olmuş olur. Bu örnekte $F_s = 100kHz$ olarak seçilmişti. O halde, bu 1024 noktanın tam ortasında bulunan nokta (513. nokta) $f = 0Hz$ ’lik bileşeni yani DC bileşeni; bu noktadan sonraki ilk nokta ise $\frac{100000}{1024} \cong 97,7Hz$ ’lik frekansı temsil etmektedir.

Şekil 3.20’de görülen $X = 523$ ve $Y = 594.8$ olan veri noktası birinci harmoniği göstermektedir. Bu noktanın bulunduğu frekans değerinin hesaplanması için orta noktaya olan uzaklığının bilinmesi gerekir. Şekilden görüleceği üzere birinci harmonik $X = 523$ numaralı nokta üzerinde oluşmuş. 1024 noktanın tam ortası 513. nokta olarak kabul edilirse, bu demek olur ki birinci harmonik 10. frekans bileşeni üzerinde yer almaktadır ($523 - 513 = 10$). Bu

bileşenin sahip olduğu frekans değeri ise $10 \times 97.7 = 977 \text{ Hz} \cong 1 \text{ kHz}$ olur. Bu değer, bizim kare dalganın kendi frekansından yani temel harmonik bileşenden başka bir değer değildir. Aynı zamanda, bu değer Fourier serilerinin açılımında karşımıza çıkan en küçük frekanslı ve en büyük genlikli sinüsün frekansıdır. Frekans değerini tam bulamamızın sebebi ise açıktır.

Eğer temel bileşenin frekansı, $\frac{F_s}{N}$ değerinin tam katı olsaydı böyle bir problem olmayacaktı ama yine de karşımıza çıkan sonuç tatmin edici sayılabilir. Bununla beraber eğer temel bileşenin frekansı, $\frac{F_s}{N}$ değerinin tam katı olursa temel bileşeni temsil eden HFD noktasında, sağındaki ve solundaki noktadan daha belirgin bir şekilde ayrık olan tek bir dirac (impuls) elde edecektik. Oysa şekil 3.20'dan da görüleceği üzere temel frekans bileşeni tek bir dirac gibi durmuyor. F_s değeri uygun seçilirse yani başka deyişle en ideal durumda karşımıza Şekil 3.21'deki grafik çıkar.



Şekil 3.21 $f_0 = 1 \text{ kHz}$ ve $F_s = 10240 \text{ Hz}$ olan 1V genlikli tek bir sinüs için 1024-noktalı HFD

Şekil 3.20'a geri dönersek $X = 544$ ve $Y = 185.7$ olan nokta ise 3. harmoniği göstermektedir. Daha önce seri açılımı ile gösterilmiş olduğu gibi çift harmonikler kare dalga üzerinde oluşmazlar. 3. harmoniğin frekans değeri de aynı şekilde bulunur. Orta nokta ile arasında $544 - 513 = 31$ nokta vardır. 3. harmoniğin frekansı $31 \times 97.7 = 3028.7 \text{ Hz} \cong 3 \text{ kHz}$ 'dir.

HFD sonucu oluşan frekans değerleri anlaşıldığına göre şimdi de genlikleri inceleyelim. HFD çıktısında görünen genliği A olan bir harmoniğin gerçek değeri $A \times \frac{2}{N}$ 'dir. Örneğin Şekil

3.20'deki birincil harmoniğin genliği 594.8 idi. Gerçek genlik ise $594.8 \times \frac{2}{1024} \cong 1.162$ olur.

Bu sonucun Fourier serilerinde aynı 1. harmoniğin genliği ile uyuşması gerekmektedir. Tabii frekansta olduğu gibi burada da ufak sapmalar kaçınılmazdır. (3.111) denkleminde birinci harmoniğin genliği $\frac{4}{\pi} \cong 1.273$ 'dir. Görüldüğü üzere sonuçlar oldukça yakın ve tatmin edici.

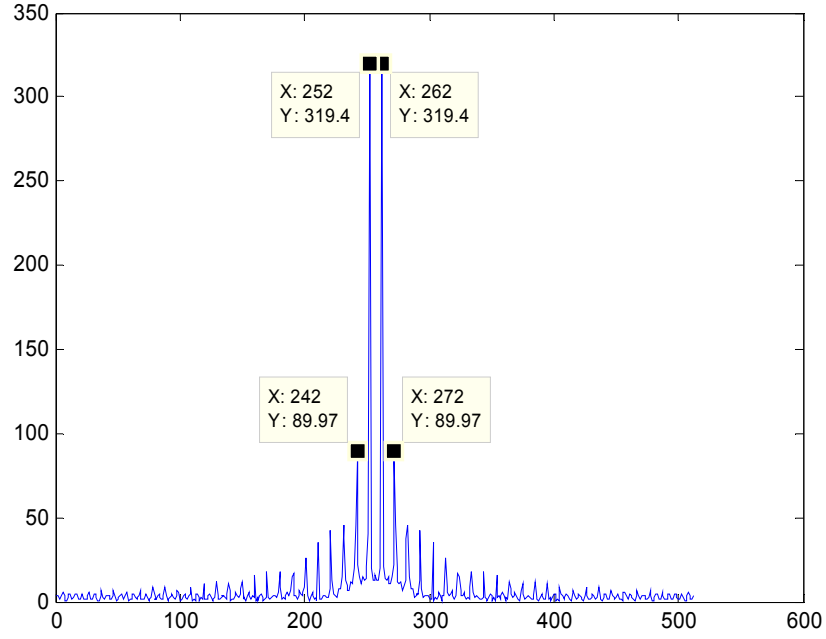
Şekil 3.21'de ise daha ideal bir durum söz konusu. Burada, $f_0 = 1kHz$ olan ve 1V genlikli bir sinüs işaretinin 1024-noktalı HFD analizi yapılmıştır. $f_0, \frac{F_s}{N}$ değerinin bir tamsayı katı olsun diye $F_s = 10240 Hz$ olarak seçilmiştir. Bu durumda yatay eksen üzerinde bulunan ardışıl iki nokta arasındaki frekans farkı tam olarak $\frac{10240}{1024} = 10 Hz$ olur. $f_0 = 1kHz$ olduğundan DC

bileşenin bulunduğu $f = 0 Hz$ noktasından yani tam orta noktadan (513. nokta) $\frac{1kHz}{10 Hz} = 100$

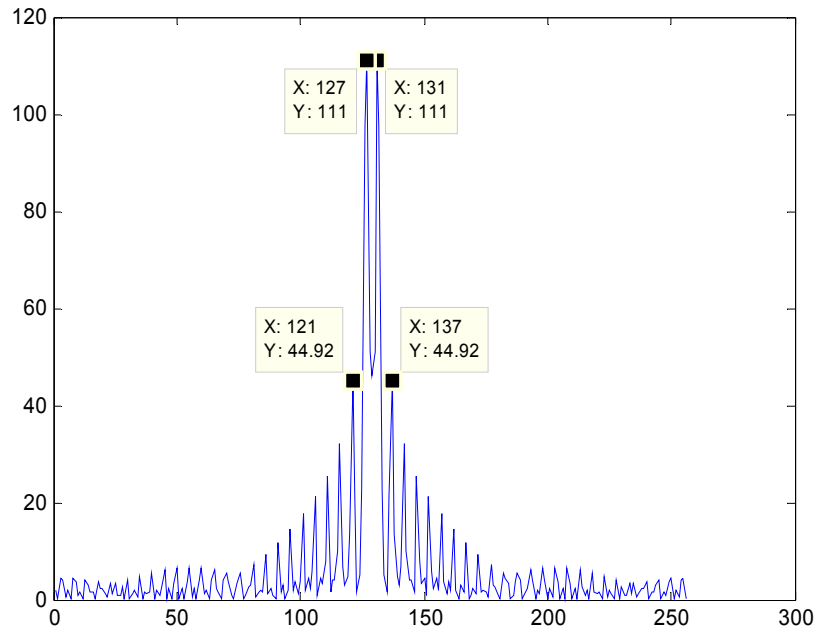
nokta sağda ve 100 nokta solda bu sinüsleri ifade eden tam birer dirac(impuls) bulunmaktadır. Bu diracların genlikleri 512 olarak verilmiştir. Gerçek sinüsün genliğine ulaşılması

gerekiyorsa daha önce anlatıldığı üzere $512 \times \frac{2}{1024} = 1$ olarak bulunur.

Demek ki, HFD ne kadar çok nokta ile alınırsa frekans aralıkları o kadar azalır. Bunun anlamı çözünürlüğün de o kadar artması ve daha çok frekans bileşenini gösteren noktanın var olmasıdır. 1kHz'lik kare dalga için 1024-noktalı HFD analizi daha önce yapılmıştı (Şekil 3.20). Şimdi de 512 ve 256-noktalı HFD analiz sonuçlarını verelim (Şekil 3.22, Şekil 3.23).



Şekil 3.22 $f_0 = 1\text{kHz}$ ve $F_s = 100\text{kHz}$ 'lik kare dalga için 512-noktalı HFD analizi



Şekil 3.23 $f_0 = 1\text{kHz}$ ve $F_s = 100\text{kHz}$ 'lik kare dalga için 256-noktalı HFD analizi

Şekil 3.22 ve Şekil 3.23’de verilen HFD analizleri görüldüğü üzere çok benzerdir. Şekil 3.22 daha yüksek çözünürlükte bir analiz sonucu vermektedir. Şekil 3.22’de birinci harmonik 976.6 Hz üzerinde, Şekil 3.23’de ise 781.25 Hz üzerinde bulunmaktadır. Dolayısıyla nokta sayısı ne kadar fazla olursa frekans çözünürlüğü ve sonuçlar o kadar iyi olmaktadır. Bununla beraber genlikleri incelediğimizde 1.273 olması gereken birinci harmoniğin genliği Şekil 3.22’de 1.248, Şekil 3.23’de ise 0.867 olarak görünmektedir. Bir kez daha söylenebilir ki yüksek çözünürlükte daha iyi sonuçlar alınmaktadır. Tabii yine de bu sonuçların göreceli olduğu ve f_0 , F_s ve N ’in uygun değerleri için daha düşük çözünürlüklerde de başarılı sonuçların alınabileceği unutulmamalıdır. f_0 ’ın $\frac{F_s}{N}$ ’in tam katı olması en doğru sonucu verecektir ve kişi dışarıdan herhangi bir f_0 frekanslı işaret verebileceği için bu tamamen rastlantısal bir durum oluşturur. Ancak şu bir gerçek ki, yüksek çözünürlükte daha doğru sonucun bulunması daha olasıdır.

3.3.2 Örtüşme(Aliasing) Olayı ve Örtüşme Engelleyici Filtre

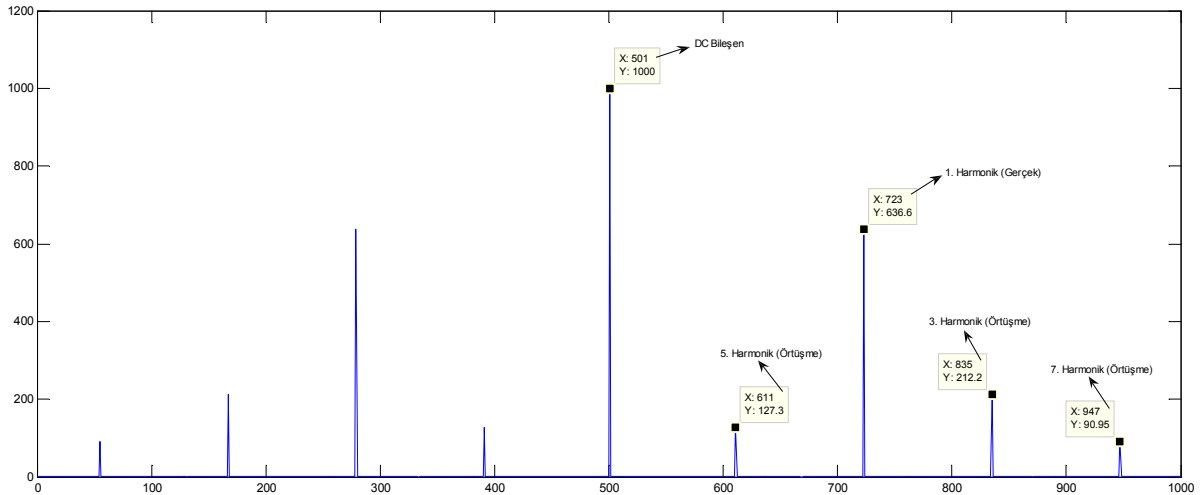
N -noktalı HFD işlemi sonucunda oluşan $F(k)$ katsayıları N nokta ile periyodiktir. Bu N nokta aynı zamanda $[-\pi, \pi]$ aralığına tekabül etmektedir. Aynı sınır noktaları frekans değeri olarak da $[-\frac{F_s}{2}, \frac{F_s}{2}]$ aralığına denk gelmektedir. Bu periyodikliğin anlamı (3.112) denkleminde anlaşılmaktadır.

$$F(k) = F(k + N) \quad (3.112)$$

$f_0 = 2\text{kHz}$ ’lik bir kare dalga düşünelim. Daha önce irdelendiği üzere böyle bir kare dalganın temel bileşeni, ki buna 1. harmonik demiştik, 2 kHz’i temsil eden HFD noktasında, 3. harmoniği 6 kHz’lik noktada, 5. harmoniği 10 kHz’lik noktada ... bulunmaktadırlar(çift harmonikler oluşmazlar). Bu sonsuz terimler HFD analizinde $\frac{F_s}{2}$ sınır değerine kadar gösterilebilmektedir. Bu değerden sonra analiz sonuçları yani $F(k)$ katsayıları 2π aralıklarla kendini tekrar edecektir. Bu gerçek üstteki paragrafta söylenmişti.

$\frac{F_s}{2}$ 'den büyük frekanslı harmonikler ve aynı zamanda teorik ve matematiksel olarak varlığından bahsedilen $-\frac{F_s}{2}$ 'den daha küçük negatif frekanslı harmonikler* bu aralığın dışında vardır ve bu aralık sınırları çerçevesindeki periyodiklikten dolayı aralığın içinde örtüşmeleri(aliasları) oluşmaktadır. Bu örtüşmeler analizi zorlaştırmakta ve hatta bizi yanlış sonuçlara da götürebilmektedir.

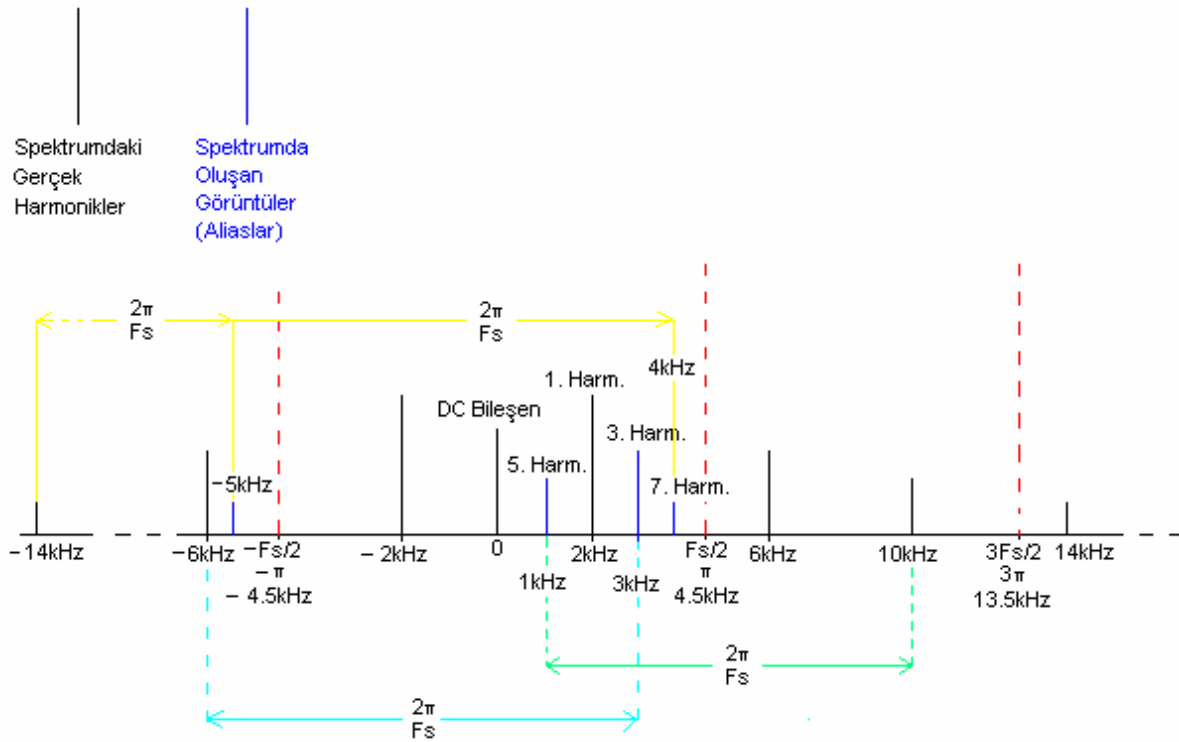
Yukarıda bahsedilen kare dalga 9 kHz ile örneklenmiş olsaydı, 4.5kHz'e kadar olan harmonikler(bu örnek için yalnız 1.harmonik) $[-\frac{F_s}{2}, \frac{F_s}{2}]$ aralığında görülecek, ancak 6kHz'lik harmonik aralığın dışında olmasına rağmen kendisine 2π uzaklıkta(başka bir deyişle F_s uzaklıkta) ve aralığın içinde yansması(ya da örtüşmesi) oluşacaktır. Bu şekilde $\frac{F_s}{2}$ 'den büyük frekansa sahip olan bütün harmoniklerin $[-\frac{F_s}{2}, \frac{F_s}{2}]$ sınırları içinde birer görüntüsü oluşacaktır. İşte bu olaya "örtüşme(aliasing)" adı verilmektedir. Bu bahsedilen örtüşme olayı şekil 3.24'te gösterilmiştir.



Şekil 3.24 Örtüşme(Aliasing) örneği

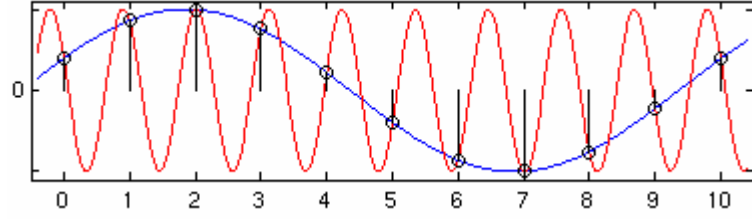
* Negatif frekanstan ve negatif frekanslı harmonikten söz edilemez. Negatif bir frekans fiziksel gerçeklikte yoktur, ancak matematiksel gereksinimlerden dolayı negatif frekanstan söz edilir.

Şekil 3.24'teki grafikte bahsedilen olay Şekil 3.25'te daha anlaşılır bir şekilde açıklanmıştır.



Şekil 3.25 Örtüşme açıklaması

Şekil 3.25'te aynı örnek için daha açıklayıcı olduğu düşünülen gösterim yapılmıştır. Şekilde kırmızı kesik çizgilerle spektrumun kendini tekrarlayan birkaç bölgesi verilmiştir. Bu bölgelerin her biri diğerleriyle tamamen aynıdır. $[-\frac{F_s}{2}, \frac{F_s}{2}]$ sınırlarıyla verilen bölge bizim görünür ve incelemelerimizi yaptığımız bölgedir. Şimdi Şekil 3.25'i açıklayalım. Temel bileşen yani 1. harmonik 2kHz frekansında olup bir problemi yoktur. Görüntülerinin tamamı inceleme bölgesinin dışında oluşur. 3. harmonik 6kHz frekanslıdır. 6kHz aynı zamanda negatif bölgede yani -6kHz'te de mevcuttur. -6kHz'in F_s 'in tam katları uzaklıklarında görüntüleri oluşur. İnceleme bölgesinin içine düşen görüntüsü, şekildeki açık mavi gösterimle gösterildiği gibi 3kHz üzerinde bulunur. 5. harmonik 10kHz frekanslıdır. İnceleme bölgesinde 1kHz'te görüntüsü oluşur. 7. harmonik içinse -14kHz'i baz alırsak ilk görüntüsü -5kHz üzerinde ve sonraki de 4kHz üzerinde bulunmaktadır. Unutulmamalıdır ki harmoniklerin sayısı bu bahsedilen 4 bileşenden mevcut değildir. Harmonikler sonsuz sayıdadır. Aynı zamanda inceleme bölgemiz olan 2π 'lik alanlar da sonsuz sayıdadır. Biz sadece inceleme kolaylığı ve fikir sahibi olmak için harmoniklerin birkaçını ve inceleme bölgesi olarak da bu sonsuz kopyanın $[-\pi, \pi]$ aralığını incelemekteyiz.



Şekil 3.26 Örtüşmenin iki sinüs işareti ile açıklanması

Şekil 3.26’te iki sinüzoidal işaretin aynı örnekleme frekansı ile örnekleme gösterilmiştir. Örnekleme aralığı 1.0 olarak seçilmiştir. Bunun anlamı $f_s = 1.0$ ’dır. Birimi saniye olarak kabul edersek örnekleme hızı $1.0 \frac{\text{örnek}}{\text{saniye}}$ olarak verilebilir. Kırmızı ve yüksek frekanslı işaretin 9 periyodu, mavi ve düşük frekanslı sinüzoidalın ise 1 periyodu 10 saniye sürmektedir. buradan yola çıkarak bu işaretlerin frekansları $f_{\text{kırmızı}} = 0.9\text{Hz}$ ve $f_{\text{mavi}} = 0.1\text{Hz}$ olur. Genel olarak f frekansına sahip bir sinüzoidal f_s frekansı ile örneklenirse, elde edilen örnekler $f_{\text{görüntü}}(N) = |f - N \cdot f_s|$, $N \in Z$ (3.113)

frekanslı sinüzoidal işaretlerden elde edilecek örneklerden ayırt edilemezler.[6]

$$f_{\text{görüntü}}(0) = f \quad (3.114)$$

işaretin gerçek frekansıdır.

İşte bu sebeptendir ki, şekil 3.24 ve şekil 3.25’te vurgulandığı gibi f_s örnekleme frekansının katlarında görüntüler oluşur.

Örneklenen işaretin yeniden elde edilmesinde, birçok teknik bu frekans görüntülerinin minimumunu elde etmeyi amaçlar ve bu şekilde çalışır. Bu yüzden de, $f_{\text{görüntü}}(0)$ minimum olmalıdır. Bu şartı sağlamanın en basit ama önemli yolu ise, daha örnekleme aşamasında aşağıdaki (3.115) şartını yerine getirmektir.

$$\frac{f_s}{2} > f \quad (3.115)$$

Burada anılan $f_s/2$ frekansına Nyquist frekansı, (3.115) koşuluna ise Nyquist kriteri denmektedir. Şekil 3.26'teki örnek için orijinal işaret mavi sinüzoidal olarak seçilmişse ($f = f_{mavi}$) Nyquist şartı da sağlanmış olur. Fakat $f = f_{kırmızı}$ durumunda görüntünün minimum frekansı

$$f_{görüntü}(1) = |0.9 - 1| = 0.1 = f_{mavi} \quad (3.116)$$

şeklinde olur.

Bunun bir anlamı da, eğer kırmızı işaret örneklendiyse ve işaret yeniden elde edilmek istenirse kırmızı işaret yerine mavi işaret elde edilir. Çünkü her iki işaretten elde edilen örnekler aynı olduğuna göre, örnekleme algoritması örneklerin kırmızı işarete mi yoksa mavi işarete mi ait olduğunu bilemez ve minimum frekanslı sinüzoidal elde edilir.

Nyquist kriteri, örneklenen işaretin frekans bileşenlerinden en büyüğü için sağlanıyorsa; o işarettaki bütün frekans bileşenleri için sağlanıyor demektir. Bu şart, genellikle işaret örneklenmeden önce kullanılan ve işaretin taşıyabileceği maksimum frekansın tasarımcı tarafından belirlendiği bir alçak geçiren filtre ile sağlanır. Örtüşme önleyici(Anti-aliasing) filtre olarak da bilinen bu filtre sayesinde, filtrenin köşe frekansından büyük frekanslı bileşenler zayıflatılır ve yok edilir. Örnekleme frekansı da bu köşe frekansının 2 katından büyük seçilerek nyquist kriteri sağlanmış olur.

3.3.3 Pencereleme (Windowing)

Sayısal dünyada çalıştığımız için ve hesaplanabilirlik açısından her zaman sonlu uzunluklu verilerle çalışılmalıdır. Bunun anlamı, örneklenen işaretin sonlu sayıda örneğinin alınıp işlenmesi gereğidir. Dolayısıyla biz istemeden de olsa işaretin belli uzunluklu bir kısmını keserek işareti aslında birim kazançlı dikdörtgensel bir pencere ile çarpıyoruz.

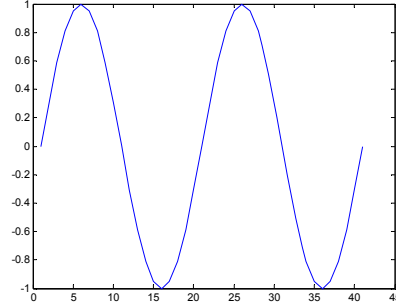
İşaretin ancak pencere dahilinde olan davranışı bilinebilir. Pencerenin dışında işaretin davranışı hakkında bilgi sahibi olunamaz. Pencerenin dışında işaretin nasıl davrandığı ile ilgili bir kabullenme yapılmalıdır. Fourier dönüşümü, katı bir kabullenme yaparak, işaretin pencere içinde kalan kısmının kendini tekrarladığını, pencere içindeki kısmın periyodik olduğunu varsayar.[14]

Bu şekilde örneklenen birçok işaret, örnekleme başlangıcında ve sonunda süreksizlikler gösterir ki, aslında ortada bu şekilde bir süreksizlik tabii ki yoktur. Keskin süreksizlikler, geniş frekans spektrumlarına sahip olduklarından bunlar, işaretin kendi spektrumu ile frekans domeninde konvole edildiklerinde, işaret spektrumundaki frekans bileşenlerinin de yayılmasına veya genişlemesine sebep olurlar. Yayılmadan kasıt, tek bir frekans noktası üzerinde yoğunlaşması gereken işaret enerjisi, sızıntı şeklinde bütün diğer frekans noktalarında da görülür. Hatta bu sızıntı enerji ile işaretin içerdiği başka küçük genlikli frekans bileşenleri de algılanamayacak şekilde kaybolabilir. Enerjinin bu sızıntı şeklinde spektrumun diğer noktalarında da görülmesine literatürde [14] “spektrumsal sızıntı (spectral leakage)” adı verilmektedir. Örnekleme başında ve sonunda, örnekleme doğasından gelen bu istemsiz süreksizlikler ne kadar büyürse, sızıntı da o kadar büyür.

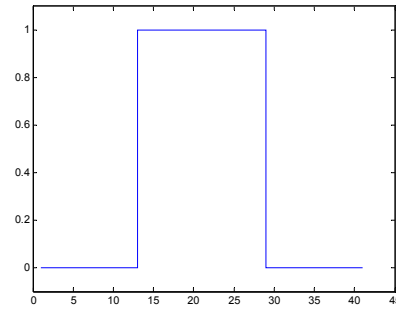
Bazı işaretler, rastlantısal olarak ya da tasarımın gereği bir şekilde öyle örneklenirler ki, bu örnekleme başında ve sonundaki süreksizlikler oluşmazlar. Bu şekilde örneklenmiş işaretlerde, spektrumsal sızıntı yok denecek kadar azdır. Spektrumsal sızıntıyı azaltmanın başka bir yolu ise işareti örnekledikten sonra başlangıç ve sondaki süreksizlikleri azaltacak bir pencere fonksiyonu ile çarpmaktır. Bu pencere fonksiyonu öyledir ki, pencere baş ve sonunda yavaşça sıfıra yaklaşır. Böylece pencere içindeki işaret tekrarlandığı varsayıldığında

süreksizlik olmaz. Böyle başlangıç ve sonunda sifıra yaklaşan veya sıfır olan fonksiyona “pencere fonksiyonu” ve bu fonksiyon ile zaman domeninde işareti çarpma işlemine “pencereleme” adı verilir.

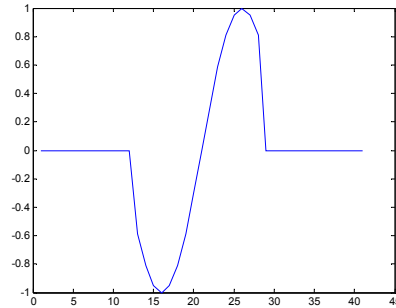
İşaretin örnekleme işlemi aslında işaretin, birim genlikli bir dikdörtgensel pencere ile çarpılması işlemidir.(şekil 3.27)



(a)



(b)

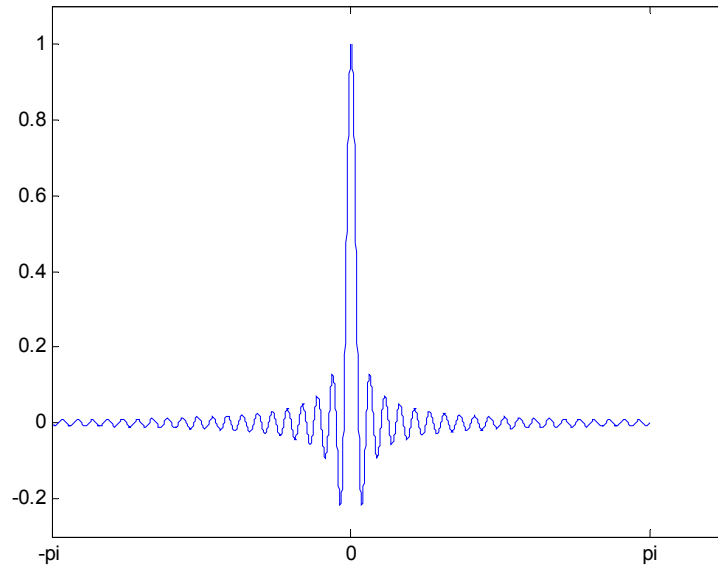


(c)

Şekil 3.27 (a) Analog işaret (b) Dikdörtgensel Pencere (c) Çarpım Sonucu

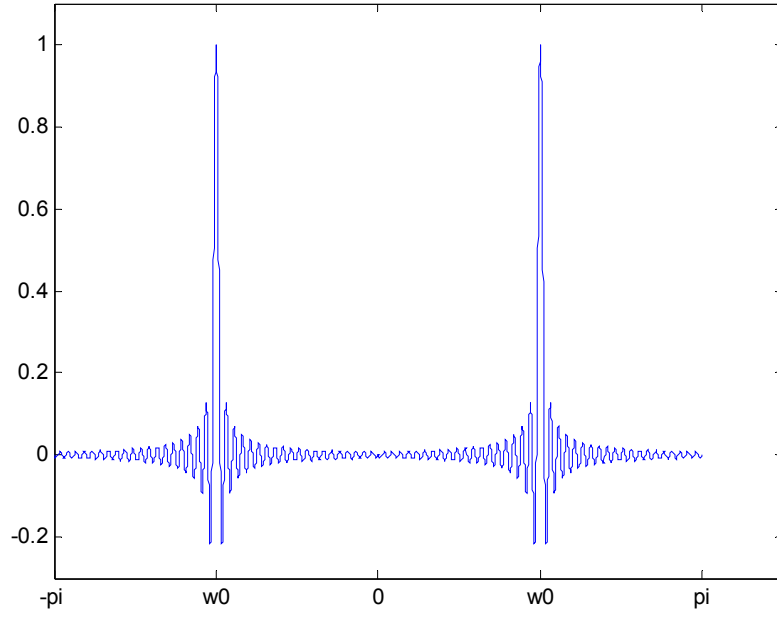
Şekil 3.27’de analog işaretin bir darbe katarı ile zaman domeninde çarpılması yani örnekleme gösterilmiştir. Örnekleme işaret şekil 3.27(c)’de gösterilmiştir. Dolayısıyla analizi yapılacak işaret aslında iki işaretin çarpımı olan yeni bir işarettir. Burada çarpılan işaretlerden biri olan bu darbe katarı, frekans spektrumunun bulunması yani HFD işleminde bazı olumsuzluklara yol açar. Zaman domeninde yaptığımız bu çarpma işlemi, frekans domeninde konvolusyona tekabül eder. Bunun anlamı da işaretin frekans cevabı ile darbe dizisinin frekans cevabının frekans domeninde konvole edilmesidir. Daha önce söylendiği gibi bu çarpma işlemi ve spektrumdaki bozulma sadece doğal bir zorunluluktan kaynaklanmaktadır.

Böyle bir darbe katarının frekans cevabı, sinc fonksiyonu olarak adlandırılır. Sinc fonksiyonu dalga şekli şekil 3.28’de verilmiştir.



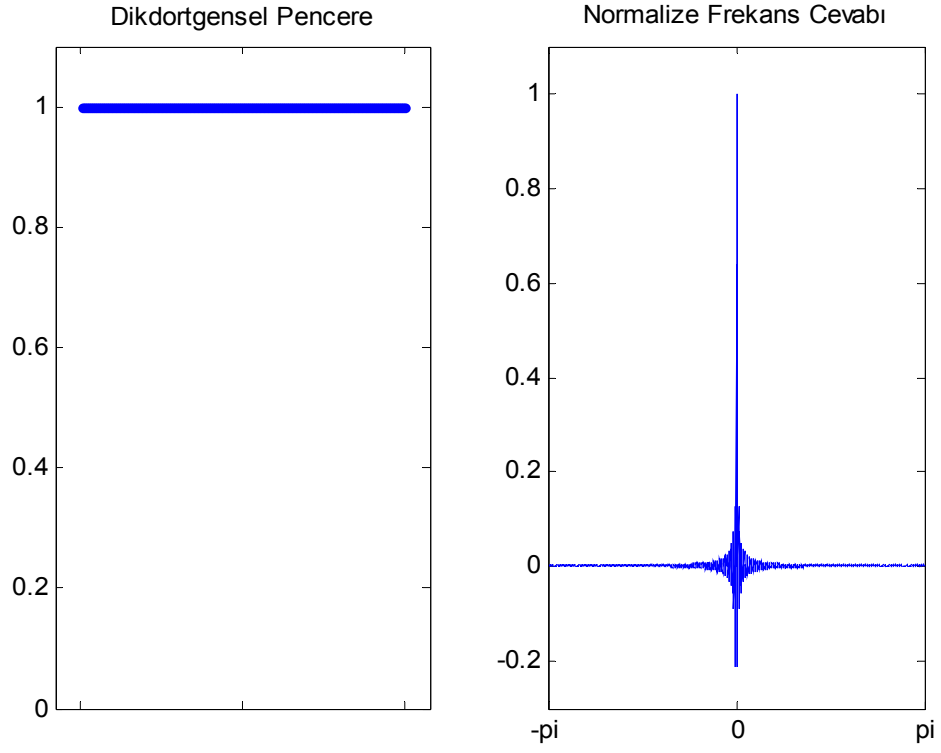
Şekil 3.28 Darbe katarının frekans cevabı olan sinc fonksiyonu grafiği

Dolayısıyla tek bir sinüsün frekans cevabı şekil 3.29’daki gibidir.

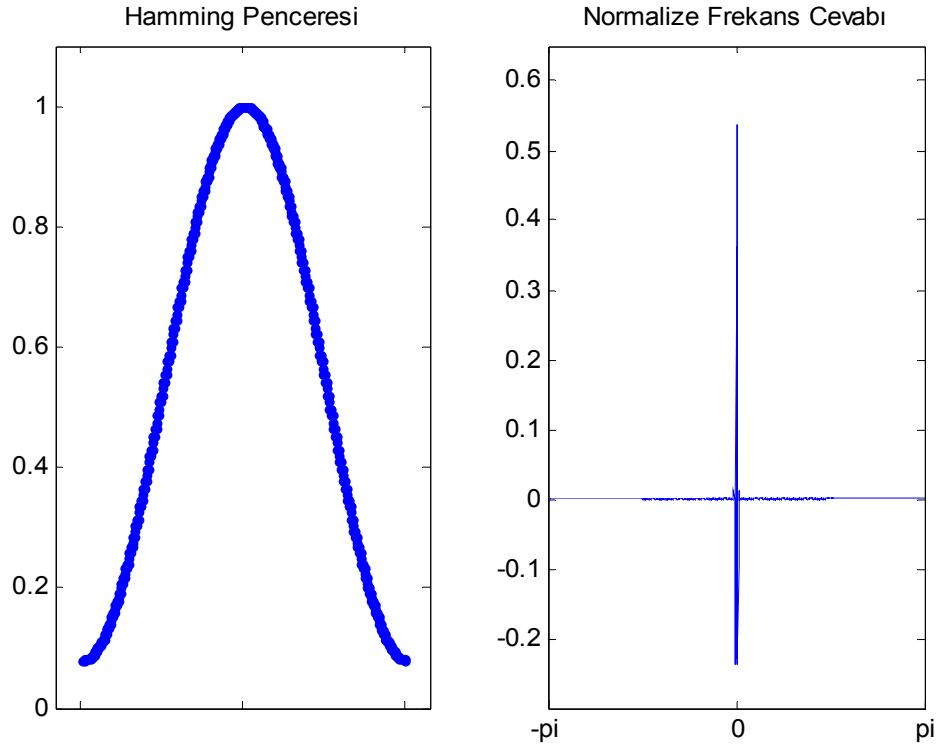


Şekil 3.29 Bir darbe katarı ile çarpılmış sinüzoidalın frekans cevabı

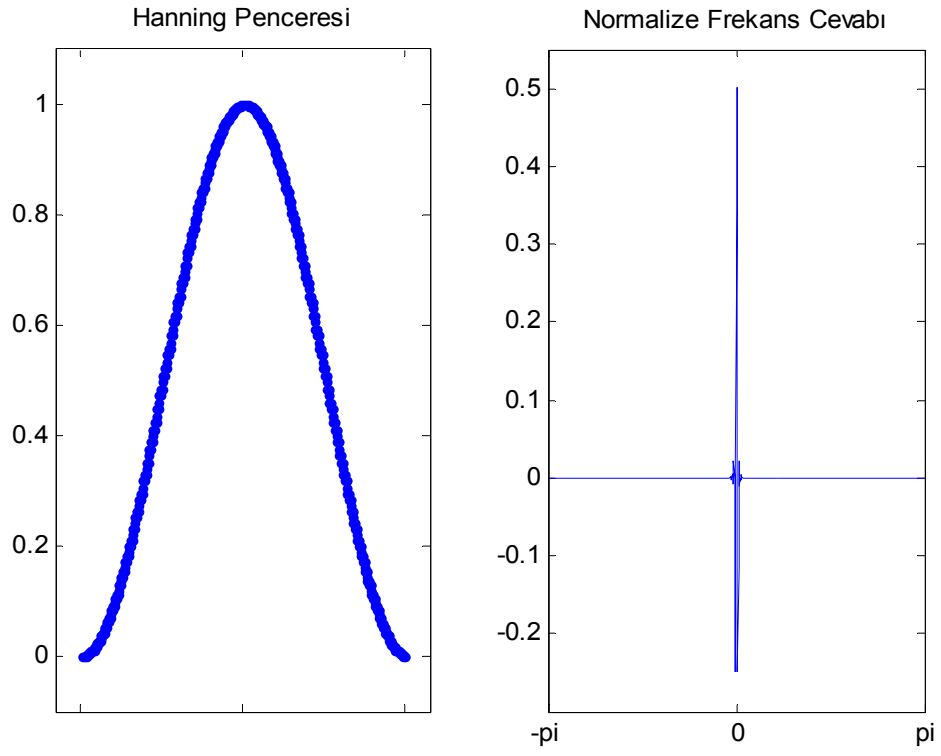
Görüldüğü üzere frekans cevabında bu gibi bozulmuş işaretlerle karşılaşılabilir. Aslında görülmek istenen bu grafikte tek başına iki darbedir. Demek ki, frekans cevabı dirac olan ya da dirac fonksiyonuna çok yakın olan pencere fonksiyonları kullanılabilirse en iyi sonuca ulaşılabilir. Bilinen bazı pencere fonksiyonları ve frekans cevapları aşağıdaki şekillerde verilmiştir:



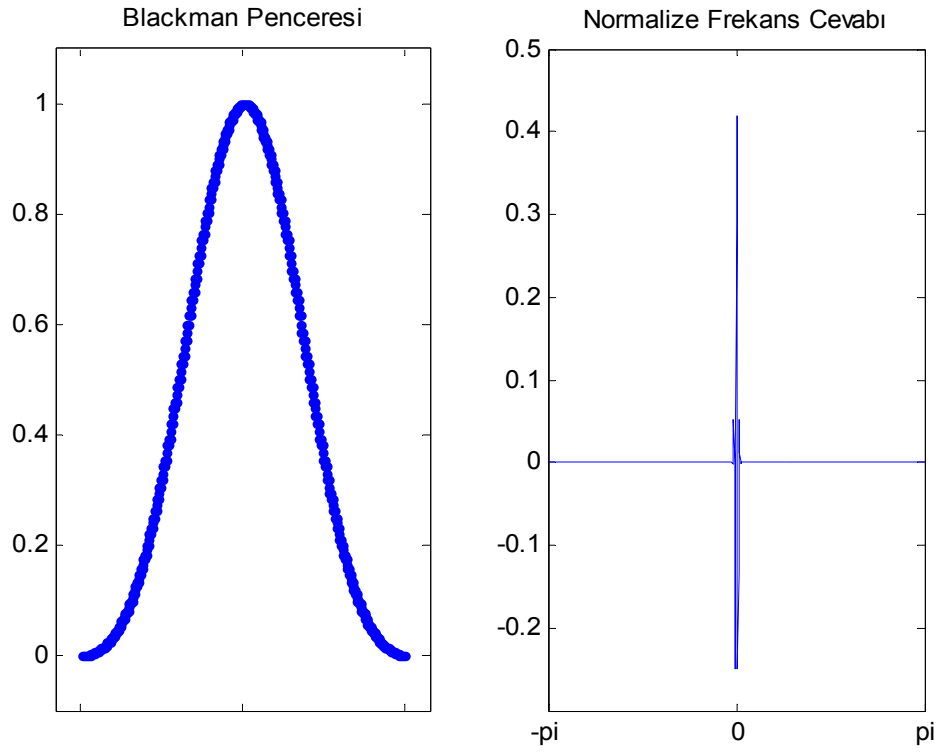
Şekil 3.30 Dikdörtgenel pencere ve frekans karakteristiği



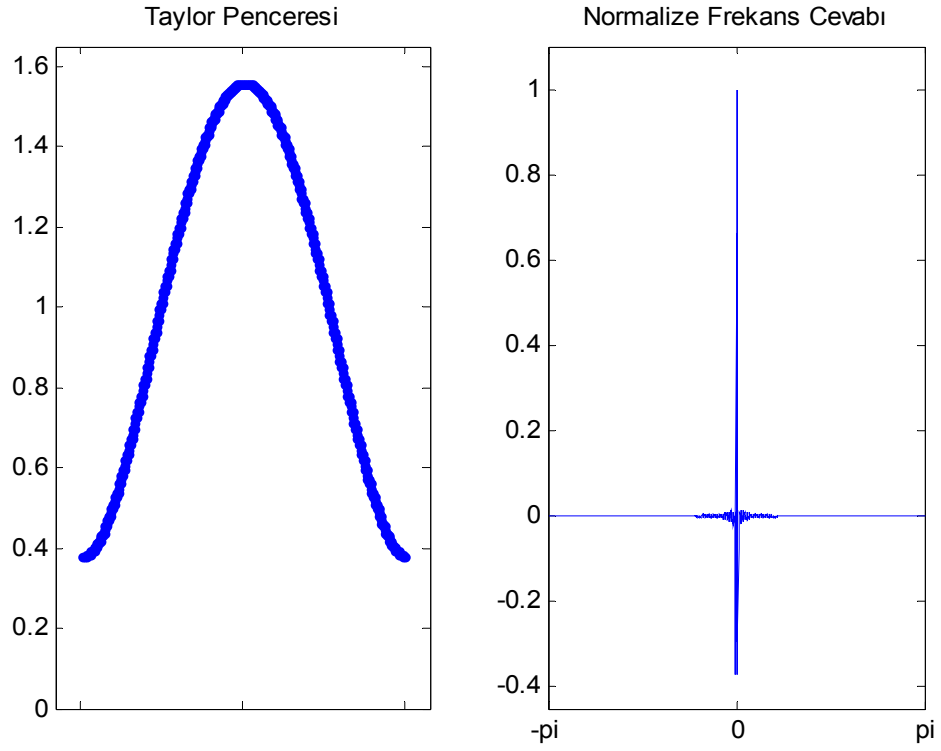
Şekil 3.31 Hamming penceresi ve frekans karakteristiği



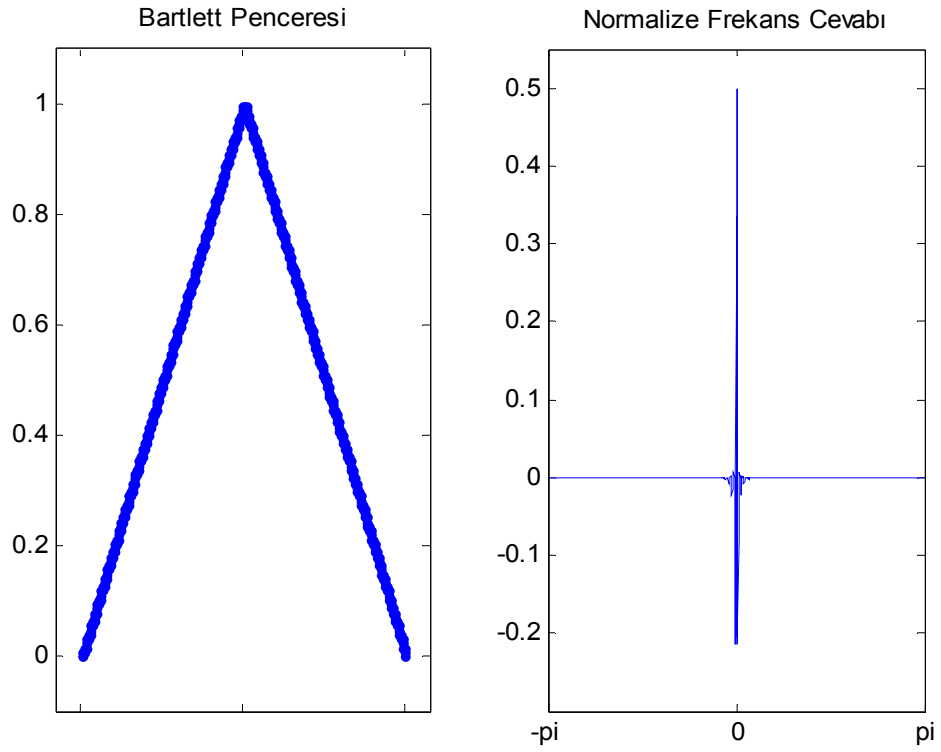
Şekil 3.32 Hanning penceresi ve frekans karakteristiği



Şekil 3.33 Blackman penceresi ve frekans karakteristiği



Şekil 3.34 Taylor penceresi ve frekans karakteristiği

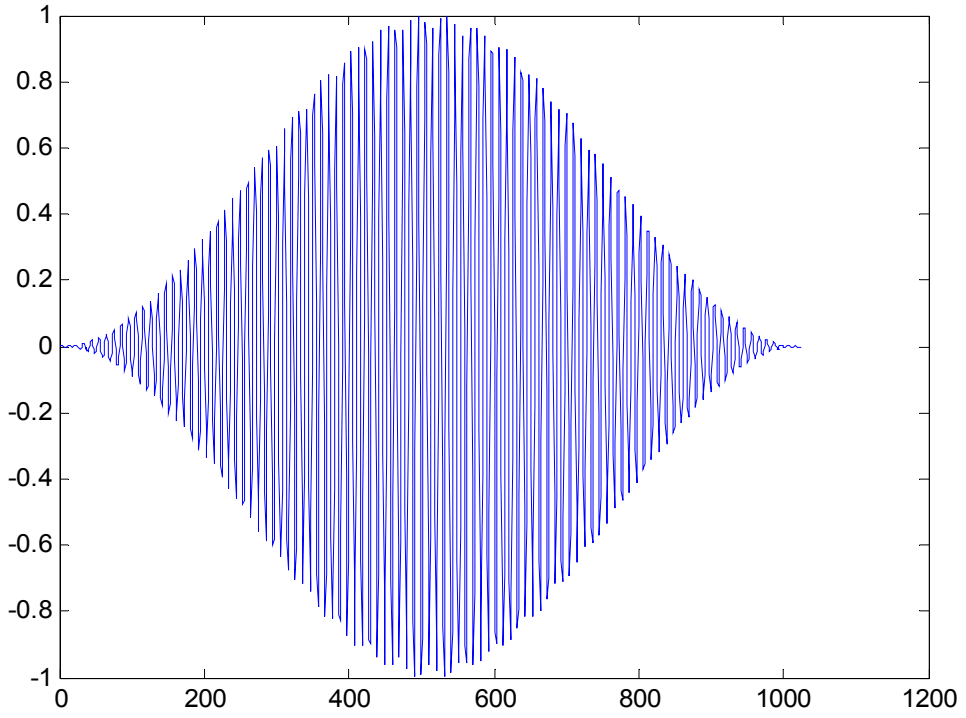


Şekil 3.35 Bartlett penceresi ve frekans karakteristiği

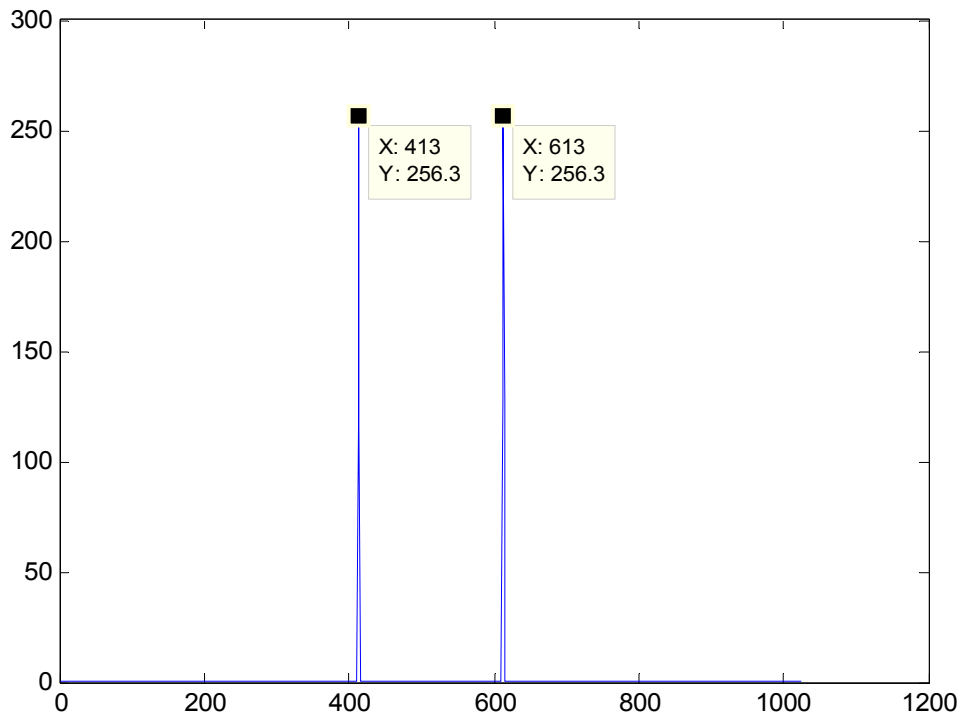
Şekillerden de görüleceği üzere normalize frekans cevabı olarak bir tanımlama yapılmıştır. Normalize kelimesinden kasıt pencerenin spektrumdaki DC kazancı ya da zaman domenindeki ortalamasıdır. Başka bir deyişle, pencere frekans cevabı işaretin spektrumu üzerinde konvole edildiğinde, işaret spektrumunu bu DC kazanç kadar zayıflatır.

Spektrumsal sızıntının olmadığı ve işaret frekansının, tam olarak HFD'nin temsil edebildiği her hangi bir frekans noktasında olduğu ideal bir durum için işaretin spektrumun o noktasındaki genliği, olması gerekenin pencerenin DC kazancı ile çarpılmış halidir.

Şekil 3.21'de 1 kHz frekanslı bir işaret verilmişti. Bu işaret, frekans spektrumunda $\frac{F_s}{N}$ 'in herhangi bir tam katı üzerinde bulunsun diye 10240 Hz örnekleme frekansında örneklenmişti. Böylece fiziksel dünyada sabit bir örnekleme frekansı ile pek de mümkün olmayacak ideal bir durum oluşturulmuştur. Şekil 3.21'de gösterilen spektrumda aslında hiçbir pencere fonksiyonu kullanılmamıştır ya da dikdörtgensel pencere fonksiyonu kullanılmıştır denilebilir. İşarettten alınan örnekler, aynı 1024-uzunluklu Hanning penceresi ile çarpıldığında ise pencere kullanılmamış durumda 512 olarak görülen spektrumdaki genlik şekil 3.37'de görüldüğü üzere 0.5005 ile çarpılmış ve 256.3 olarak bulunmuştur. 0.5005 değeri 1024-uzunluklu Hanning penceresi üzerinde bulunan her bir noktanın toplamının 1024 uzunluğuna bölünüp elde edilen ortalamasından, ya da DC kazancından başka bir şey değildir.



Şekil 3.36 Hanning penceresi ile 10240 Hz'te örneklenen 1 kHz frekanslı işaretin çarpımı



Şekil 3.37 Hanning penceresi ile elde edilmiş bir spektrum

Şekil 3.37’de verilen örnek işaret frekansının $\frac{F_s}{N}$ ’in tam katı olması durumunda elde edilmiştir. Eğer işaret frekansı $\frac{F_s}{N}$ ’in tam katı üzerinde bulunmazsa yine tek bir HFD frekans noktası üzerinde yoğunlaşması gereken işaret gücü diğer frekans noktalarında da görülmeyecektir. Oluşan bu hataya “çentik (Ing. literatürde scalloping veya picket-fence) hatası” ya da “çentik kaybı” denmektedir.

Çentik kaybının maksimum olduğu durum işaret frekansının, HFD frekans noktalarından her hangi ikisinin tam ortasında olduğu frekans değerinde olmasıdır.

Bu tezde çentik kaybı ile ilgili olarak simülasyonlar yapılmıştır. Sabit örnekleme frekansı ($f_s = 5KHz$) ile değişik frekanslı sinüs işaretlerinden 1024-nokta oluşturacak şekilde örnekler alınmış, bu örnekler tezde adı geçen pencere fonksiyonları ile zaman domeninde çarpılmış, ve her bir pencerelemiş örneğin HFD’si alınarak spektrumdaki sinüs genliğinin ne olduğuna bakılmıştır. Belli düzeyde bir hata kabul edilip, elde edilen bütün spektrumlardaki sinüs genliklerinin ortalaması alınarak; her bir pencere için bu ortalamayı olması gereken değere taşıyacak birer çarpan bulunmuştur. Her bir kullanılan pencere için bulunan çarpan değeri ile pencere fonksiyonu çarpılmış ve spektrumda görülecek harmoniklerin genlikleri olmaları gereken değerlerine düzeltilmeye çalışılmıştır. Bu şekilde ortalama almakla ve bu ortalama ile spektrumdaki genliğin düzeltilmesine çalışılması genlikte hatanın yapılmaması anlamına gelmemektedir. Ancak çentik kayıplarının minimize edilmesine çalışılmıştır.

3.3.4 Toplam Harmonik Distorsiyon Ölçümü

Toplam harmonik distorsiyon (THD), herhangi bir sinyal üzerindeki var olan bütün harmonik bileşenlerin (temel bileşen hariç) güçlerinin toplamının, temel bileşenin gücüne oranı olarak tanımlanmaktadır.[7]

$$THD = \frac{\sum \text{harmonik güç}}{\text{temel frekans işaretini gücü}} = \frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n}{P_1} \quad (3.117)$$

(3.117) denklemindeki güç oranının yerine genlik oranı da THD ölçümünde kullanılmaktadır.

Bu durumda,

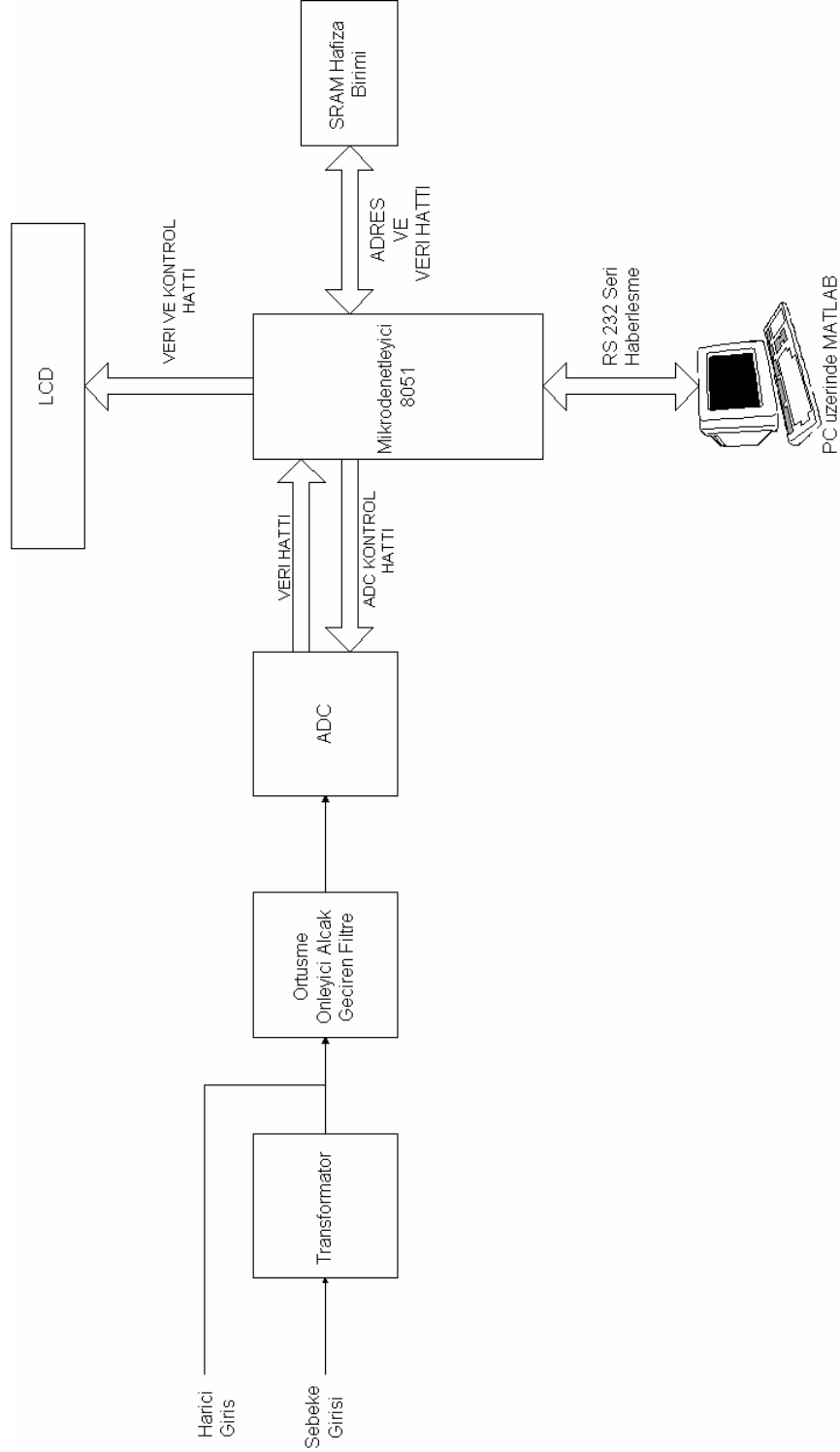
$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \quad (3.118)$$

olur.

(3.118) denklemine bakacak olursak eğer bir sinyalin hiç harmoniği yoksa, yani saf sinüs işareti ise THD=0 olur. Bizim istediğimiz de zaten harmonik distorsiyonun olmamasıdır. Bu yüzden bir işaretin THD'si ne kadar küçükse, o işaret için o kadar az harmonik distorsiyona uğramıştır denir.

4. MİKRODENETLEYİCİLİ HARMONİK ANALİZÖR SİSTEMİNİN GERÇEKLENMESİ

Sistemin genel blok diyagramı Şekil 4.1’de verilmiştir. Sistem, içinde veri toplama yazılımı olan mikrodenetleyici donanımı ve üzerinde MATLAB yazılımı çalışan PC den oluşmaktadır.



Şekil 4.1 Sistemin genel donanımsal yapısı

Şekil 4.1 incelenecek olursa sisteme 2 tip giriş yapılabilmektedir. Bu girişlerden birisi şebeke girişidir. Şebeke girişini direkt olarak şebeke girişi adındaki girişe bağlayarak şebeke üzerinde var olan harmonikler incelenebilmektedir. Şebeke girişi bağlarken harici bir giriş uygulanmamalıdır. Bu istenmeyen ve ya hatalı analizle sonuçlanabilmektedir. Aynı şekilde, harici giriş incelenirken de şebeke girişi bağlı olmamalıdır. Şebekeden yaklaşık 310 V tepe gerilimli işaret girilebilmektedir. Bu işaret ADC'ye ve ya ondan da önce bağlı olan filtre kısmına doğrudan uygulanırsa, genlik yüksekliğinden donanıma zarar verebilecektir. Ayrıca devre üzerinde kullanılan ADC, ± 10 V'luk bir aralıkta ölçüm yapabilmektedir. Bu yüzden, şebekeden okunacak işaretin genliğinin makul sınırlara indirilmesi gerekmektedir. Bu iki yöntem ile yapılabilir. Bunlardan birisi bir direnç devresi ile gerilim bölücü oluşturmak ve işareti bu şekilde istenilen sınırlara çekebilmektir. Yalnız bu şekilde şebekeden, bağlı kaldığı sürece güç tüketileceği ve bu dezavantajı aşmak için olabildiğince yüksek direnç değerleri ile gerilim bölücü devresinin oluşturulması gereği unutulmamalıdır. Yöntemlerden diğeri ve aynı zamanda sistemde kullanılan yöntem ise şebeke geriliminin bir trafo vasıtasıyla düşürülmesidir. Kullanılan trafo 310 V tepe gerilimine sahip şebeke gerilimini yaklaşık 7.2 V civarına düşürmektedir. Bu değer, özel bir değer olmayıp ADC ölçüm sınırının içinde olması yeterlidir.

Girişi yapılabilecek diğeri bir işaret türü ise her hangi bir sinyal kaynağının harmonik analizinin yapılabilmesi için kullanılan harici sinyal girişidir. Bu giriş yapılırken dikkat edilmesi gereken nokta harici girişin yine sınırın üzerine çıkmaması gereğidir. Yapılan denemeler sonucunda görülmüştür ki ± 8.5 V genliğine kadar harici giriş uygulanabilmekte, bu değerden daha büyük değerler doğru ölçülememektedir. Harici giriş devreye uygulanırken trafonun çıkış direncinin çok küçük olması nedeniyle, harici giriş işareti çökmekteydi. Bu olumsuzluğu ortadan kaldırmak için trafonun sekonder kısmına seri bir direnç bağlanmıştır. Böylece çıkış direnci artmış ve uygulanan harici giriş bozulmamıştır. Bu direncin varlığı şebeke girişi harmonik analizini etkilememektedir.

Trafodan alınan işaret ise 10. dereceden bir aktif alçak geçiren filtre bloğuna girilerek harmonik analiz sırasında örtüşmeler giderilmeye çalışılmıştır. Bu filtre, oldukça yüksek dereceden seçilmiş ve keskin bir filtre karakteristiği elde edilmeye çalışılmıştır. Önceki bölümlerde değinildiği üzere örnekleme frekansının yarısını geçiren bir alçak geçiren filtre

yeterli olmasına rağmen, yani filtre köşe frekansı $\frac{f_s}{2}$ seçilebilecekken ($f_s = 5kHz$), bu tür uygulamalarda bir gelenek halini almış olarak filtre köşe frekansı bu değerin de biraz altında alınarak örtüşme ihtimali iyice azaltılmıştır. Bu uygulamanın önemli bir sebebi kullanılan filtrenin köşe frekansından biraz büyük frekanslı işaretleri tam olarak süzememesidir. Bu işaretlerin genlikleri zayıflamasına rağmen tam olarak sıfırlanamamaktadır. Bu yüzden, filtre köşe frekansı $f_c = 2kHz$ seçilmiştir, ve yaklaşık 0.5kHz'lik bir koruma bandı oluşturulmuştur.

Filtre çıkışında, artık analog yapıdaki işaretin sayısal dünyaya adaptasyonu yapılmalıdır. Bu görev için bir ADC kullanılmalıdır. Kullanılan ADC'nin en belirgin özellikleri ± 10 V ve ± 5 V'luk girişlere sahip olması ve bu aralıktaki değerleri 12-bit ile örnekleyebilmesidir. 12 bit oldukça iyi bir çözünürlük sağlamaktadır.

ADC'nin örnekleme ve ayrıca sistem üzerinde bulunan LCD'nin sürülmesi, SRAM hafızaya okunan verilerin depolanması ve depolanan verilerin tekrar okunarak işlenmek üzere bilgisayara aktarılması işini sistem üzerindeki temel kontrol elemanı olan mikrodenetleyici gerçekleştirmektedir. Atmel 8051 ailesinden olan mikrodenetleyici, sistem üzerinde maliyeti bakımından en uygun elemanlardan biri olmasına karşın, işlevsel olarak bütün kontrol ve davranış işlevlerini yerine getirmekte ve en önemli eleman olmaktadır.

Kullanılan LCD, 2 satır ve her satırda 16 karakterden oluşmaktadır. Analiz sonucunda, oluşan çıktılarından işaretin temel frekansının (f_0) ve toplam harmonik distorsiyonun (THD) sayısal değerinin devre üzerinde de görüntülenebilmesi için kullanılmıştır. LCD, mikrodenetleyici tarafından sürülmekte ve kontrol edilmektedir. Aynı zamanda şu bilgi de verilmelidir ki, LCD ve ADC veri hattı aynıdır ama mikrodenetleyicinin sağladığı kontrol işaretleri ile birbirlerinin çalışmasını etkilememektedir. Bu şekilde ortak veri hattının kullanılması ile port yetersizliği sorunu aşılmıştır.

Hafıza bloğu, statik RAM olarak seçilmiştir. 32 KB kapasitesi olan hafıza bloğunun her döngüde aynı 2048 Bayt'lık kısmı kullanılmaktadır. Örneklenen işaretin sayısal değerleri

hafıza bloğunda tutulmaktadır.

Bilgisayara seri olarak yollanan işaretin sayısal örnekleri, MATLAB simülasyon ortamında tasarlanmış arayüz ile detaylı olarak gösterilmekte ve bu örneklerin harmonik analizleri detaylı olarak bilgisayar ekranında yapılmakta, kullanıcıya sunulan çeşitli seçeneklerle analiz şartları değiştirilebilmekte ve harmonik analiz işlemi bütünüyle bilgisayar ortamında gerçekleştirilmektedir.

Devre, dışarıdan simetrik olarak ± 12 V besleme gerilimine ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca devre içerisinde sayısal entegrelerin çalışabilmesi için +5 V'luk gerilime de ihtiyaç duyulmaktadır. Bu gerilim, +5 V regülatör entegresi olan LM7805 ile sisteme sağlanmıştır.

İlerleyen bölümlerde, kısaca bahsedilen bu donanım bileşenlerinin her biri ve aynı zamanda sistem yazılımı da daha detaylı olarak anlatılmıştır.

4.1 Donanım Özellikleri

Bu bölümde sistem içinde kullanılan donanımsal bloklar ve özellikleri madde madde anlatılmıştır.

4.1.1 AT89S52 Mikrodenetleyicisi ve Özellikleri

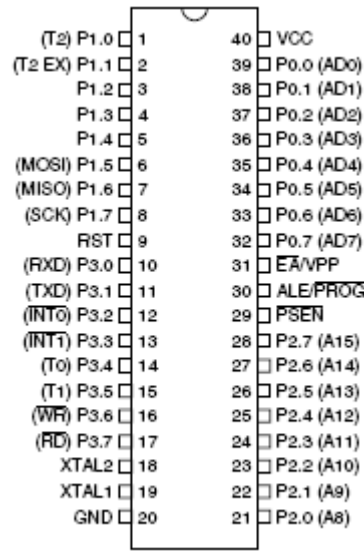
Intel firması tarafından 1976 yılında piyasaya sürülen 8048 mikrodenetleyicisi dünyada üretilen ilk mikrodenetleyicidir. Üretiminde yaklaşık 17.000 transistör kullanılan 8048, kısa sürede kontrol uygulamalarının değişmez elemanı olmuştur. Artan gereksinimleri karşılamak üzere Intel firması, 1980 yılında MCS-51 mikrodenetleyici ailesinin ilk ürünü olan 8051 mikrodenetleyicisini piyasaya sürmüştür. 60.000 transistör içeren 8051 mikrodenetleyicisi Intel'den üretim izni alan birçok firma tarafından günümüzün ihtiyaçlarına cevap verecek şekilde gün geçtikçe geliştirilmekte ve yeni teknolojiler içermektedir. (Turan Özcerit vd., 2005)

Artık bir endüstri standardı haline gelen 8051 mikrodenetleyicisinin, istenen uygulamalara yönelik çok geniş ürün yelpazesi sunması, ucuz ve kolay temin edilebilmesi, birçok firma tarafından üretilmesi ve desteklenmesi, kitap ve internet dökümanlarının rahatlıkla temin edilebilmesi vb... üstünlükleri nedeniyle kullanımı oldukça yaygındır.

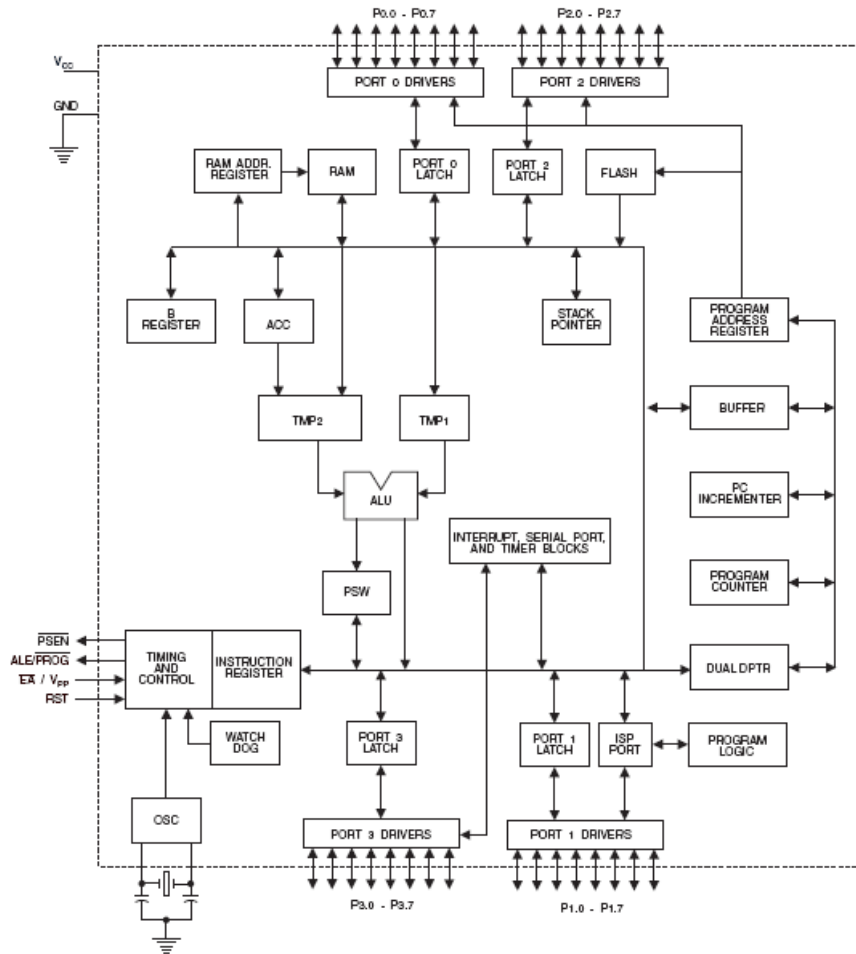
Günümüzde 8051 tabanlı mikrodenetleyiciler daha düşük güç tüketen CMOS teknolojisi ile üretilmektedir ve 80C51 şeklinde adlandırılır. Sistem üzerinde bulunan 89S52 sürümü ise MCS-51 ailesinin oldukça geliştirilmiş bir üyesidir.

AT89S52 mikrodenetleyicisinin bazı temel özellikleri aşağıda listelenmiştir:[8]

- Bütün MCS-51 ürünleri ile uyumludur.
- Düşük güç tüketimi sağlayan CMOS yapıdadır.
- 8 KB'lık sistem içinde programlanabilir (ISP) flaş hafızaya sahiptir ve yaklaşık 1000 kez yazılıp silinme ömrüne sahiptir.
- 4.0 V ile 5.5 V gerilim sınırları arasında çalışabilir.
- 3 seviyeli program hafızası kilidine sahiptir.
- 256 x 8-bit iç RAM'i bulunur.
- 32 adet programlanabilir giriş / çıkış terminaline sahiptir.
- 3 adet 16-bitlik zamanlayıcı / sayıcıya sahiptir.
- 8 farklı kesme kaynağına sahiptir.
- Çift-yönlü (Full-Duplex) UART seri kanalına sahiptir.
- Düşük güç tüketmek üzere yazılımla sağlanan düşük güç ve uyku modlarında çalışma özelliği vardır.
- Çift veri işaretçisi bulunur.
- Hızlı programlama zamanı sağlar.



Şekil 4.2 40-Bacaklı PDIP kılıf AT89S52 genel görünümü



Şekil 4.3 AT89S52 iç yapısı blok diyagramı

4.1.1.1 AT89S52 Terminal Bağlantıları ve Tanımları

VCC

Besleme gerilimidir. Genel olarak minimum 4.5 V maksimum 5.5 V sınırları arasındadır.

GND

Toprak ucudur. Devrenin toprağına bağlanır.

Port 0 (P0)

Port 0, iki amaç için kullanılabilen 8 ayakta oluşan bir porttur. En az sayıda eleman içeren bir sistemin tasarımında genel amaçlı giriş / çıkış portu olarak kullanılabilir. Harici bellek kullanılan daha büyük çaplı tasarımlarda ise bu port, hem veri hem de adres yolu olarak kullanılır. Genel amaçlı giriş / çıkış portu olarak kullanıldığında, açık kanal (open-drain) olduğundan çekme (pull-up) dirençleri ile birlikte kullanılmalıdır.

Port 1 (P1)

Sadece giriş / çıkış portu olarak kullanılır. P1 uçlarının ikinci bir görevi olmadığından harici elemanlar için ara yüz olarak kullanılabilirler.

Port 2 (P2)

İki amaçlı kullanıma sahip olan P2, harici belleğe ihtiyaç duyulduğunda adresin yüksek değerlikli 8 hattını (A8-A15) oluşturur ya da harici belleğe gerek duyulmadığında genel amaçlı giriş / çıkış portu olarak kullanılabilir.

Port 3 (P3)

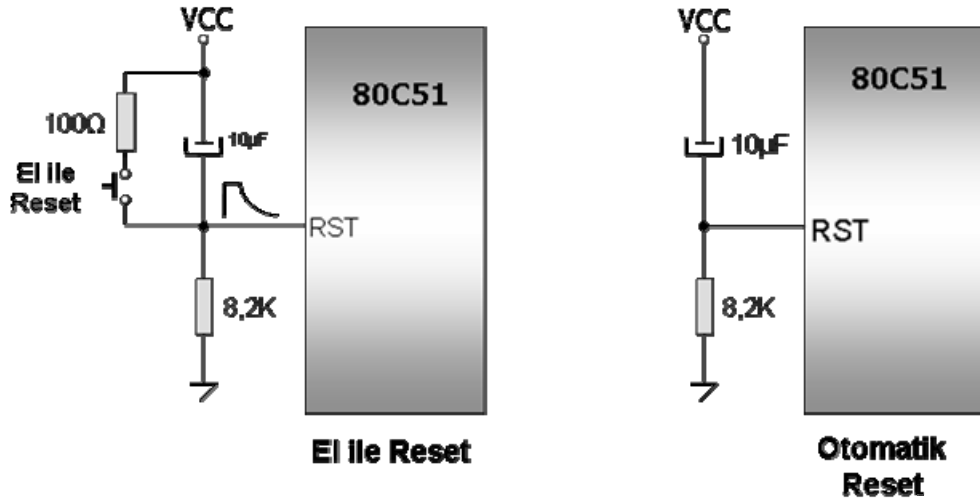
8051'in iki amaçlı portlarından birisi olan P3, genel amaçlı olarak kullanılabilirdiği gibi çeşitli alternatif özelliklere sahip olan her bir ucu sayesinde farklı amaçlar için de kullanılabilir. P3'ün sahip olduğu alternatif özellikler çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 Port 3'ün alternatif görevleri

Uç	İsim	İşlevi
P3.0	RxD	Seri kanal veri girişi
P3.1	TxD	Seri kanal veri çıkışı
P3.2	INT0	Harici kesme 0 girişi
P3.3	INT1	Harici kesme 1 girişi
P3.4	T0	Zamanlayıcı/sayıcı 0 harici girişi
P3.5	T1	Zamanlayıcı/sayıcı 1 harici girişi
P3.6	WR	Harici belleğe yazma işareti çıkışı
P3.7	RD	Harici bellekten okuma işareti çıkışı

Yeniden Başlatma (RST, Reset)

8051'i yeniden başlatmak için kullanılan en öncelikli kesme işaretidir. Bu uç yüksek seviye (lojik '1') yapıldığında sıfırlama işleminin gerçekleştirilmesi için en az 2 makine çevriminin geçmesi gerekmektedir. Bu durumda dahili saklayıcıların içerikleri başlangıç durumundaki değerler ile yenilenir. Sıfırlama (reset) işlemi şekil 4.4'te görüldüğü gibi elle (manual) veya otomatik (power on) olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilir.



Şekil 4.4 8051 Mikrodenetleyicisinde reset işlemi

ALE (Address Latch Enable)

8051'in 30 numaralı ucu olan ALE, P0 portundaki bilginin veri ya da adres olup olmadığı seçimini yapmak için kullanılır. Adres bilgisi Port 0'a aktarıldığında ALE ucu aktif (lojik '1') olur. Port 0'da veri bilgisi bulunduğunda ise pasif (lojik '0') olur.

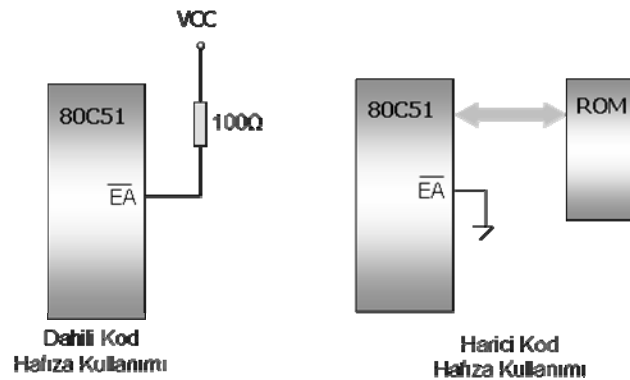
ALE, adres ve veriyi birbirinden ayırmak için bir tutucu (latch) tümdevresinin kapı (yetkilendirme) ucuna bağlanır. Genellikle 74573 veya 74373 tümdevreleri bu fonksiyonu gerçekleştirmek üzere kullanılır. Bu uç aynı zamanda dahili EPROM bulunduran 8051'lerde programlama giriş işareti olarak da kullanılır.

PSEN (Program Store Enable)

Harici program belleğini yetkilendirmek için kullanılan kontrol işaretidir. Düşük seviyede (lojik '0') aktif olan bu uç, 8051'in 29 numaralı ucudur. Genellikle EPROM'un okunmasına izin veren uca bağlanır.

EA (External Access)

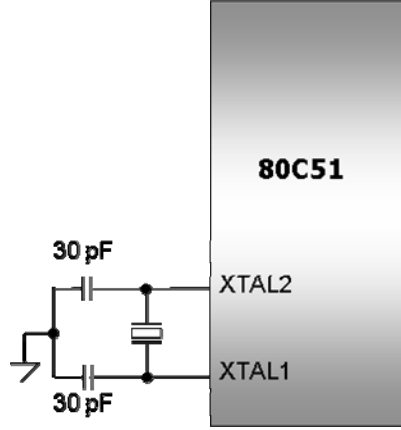
8051'in 31 numaralı ucudur ve düşük seviyede aktiftir. +5 V'luk besleme gerilimine ya da şaseye bağlanır. Eğer bu uç VCC'ye bağlanırsa programlar dahili ROM'dan, şaseye bağlanırsa sadece harici bellekten çalıştırılır.



Şekil 4.5 Harici veya dahili kod bellek kullanımı

Osilatör Girişleri (XTAL1, XTAL2)

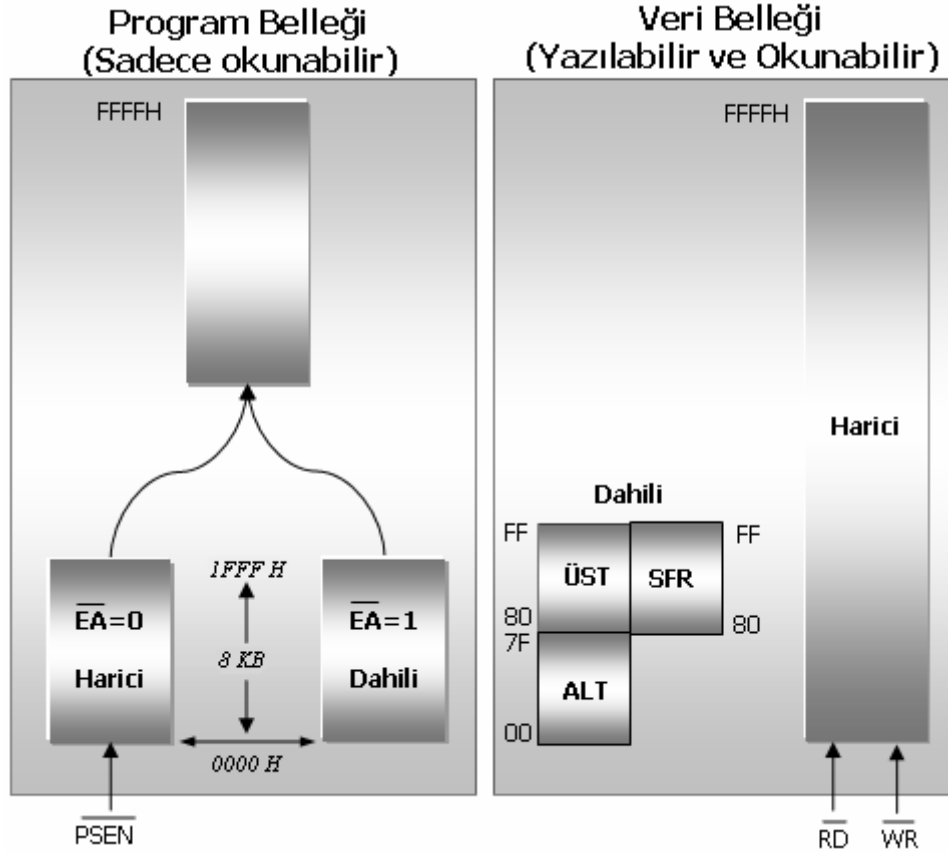
8051'in XTAL1 ve XTAL2 olmak üzere 2 adet osilatör girişi vardır. Bu girişlere içerisindeki osilatörlere kaynak oluşturacak şekilde bir rezonans devresi bağlanır. Genellikle bir kristal ve iki adet kondansatör bu görevi yerine getirir. MCS-51 ailesindeki çoğu mikrodenetleyicinin nominal kristal frekansları 12 MHz'dir. Kondansatörlerin değeri kritik değildir. 27-47 pF arasında seçilebilir, ancak tipik değeri 30 pF'tır.



Şekil 4.6 8051 Mikrodenetleyicisinin kristal bağlantısı

4.1.1.2 AT89S52 Mikrodenetleyicisi Bellek Organizasyonu

MCS-51 ailesi mikrodenetleyicilerinin bellek yapısı Harvard mimarisine uygun olarak tasarlanmıştır. Bu bellek mimarisinde program (kod) ve veri bellekleri şekil 4.7’de görüldüğü gibi fiziksel olarak ayrıdır. Uygulamalarda dahili kod ve veri belleğinin yetersiz kaldığı durumlarda, hariçten bağlanan bellek kullanmak da olasıdır.



Şekil 4.7 AT89S52 mikrodenetleyicisinin bellek yapısı

Bellek yapısı ve organizasyonu ile ilgili daha detaylı bilgiye (Turan Özcerit vd., 2005) referans kitaptan ulaşılabilir.

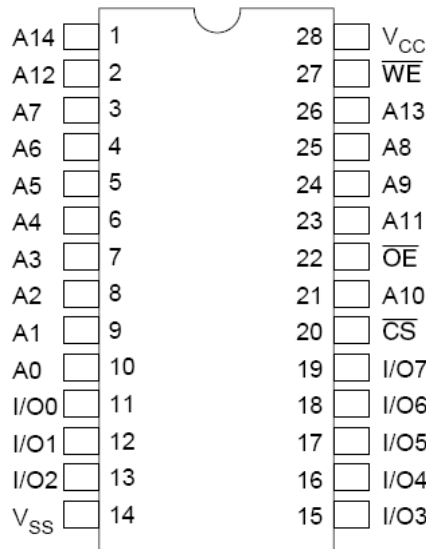
4.1.2 HM62256BLP-12 SRAM Hafıza Birimi ve Özellikleri

Bu sistemde kullanılmış olan mikrodenetleyicinin iç veri belleği yetersiz olduğundan harici veri belleği bağlanmıştır. Sistem çalışırken bu bellek sürekli olarak her döngüde yazılıp okunduğundan RAM tipi bir hafıza elemanı seçilmiştir. RAM olarak da, statik RAM (SRAM) kullanılmıştır. SRAM'in en belirgin özelliği besleme var olduğu sürece üzerinde bulundurduğu veriyi bir tazeleme işlemine ihtiyaç duymaksızın saklayabilmesidir. SRAM elemanı ayrıca CMOS teknolojisi sayesinde düşük güç tüketimi de sağlamaktadır.[9]

Sistem üzerinde kullanılan SRAM, HM62256BLP-12 entegresidir. Bu SRAM'in bazı özellikleri çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2 SRAM HM62256BLP-12 özellikleri

↪	32 KByte hafıza kapasitesi
↪	+5 V besleme gerilimi
↪	Maksimum 85 ns hafızaya erişim süresi
↪	1 μ W bekleme güç tüketimi
↪	Bütünüyle statik hafıza ile bir saat veya zamanlama işaretine ihtiyaç yoktur.
↪	Eşit yazma ve okuma süreleri
↪	3-durumlu çıkışlar ile hafıza kullanılmadığında veya aktif olmadığında sistem etkilenmez.
↪	Bütün girişler ve çıkışlar TTL uyumludur



Şekil 4.8 28-Bacaklı PDIP kılıf SRAM HM62256BLP-12 genel görünümü

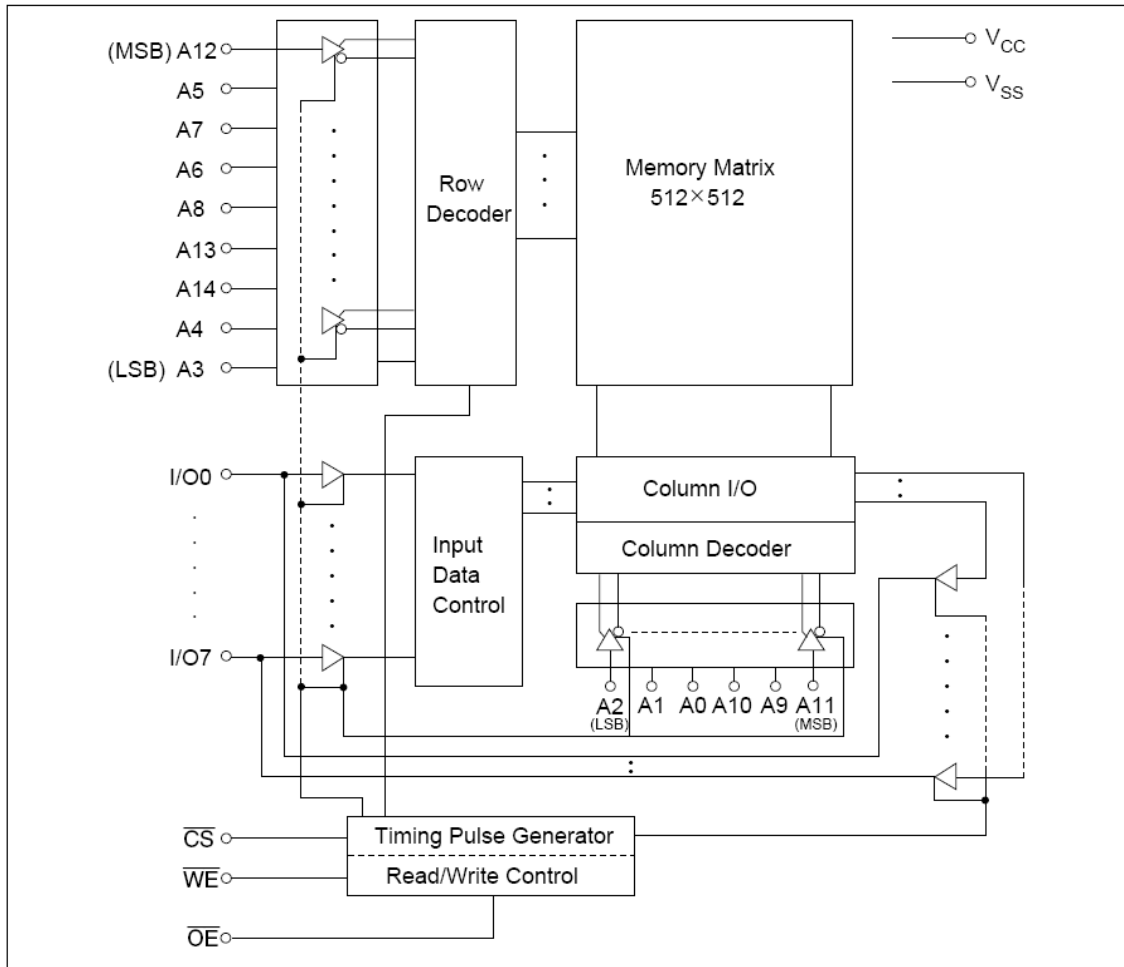
4.1.2.1 HM62256BLP-12 Terminal Bağlantıları ve Tanımları

SRAM HM62256BLP-12 bacak fonksiyonları çizelge 4.3’de verilmiştir.

Çizelge 4.3 HM62256BLP-12 uç fonksiyonları tablosu

Bacak Adı	Fonksiyon
A0 - A14	15-bit adres bilgisi girişleri
I/O0 - I/O7	8-bit veri giriş / çıkışı
\overline{CS}	sıfır-aktif entegre seçim ucu
\overline{WE}	sıfır-aktif hafızaya yazma izin ucu
\overline{OE}	sıfır-aktif hafızadan okuma izin ucu
Vcc	+5 V besleme
Vss	toprak

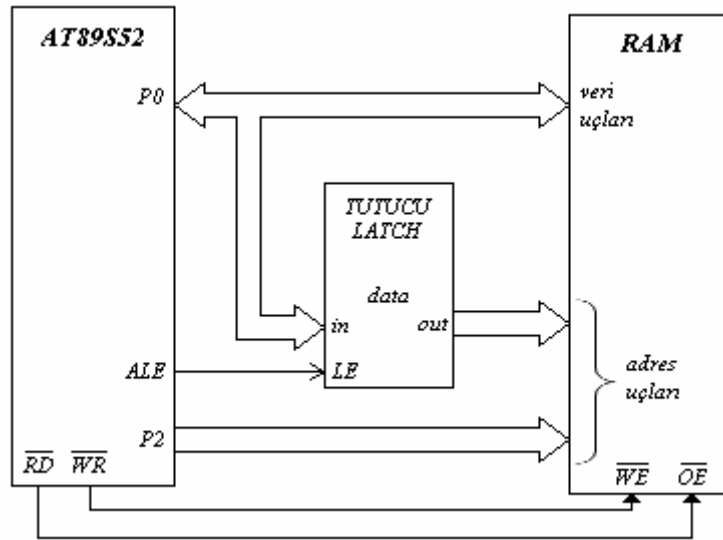
4.1.2.2 HM62256BLP-12 İç Yapısı Blok Diyagramı



Şekil 4.9 HM62256BLP-12 iç yapısı blok diyagramı

4.1.2.3 SRAM Biriminin Mikrodenetleyici ile Olan Bağlantı Yapısı ve Veri Haberleşmesi

Genel olarak, MCS-51 ailesi mikrodenetleyicileri veri saklamak üzere kendi iç RAM'leri yetmediğinde harici bir RAM kullanmak durumunda kalırlar. Bu RAM, statik bir RAM olmak üzere AT89S52 mikrodenetleyicisi ve diğer MCS-51 ailesi mikrodenetleyicilerinin böyle bir hafızaya yazmak ve hafızadan okumak için geliştirilmiş bir donanımsal ara yüzleri mevcuttur. Bu ara yüz sayesinde tek bir komutla, sadece 2 makine çevriminde hafızaya veri yazabilmekte ve hafızadan veri okuyabilmektedir. Bu ara yüze hafıza biriminden başka sadece bir adet tutucu (latch) eklenmelidir. Şekil 4.10'da bu bağlantı yapısı genel hatlarıyla gösterilmiştir.



Şekil 4.10 Mikrodenetleyici ile hafıza birimi bağlantı şeması

Mikrodenetleyici, harici bellek ile ilgili bir işlem yapacağında ilk makine çevriminde 16-bit adres bilgisini P0 ve P2 portlarına yazar. Bununla beraber, aynı anda ALE ucundan eş zamanlı bir darbe gönderilir ve adres bilgisinin düşük ağırlıklı 8-biti tutucu tarafından tutulur ve çıkışa aktarılır. İkinci makine çevriminde okuma yapılacaksa RD ucu sıfıra çekilir ve RAM çıkışları P0 tarafından okunur; yazma yapılacaksa WR ucu sıfıra çekilir P0 üzerine yazılan veri, RAM üzerinde adres uçları ile seçilen 8-bitlik hücreye yazılır. Bu şekilde tutucu kullanılmasıyla, P0 ilk makine döngüsünde adres hattı olarak, ikinci makine çevriminde de veri hattı olarak kullanılır.

4.1.2.4 Adres Çözümleme İşlemi

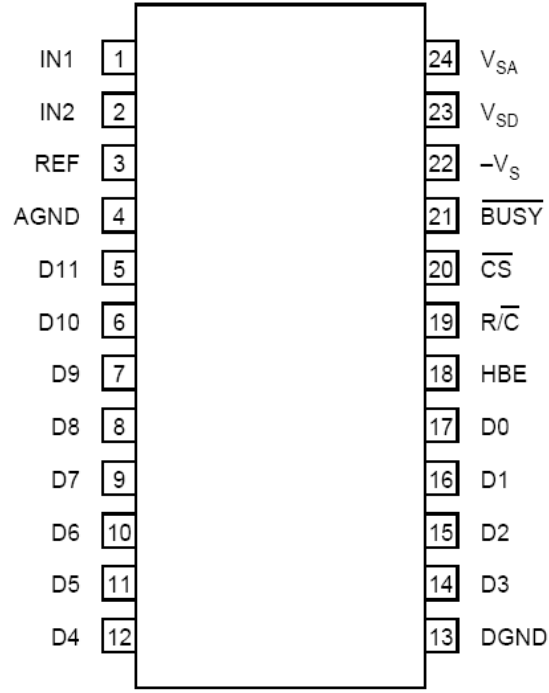
MCS-51 ailesi P0 ve P2 portlarının sağladığı 16-bitlik ara yüzle en fazla 64 KB'lık harici bellek adresleyebilir ($2^{16} = 65,536$) ve bu alanı kullanabilir. Sistemde 64 KB'lık bir RAM yerine 32 KB'lık bir RAM kullanılmıştır. 32 KB, 15 uçla adreslenebilir. Bu durumda, en yüksek değerlikli bit olan mikrodenetleyicinin A15 ucu boşta kalmaktadır. A15 ucu, RAM'in aktif-sıfır olan CS ucuna bağlanarak, hafıza üzerinde işlem yapıldığında A15, ilk 32 KB içinde lojik sıfırda kalacağından RAM'in seçilmesi sağlanmıştır. Bu ucun boşta, açık devre olarak kalması bir sakınca oluşturmamakta idi. Böyle olunca CS, mutlak surette toprağa bağlanarak RAM'in sürekli olarak seçili kalması gerekiyordu. Halbuki, A15 ucuna bağlandığında RAM istenildiğinde yazılımla A15 ucu lojik bir seviyesine çekilerek bütünüyle deaktif edilebilmesi sağlanmıştır. Bu haliyle, A15 ucu sayesinde bir çeşit adres çözümleme işlemi yapılmıştır.

4.1.3 ADS7800JP Analog-Sayısal Dönüştürücü ve Özellikleri

Devrede kullanılan ADC olan ADS7800JP'nin en önemli özellikleri 12-bit çözünürlüğe sahip olması ve 333 kHz frekansında örnekleme yapabilmesidir. Ayrıca ADS7800JP sağladığı bir kolaylıkla 12-bit veriyi 8-bitlik ara yüzü ile 2 seferde veri hattına aktarabilmektedir. Bununla beraber tek bir bacak üzerinden analog-sayısal çevrim başlatılıp, çevrim bitiminde çevrim sonucunun çıkışa aktarılması gerçekleştirilmektedir. ADS7800JP'nin özellikleri çizelge 4.4'te verilmiştir.

Çizelge 4.4 ADC ADS7800JP özellikleri

⇨	12-bit çözünürlük ile analog gerilimin sayısala çevrimi
⇨	3µs minimum örnekleme süresi
⇨	333 k örnek / saniye örnekleme hızı
⇨	Standart olarak ±10 V ve ±5 V analog gerilim giriş aralıkları
⇨	Dahili örnekle-tut, referans saat darbe üretici
⇨	3-durumlu çıkışlar
⇨	Maksimum 215 mW güç tüketimi



Şekil 4.11 24 Bacaklı PDIP kılıf ADS7800JP genel görünümü

4.1.3.1 ADS7800JP Terminal Bağlantıları ve Tanımları

Çizelge 4.5 ADS7800JP uç fonksiyonları tablosu

Bacak Numarası	Bacak İsmi	Açıklama
1	IN1	± 10 V analog giriş
2	IN2	± 5 V analog giriş
3	REF	+2 V referans çıkışı
4	AGND	Analog toprak
5	D11	Veri biti 11 (MSB)
6	D10	Veri biti 10
7	D9	Veri biti 9
8	D8	Veri biti 8
9	D7	HBE=0' için Veri biti 7 ; HBE=1' için 0'
10	D6	HBE=0' için Veri biti 6 ; HBE=1' için 0'
11	D5	HBE=0' için Veri biti 5 ; HBE=1' için 0'
12	D4	HBE=0' için Veri biti 4 ; HBE=1' için 0'
13	DGND	Sayısal toprak
14	D3	HBE=0' için Veri biti 3 ; HBE=1' için veri biti 11
15	D2	HBE=0' için Veri biti 2 ; HBE=1' için veri biti 10
16	D1	HBE=0' için Veri biti 1 ; HBE=1' için veri biti 9
17	D0	HBE=0' için Veri biti 0 (LSB) ; HBE=1' için veri biti 8
18	HBE	Yüksek byte izin ucu. HBE=0' iken veri 12-bit paralel olarak çıkışlara aktarılır. HBE=1' iken yüksek değerlikli 4 bit (D8-D11), D0-D3 üzerinde gösterilir ve D4-D7 pasif (0') olur. Analog-sayısal çevrimin başlayabilmesi için HBE=0' olmalıdır.
19	R / \overline{C}	Okuma / Çevrim. Düşen kenar, $\overline{CS}=0'$ HBE=0' ve $\overline{BUSY}=1'$ iken, analog-sayısal çevrim başlatır.
20	\overline{CS}	ADC seçim ucu. $\overline{CS}=1'$ iken çıkışlar Hi-Z (yüksek empedans) olur. Okuma yapabilmek veya çevrim başlatabilmek için 0' olmalıdır.
21	\overline{BUSY}	Meşgul bayrağı. Çevrim sırasında 0' konumundadır. Bu bayrağın yükselen kenarı ile veri okunmaya hazırdır.
22	-Vs	Negatif besleme gerilimi. -12 V ya da -15 V
23	Vsd	Pozitif besleme gerilimi. +5 V 24 numaralı bacağına bağlanır.
24	Vsa	Pozitif besleme gerilimi. +5 V 23 numaralı bacağına bağlanır.

4.1.3.2 ADS7800JP'nin Çalışması

ADS7800JP kolay kullanıcı kontrollü ara yüzü ile birçok mikroişlemci tabanlı dijital sistemde kullanılabilir. Mikrodenetleyici her bir analog-sayısal çevrimin bütün kontrolünü eline alabilir. Bununla beraber, R / C girişine yapılacak uygun frekanslı bir kare dalga işareti ile ADS7800JP kendi kendine sürekli halde çalışabilir. Çevrimin bütün kontrolünden kasıt, çevrimi başlatmak ve çıkışların 12-bit paralel halde bir seferde ya da 8-bit'lik bayt'lar halinde

iki seferde okunmasıdır. Üç kontrol işareti olan CS, R / C ve HBE, TTL / CMOS uyumludur. Bu kontrol uçlarına ait doğruluk tablosu çizelge 4.6’da verilmiştir.

Çizelge 4.6 ADS7800JP kontrol uçları doğruluk tablosu

\overline{CS}	R / \overline{C}	HBE	\overline{BUSY}	Yapılan İşlem
1	x	x	1	İşlem yok. Çıkışlar yüksek empedans
0	1↓0	0	1	Analog sinyali tutar ve çevrim başlar.
0	1	0	1	Çevrim sonucu çıkışlara yazılır.
0	1	1	1	8-bit veri yolu modunda yüksek ağırlıklı byte çıkışa yazılır.
0	1↓0	1	1	Çevrim başlamaz.
0	0	1	1	İşlem yok. Çıkışlar yüksek empedans
x	x	x	0	Çevrim yapılıyor. Çıkışlar yüksek empedans. Yapılmakta olan çevrim tamamlanana kadar yeni çevrim başlayamaz.

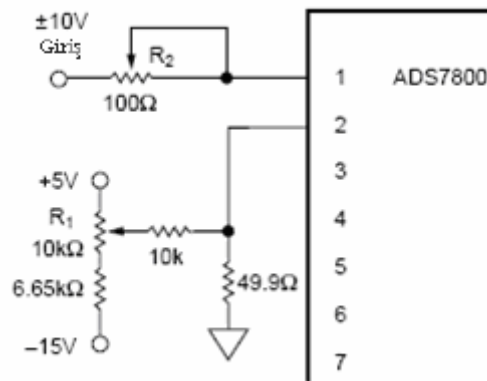
Çevrim R / C ucuna uygulanan sinyalin lojik ‘1’ seviyesinden ‘0’ seviyesine çekilmesi ile başlar. R / C ucu minimum 40 ns lojik ‘0’ olarak kalmalıdır. Ayrıca çevrimin başlayabilmesi için, çevrim başlangıcında $BUSY = '1'$, $HBE = '0'$ ve $CS = '0'$ olmalıdır. Çevrim başladığında $BUSY = '0'$ konumuna geçer. Bu halde iken sayısal veri çıkışları yüksek empedans gösterirler. Bu yüzden de, çevrim süresince çıkışlardan veri okunamaz. Çevrim süresince CS, R / C ve HBE sinyalleri değişse bile dikkate alınmaz, çevrim hiçbir şekilde durdurulamaz ya da yeniden başlatılamaz.

ADS7800JP, içindeki osilatör ile kendi saat işaretini üretir. Bu saat işareti ile yaklaşık 3 μs ’de analog-sayısal çevrim tamamlanır. Çevrim tamamlandıktan sonra R / C mikrodenetleyici tarafından lojik ‘1’e çekilir, $BUSY = '1'$ olur. $CS = '0'$ olarak kalmalıdır. Bundan sonra HBE’ye uygulanan lojik sinyale göre çevrim sonucu çıkışlara aktarılır. $HBE = '0'$ iken D0-D11 uçlarında 12-bit çıkış okunabilir. $HBE = '1'$ olduğunda ise D0-D7 arasında, yüksek değerlikli ilk 4 bit ‘0’ olacak şekilde 4-bitlik D8-D11 anlamlı bitleri okunabilmektedir.

Harmonik analizör sisteminde kullanılan mikrodenetleyicinin yeterli sayıda portu olmamasından dolayı ADS7800JP'nin 8-bitlik arayüzü tercih edilmiştir. Bu şekilde, ADC entegresinin sadece D0-D7 uçları okunmuş, D8-D11 uçları ise kullanılmamış, açık devre bırakılmıştır. Böylece mikrodenetleyicinin portlarından 4 bit kadar tasarruf sağlanmıştır. Ayrıca ADS7800JP'nin veri yolu ile yine sistemde kullanılan LCD'nin veri yolu aynıdır. Birbirlerinden etkilenmemelerinin en büyük sebebi, ADS7800JP'nin CS ucu ADS7800JP kullanılmadığı zamanlarda '1'e çekilerek ADS7800JP veri çıkışlarının yüksek empedans konumuna getirilebilmesidir. Böylece LCD'ye komut gönderirken sanki ADC oraya bağlı değilmiş gibi LCD çalışmasını yapabilmektedir. Aynı şekilde ADC de çalışırken LCD onun çalışmasını etkilememektedir. Bu sayede, ayrı ayrı LCD ve ADC için iki ayrı port kullanmak gerekiyken bunlar veri alışverişini tek port üzerinden gerçekleştirmiş, ikinci bir port ise bu donanımların kontrol uçlarını oluşturacak şekilde kullanılmıştır. Böylelikle portlar optimum şekilde kullanılmış ve mikrodenetleyici port sayısı yeterli olmuştur.

4.1.3.3 ADS7800JP Kalibrasyon İşlemi

ADS7800JP'nin çok daha iyi ve doğru çıkışlar üretebilmesi, ofset ve tam-ölçek hatalarının sıfıra yaklaştırılabilmesi için ilk aşamada kalibre edilmesi çok önemli ve şarttır. Ufak hatalar bu kalibrasyon işlemi ile düzeltilebilir ve çok daha doğru sonuçlar elde edilebilir. Kalibrasyon için gerekli devre yapısı şekil 4.12'de verilmiştir.



Şekil 4.12 ADS7800JP kalibrasyon devresi

Şekil 4.12'deki kalibrasyon devresi, üretici firma tarafından önerilmiştir ve ± 10 V giriş kullanılması durumunda geçerlidir. ADS7800JP veri çıkışlarını gözlemleyebilmek için LED'ler bağlanır. Önce girişe ± 10 V'un orta noktası, yaklaşık 0 V olan -2.44 mV uygulanır. ADS7800JP sürekli çevrim yapar halde çalıştırılır. Bu durumda D11 (MSB) ucu yanıp söner ve diğer bitler tamamen sönük vaziyette kalana kadar R_1 potansiyometresi ayarlanır. Bundan sonra tam-ölçek hatalarının düzeltilmesi için yaklaşık +10 V olan 9.9927 V ADC girişine uygulanır. Yine ADC sürekli çevrim yapar halde çalıştırılır. Bütün LED'ler yanarken sadece D0 (LSB) yanıp söner halde kalana kadar R_2 potansiyometresi ayarlanır. Böylelikle kalibrasyon işlemi tamamlanmış olur.

4.1.4 LCD (Liquid Crystal Display)

Genellikle mikrodenetleyicilerin, koşturdukları algoritmaların çıktılarını kullanıcıya sunmaları gerekmektedir. Bu çıktılarının kullanıcıya sunulmasında en çok kullanılan yöntemlerin başında “karakter LCD” ile çıktılarının görüntülenmesi gelmektedir. LCD'ler değişik sayıda satır ve her satırda değişik sayıda karakter gösterebilen elektronik donanımlardır. En çok tercih edilen LCD tipleri 20x2 ve 16x2 olanlardır. 16x2 LCD üzerinde 2 satır ve her satırda 16 karakter gösterilebilmektedir.[10]

Birçok LCD'yi sürerken, üreticisinden bağımsız olarak kullanılan bir standart mevcuttur ki bu standart HD44780U olarak bilinir. HD44780U, aslında LCD üzerinde bulunan ve LCD'nin dışındaki dünyadan verileri alan ve bu verileri LCD içinde uygun şekilde kullanan entegrenin adıdır.

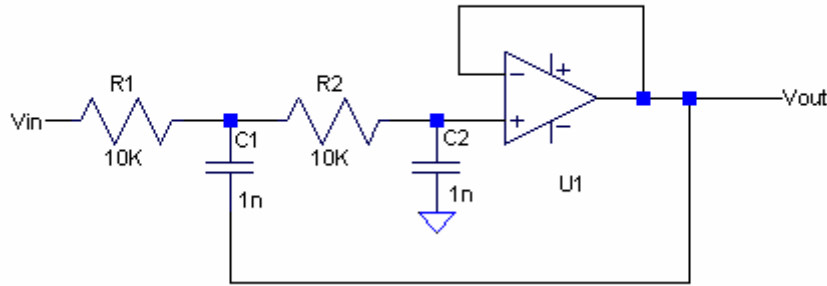
44780 entegresi 3 kontrol bitine ve kullanıma göre 4 veya 8 giriş / çıkış veri hattına gereksinim duyar. Kullanıcı ihtiyaca göre LCD'yi 4-bitlik ya da 8-bitlik veri yolu modlarında kullanabilmektedir. 4-bitlik modda çalışırken kullanıcının LCD'ye aktarması gereken toplam 7 adet hatta ihtiyacı vardır (3 kontrol biti + 4 veri biti). 8-bitlik modda çalışırken de kullanıcı 11 adet hat kullanmalıdır (3 kontrol biti + 8 veri biti). Her iki durumda da uygun veriler, uygun zamanlarda bu hatlara ulaştırıldığında LCD sürülmesi gerçekleştirilir. LCD sürülmesi ile ilgili ayrıntılı bilgiye [10] numaralı referans üzerinden ulaşılabilir.

4.1.5 Örtüşme Önleyici (Anti-Aliasing) Filtre Bloğu

Örtüşme önleyici filtre bloğu ilerleyen bölümde bahsedilen Sallen Key filtre topolojisi kullanılarak tasarlanmıştır.

4.1.5.1 Sallen Key Filtre Topolojisi ve Özellikleri

Kullanılan filtre bloğu 10. dereceden alçak geçiren bir aktif filtre içermektedir. Filtre bloğu yapısal olarak birbirinin aynı sadece malzeme değerleri farklı olan 5 adet 2. dereceden filtreden oluşur. Seçilen aktif filtre tipi ‘‘Sallen and Key filtre’’ olarak bilinir. 2. dereceden alçak geçiren filtre olan her bir alt blok şekil 4.13’te gösterilen yapıdadır.[11]



Şekil 4.13 İkinci dereceden Sallen Key alçak geçiren aktif filtre yapısı

Sallen Key filtreler basitlikleri nedeniyle tercih edilirler. 2.dereceden bir alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonu 2 adet kutup üretir. Daha yüksek dereceden filtre elde etmek için bu yapı kaskat bağlanabilir. Filtre kazancı 1’dir. Filtre transfer fonksiyonu $H(s)$ ve kesim frekansı F_C , (4.1) ve (4.2) denklemlerinde verilmiştir.

$$H(s) = \frac{1}{1 + C_2(R_1 + R_2)s + C_1C_2R_1R_2s^2} \quad (4.1)$$

$$F_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (4.2)$$

C_1 ve C_2 arasındaki oranın n ve R_1 ve R_2 arasındaki oran da m ise

$$R_1 = m.R \quad (4.3)$$

$$R_2 = R \quad (4.4)$$

$$C_1 = n.C \quad (4.5)$$

$$C_2 = C \quad (4.6)$$

olarak yazılabilir. Bu durumda

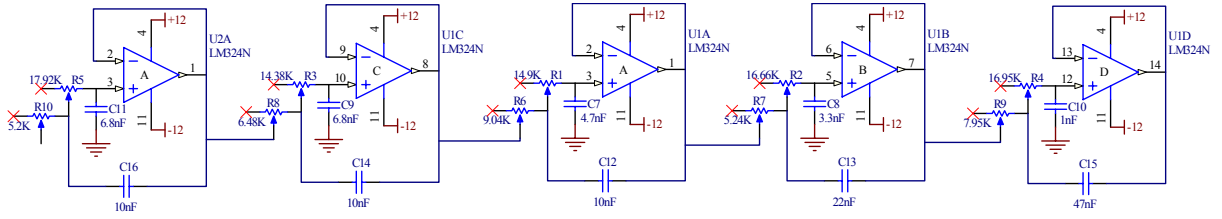
$$H(s) = \frac{1}{1 + RC(m+1)s + mnR^2C^2s^2} \quad (4.7)$$

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}} \quad (4.8)$$

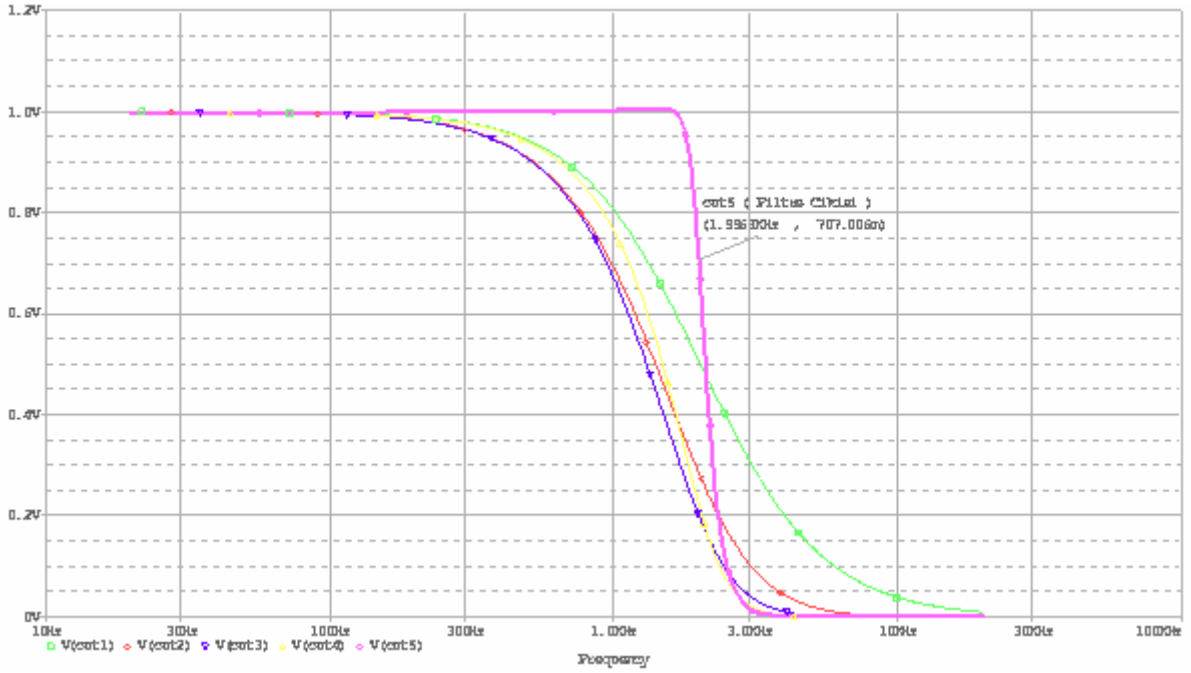
olarak yazılır. Yukarıdaki formülleri şekil 4.13'teki devre için çözersek $F_c = 15.9\text{KHz}$ bulunur.

4.1.5.2 Harmonik Analizör Sisteminde Tasarlanan Filtrenin Simülasyonu

Harmonik analizör sisteminde kullanılan örtüşme önleyici alçak geçiren filtre 10. dereceden, 2 kHz köşe frekansına sahip, Sallen Key topolojisiyle düzenlenmiş aktif bir filtredir ve devre şeması şekil 4.14'te verilmiştir. Filtre, tasarlanmadan önce OrCAD PSpice AD programı ile simülasyonu yapılmıştır. Şekil 4.15'te de simülasyon ekran çıktısı verilmiştir.



Şekil 4.14 Harmonik analizör sisteminde kullanılan aktif filtre devre şeması



Şekil 4.15 Örtüşme engelleyici filtre frekans-çıkış karakteristiği

Şekil 4.14'te her bir katın çıkışının frekans ile nasıl değiştiği değişik renklerde gösterilmiştir. Filtre kazanç-frekans karakteristiği görüldüğü gibi düşük frekans bölgesinde 1 olup, 2 kHz frekansta, alçak geçiren filtre köşe frekansı tanımına uygun olarak $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 'sine düşmüştür. Şekilden de görülebileceği üzere oldukça keskin bir alçak geçiren filtre çıkış karakteristiği elde edilmiştir.

4.1.6 RS-232 Seri Haberleşme Birimi

RS-232, iki cihazın seri olarak ikili-veri haberleşmesinde kullanılan bir standarttır. Bu standart haberleşme sırasında kullanılan gerilim seviyeleri, veri transfer hızları, işaretlerin yükselme ve düşüş süreleri gibi elektriksel işaret karakteristiklerini; haberleşmede kullanılan kabloların bağlandıkları soketlerin şekil ve uç tanımlamalarını; ara yüz bağlantısında kullanılacak devrenin fonksiyonlarının neler olduğunu tanımlamıştır.[12]

RS-232 standardı, lojik '1' ve lojik '0' değerleri için gerilim seviyelerini belirlemiştir. Kullanılan gerilimler [+3, +15] V ile [-3, -15] V aralıklarındaki bazı gerilim değerleridir. 0 (sıfır) V geçerli bir RS-232 gerilim seviyesi değildir. Lojik '1', negatif bir gerilimle; Lojik '0' da pozitif bir gerilimle gösterilir.

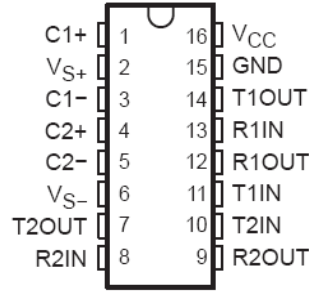
4.1.6.1 Asenkron Seri Veri İletişim Protokolü (UART)

Asenkron seri veri iletişim protokolü, veri iletişiminin hızını, veri şeklinin çerçevesini kapsar. Hat üzerinde veri transferi olmadığında lojik '1' olur ve lojik '0' başla bitiyle veri transferi başlar. Bunun devamında 5, 6, 7, veya 8-bit olarak veri kelimesi gelir. Alıcı tarafta veri kelimesini oluşturan bitler hattan alınırken zamana göre önce düşük ağırlıklı bitler alınır. Veri kelimesi gönderildikten sonra veri kelimesi dahilinde lojik '1' olan bitlerin sayısının tek ya da çift olmasını gösteren ve hata kontrolü için kullanılan eşlik biti de istenirse iletişim sırasında hatta gönderilebilir. Hat üzerinde son olarak, bu protokol çerçevesinde 1, 1.5 veya 2-bit lojik '1' dur biti bulunur. Böylece bir sonraki veri transferi için de başlangıç durumu gerçekleşmiş olur. (Uzun, 2005)

Asenkron veri iletişim hızları gönderici ve alıcıda aynı olmalıdır. Aksi halde alıcı, göndericiden gelen veri kelimesini yanlış alır. Cihazlar birbirine bağlandığında uygun çalışma ayarının yapılabilmesi için hız değerleri standart olarak belirlenmiştir. Günümüzde IBM uyumlu kişisel bilgisayarlarda bulunan asenkron iletişim çevre birimlerinin çalışma hızları 75 bps ile 128,000 bps hızları arasında 15-20 kademe arasından seçilebilir. Eşlik biti, yok, işaret, boşluk, tek veya çift olarak seçilebilir. Dur bitleri ise 1-bit, 1.5-bit veya 2-bit olarak seçilebilir.(Uzun, 2005)

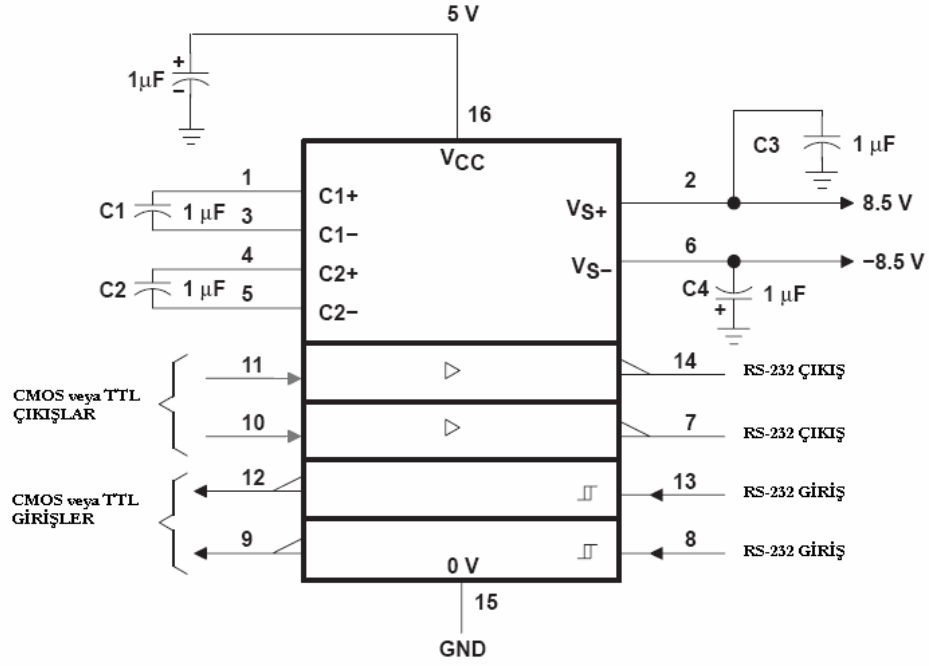
4.1.6.2 MAX232N Seri Haberleşme Entegresi Özellikleri

Sayısal entegre devrelerin kullandıkları gerilim seviyeleri, RS-232 haberleşme standardında kullanılan gerilim seviyelerinden düşüktür. Bu yüzden, veri transferinde bu iki gerilim seviyesi arasında bir ara yüz oluşturacak bazı entegre devrelerden faydalanılır. MAX-232 bu entegreler arasında en çok tercih edilendir. Harmonik analizör sisteminde MAX232N entegresi kullanılmıştır. Şekil 4.16'da MAX232N entegre bacak isimleri ve genel görünümü verilmiştir.[13]



Şekil 4.16 16 Bacaklı PDIP kılıf MAX232N genel görünümü

MAX232N entegresi, tek bir +5 V besleme ile çalışabilmektedir. 120 Kbit / s hızına kadar veri transferini desteklemektedir. İkişer adet verici ve alıcı içermektedir. ± 30 V'a kadar olan girişleri algılayabilmektedir. Tipik olarak 8 mA'lik besleme akımı ile çalışmaktadır.

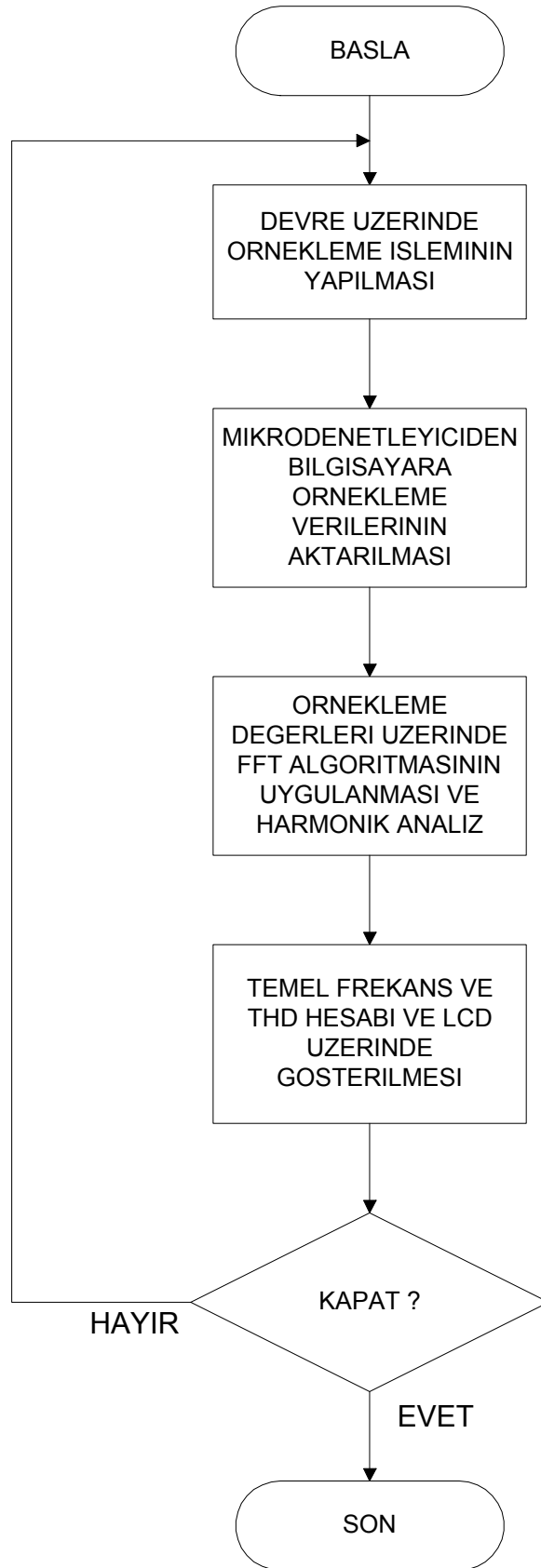


Şekil 4.17 MAX232N genel bağlantı devresi

4.2 Yazılım Özellikleri

Mikrodenetleyicili harmonik analizör sisteminin yazılımını iki kısımda incelenebilir. Bunlardan birincisi mikrodenetleyicinin kendi üzerinde koşturduğu programın yazılımıdır ve ikincisi de sistemin bilgisayar üzerinde koştan MATLAB ortamında hazırlanmış olan ara yüzün programlanması için kullanılan yazılımdır.

Genel olarak sistem yazılımını, harmonik analiz işlemini gerçekleştirmek için şekil 4.18'de görülen akış diyagramındaki işleri gerçekleştirmektedir.



Şekil 4.18 Mikrodenetleyicili harmonik analizör yazılım genel akış diyagramı

Sistem yazılımında ilk yapılan işlem, gerek MATLAB ara yüzünde gerekse de 8051 mikrodenetleyici yazılımında seri port ve LCD için ilk yapılandırmaların yapılmasıdır. Daha sonra devre üzerinde, 12-bit ADC ile örnekleme işlemi gerçekleştirilir. Her bir örnek harici belleğe kaydedilir ve örnekleme işlemi bitince haberleşme kanalının sağlam olup olmadığı testi yapılır. Bu işlem için sistem içinde önceden belirlenmiş kontrol verileri bilgisayar-devre arasında UART üzerinden çift yönlü olarak transfer edilir. Kontrol verileri düzgün bir şekilde iletilmişse mikrodenetleyici işaretten aldığı ve hafızaya kaydedilen 1024 adet örnek değerlerinin tamamını bilgisayara aktarır. Bilgisayara aktarılan veriler sayısal olarak [0, 4095] arasında olduğundan, bu değerlerin giriş sınırlarına oturtulması için ön işlemden geçirilmesi gerekmektedir. Ön işlemden geçen veriler örneklenen sinyalin gerçek değerlerini oluşturmaktadır ve ara yüz üzerinde görüntülenmiştir. Bu işlem gerçekleştikten sonra HFD algoritması MATLAB ortamında tasarlanmış olan ara yüz programının altında çalıştırılmaktadır. HFD işlem sonucu oluşan frekans spektrumu ara yüz üzerinde doğrudan görüntülenmektedir. Daha sonra harmoniklerin tespit edilmesi için tasarlanmış yazılım parçası koşturulmaktadır. Bu yazılım parçası hakkında bilgi MATLAB ara yüz yazılımı anlatılırken verilmiştir. Harmonikler belirlendikten sonra harmonik bileşenler de ara yüz üzerinde görüntülenmiştir. Harmoniklerin tespit edilmesinden sonra temel frekans ve THD değerleri hesaplanır ve her bir değeri LCD üzerinde gösterilebilecek ASCII karakterler formatına getirilir ve bu şekilde oluşan veri devre üzerinde bulunan mikrodenetleyiciye gönderilir; veri LCD üzerinde gösterilir. Bu işlem ile birlikte döngü son bulur ve açılır pencerede “KAPAT” seçilmemişse tekrar başa dönerek örnekleme ve diğer anlatılan işlemler tekrar yapılır.

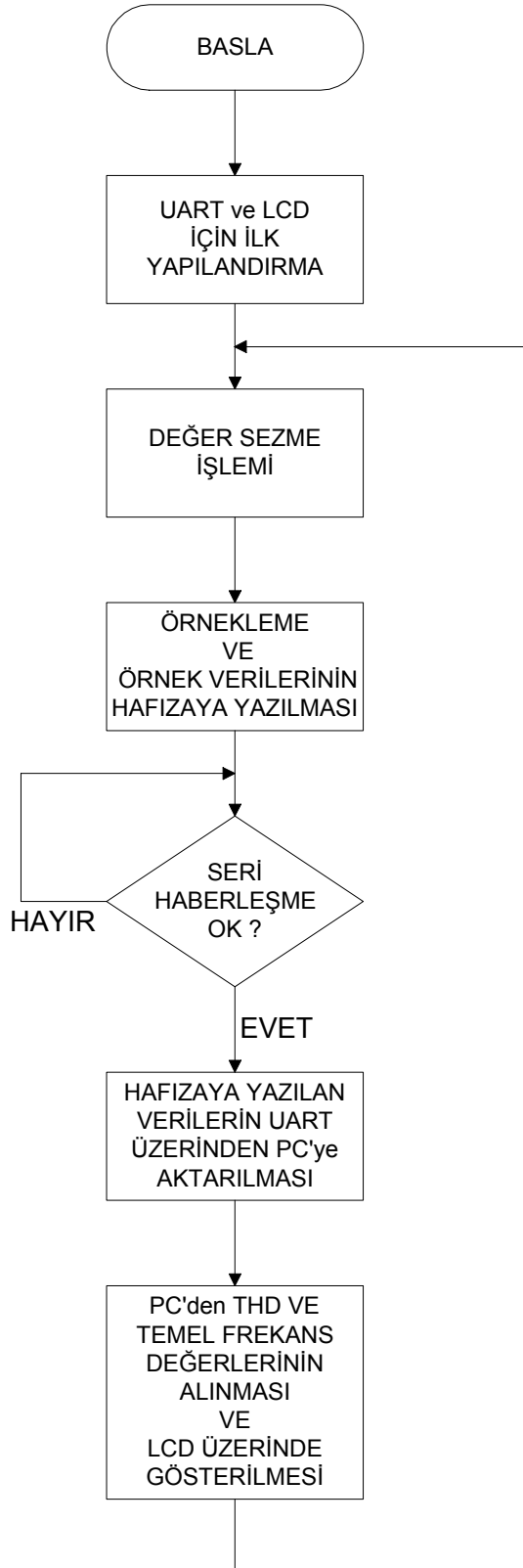
İlerleyen bölümlerde, mikrodenetleyici ve Windows platformlarında oluşturulan yazılımlar ayrı ayrı mercek altına alınmıştır.

4.2.1 8051 Mikrodenetleyici Yazılımı

8051 yazılımı, Pinnacle 52 derleyici programında yapılmıştır. Bu program ile, 8051 ailesi entegreleri için yazılım geliştirmek ve yazılan programın simülasyonunun yapılması mümkündür. Pinnacle 52, C gibi yüksek seviyeli bir programlama dili kesinlikle değildir. Ancak programı yazan kişi her mikrosaniyedeki işlemi kendi tasarlamakta olduğu için

tasarımcı için hakimiyetin daha çok olduğu söylenebilir. Yüksek seviyeli bir dilde, bir amacı gerçekleştirmek üzere yazılan programın o amacı nasıl gerçekleştirdiği tam olarak bilinmemektedir. Oysa ki, Pinnacle 52 programında mikrodenetleyicinin her makine çevriminde ne yaptığı tasarımcı tarafından kesin olarak bilinmektedir. Bir başka konu ise yüksek seviyeli bir dil kullanılmış olduğunda, oluşan mikrodenetleyici program kodunun büyüklüğünün de tam olarak kestirilemeyeşidir. Bazen basit bir iş için, devasa büyüklükte kod parçaları oluşturulabildiği görülmüşür. Oysa ki, tasarımcı çok daha küçük boyutta ve tam o işi yapan kod parçaları oluşturabilir.

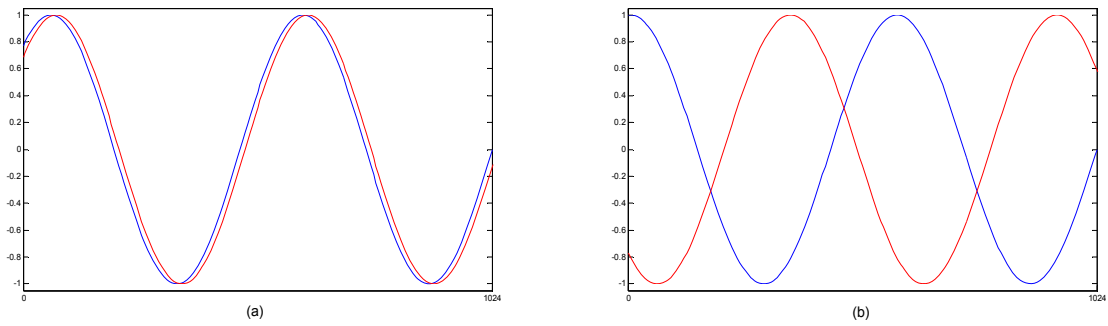
4.2.1.1 8051 Genel Akış Diyagramı ve Akış Açıklaması



Şekil 4.19 Mikrodenetleyici yazılımı genel akış diyagramı

Mikrodenetleyici yazılımında ilk adım UART ve LCD için ilk yapılandırmadır. UART, 57600 baud hızında seri haberleşmektedir. LCD ise 8-bitlik modda çalışmaktadır. Bu ve bunun gibi bazı küçük ayarlamalar daha yapıldıktan sonra değer sezme işlemi yapılmaktadır.

Değer sezme işlemi işaretin bilgisayara aktarılıp ara yüz üzerinde gösterilmesinde görsel bir güzelliğin sağlanması için yapılmaktadır. Ekran yinelenmesinde biraz yavaşlama getirirse de aslında görsellik açısından önemlidir ve bu yavaşlama göze alınmıştır. İşaret bilgisayar ara yüzünde gösterildikten sonra bir sonraki döngüde yeni işaret gösterilirken işaretlerin aynı seviyeden çizdirilmeye başlanması, işaretlerin alakasız durmaması, aynı işaretin sürekli olarak fazının da değişmemesi amaçlanmıştır. Böylelikle osiloskop cihazlarının ekranında gördüğümüz gibi işaretin sürekli olarak gösterilmesi hedeflenmiştir. Bunun için her döngü başında örnekleme işlemine geçilmeden önce bir önceki ölçme ilk değerinin yeni örneklemeler içinde tespit edilmesine çalışılır. Bunun mümkün olamayacağı yani bir önceki ölçmenin ilk değeri ile yeni ölçmenin de ilk değerini aynı noktadan başlatmanın her zaman ihtimal dahilinde olamayacağı göz önünde bulundurularak bu eş noktaların tespiti için 256 deneme yapılmıştır. Bu denemeler içinde önceki ilk örnek değerine ulaşırsa program 1024 adet örnek alma işlemine derhal başlar ve ara yüz üzerinde çizdirilen grafikler de göze hoş gelir. Ancak bu 256 deneme içinde önceki örnekleme ilk değerine rastlanmazsa işaret rasgele bir noktadan örneklenmeye başlar. Bu şekilde de programın o örnek değerine ulaşılmasına kadar takılmaması ve programın devamlılığı amaçlanmıştır.



Şekil 4.20 (a) Değer sezme işlemi yapılmış görüntü, (b) Değer sezme işlemi yapılmamış görüntü

Şekil 4.20’de arka arkaya ekranda görüntülenecek aynı işaretin iki örneği (mavi ve kırmızı), değer sezme işlemi uygulanmış (a) ve uygulanmamış (b) olarak ekranda görüntülenmiştir. Değer sezme işlemi ile arka arkaya alınan örnekler çizdirilirken aynı ya da çok yakın gerilim seviyelerinden çizdirilmeye başlanmıştır. Şekil 4.20’den de görülebileceği üzere (a)’daki grafik görsel olarak daha güzeldir.

Değer sezme işlemi yapıldıktan veya değer sezmek için 256 deneme yapıldıktan sonra işaret örneklenir. 1024 adet örnek 200 μ s örnekleme periyodu ($f_s = 5KHz$) ile yaklaşık 0.2 s’de alınır. Alınan her veri 2 Bayt uzunluğundadır. Bu bayt’lardan ilk alınan bayt, 12-bit ADC’nin LSB olan bayt’tır. İkinci alınan bayt ise MSB 4-biti sıfır olmak üzere MSB bilgisinin olduğu bayt’tır. Bu veriler SRAM üzerinde de bu sıralama ile toplam 1024 x 2 Bayt = 2048 Bayt’lık bir alana kaydedilmiştir.

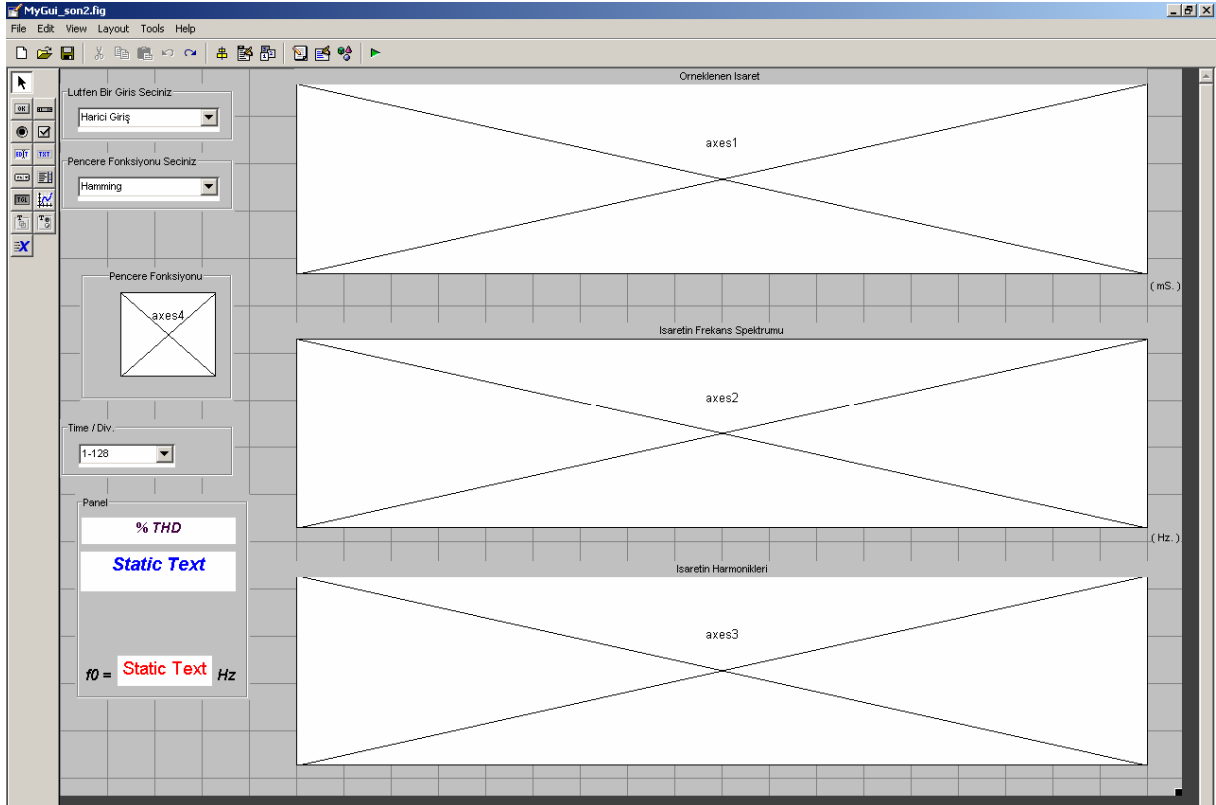
Hafızaya kaydedilmiş olan veriler bilgisayara aktarılmadan önce UART terminalinin çalışır durumda ve bilgisayarın da veri transferini bekler durumda olduğunun belirlenmesi için kontrol verisi bilgisayardan alınıp gönderilir. Kontrol işlemi başarılıysa toplam 2048 Bayt’lık işarete ilişkin veri 57600 Baud hızında bilgisayara aktarılır. Bilgisayara veri aktarma işlemi bittikten sonra mikrodenetleyici, THD ve temel frekans verilerini beklemeye başlar. Bu veriler geldikten sonra mikrodenetleyici, LCD üzerinde THD ve temel frekans verilerini gösterir. Bu işlem de bittiğinde mikrodenetleyici bir döngünün bittiğinin teyit edilmesi adına bilgisayardan bir kontrol verisi alır ve döngüye yeniden başlamak üzere değer sezme işlemine başlar.

4.2.2 MATLAB Ara Yüzü ve Yazılımı

MATLAB, birçok matematik fonksiyonunu bilgisayar donanımı ile de birleştirebilen C programlama dili tabanlı çok güçlü bir yazılımdır. MATLAB birçok mühendislik dalında kullanılan ve sağlıklı çalışan bir programdır. MATLAB, ticari ürünler de sunabilmekte ve MATLAB ortamında yapılan yazılımların, üzerinde MATLAB olmayan bilgisayarlar üzerinde de çalışabilmesi için MATLAB’in içinde barındırdığı derleyicisi sayesinde kendi

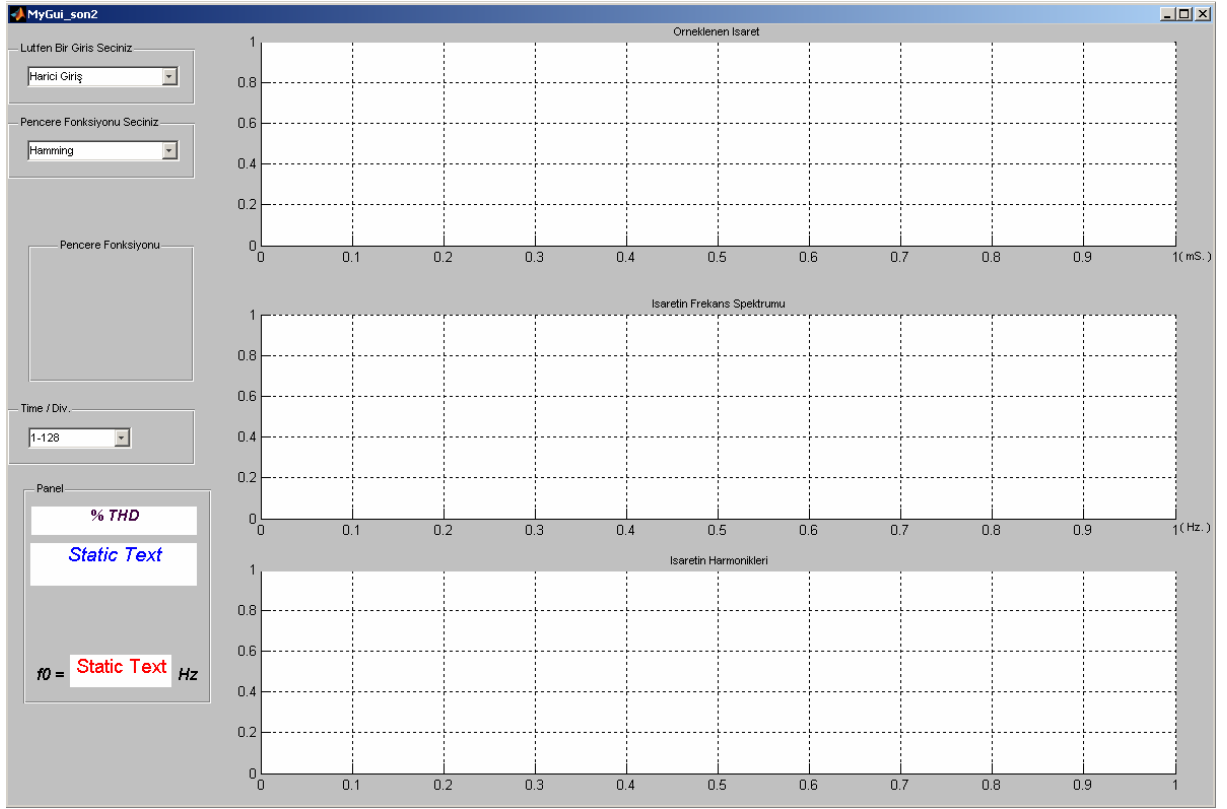
kendine çalışabilen (standalone) programlar üretebilmektedir. Aynı zamanda, MATLAB kullanıcı ara yüzleri de oluşturup bu ara yüzlerin programlanabilmesine de izin verir. Bu tezde de böyle bir ara yüz yazılmıştır.

Ara yüzün hazırlanması için MATLAB Guide çalıştırılmıştır ve kullanıcı ara yüzün genel görünümü bu ortamda tasarlanmıştır.



Şekil 4.21 MATLAB ara yüzünün tasarım aşaması genel görünümü

Daha sonra bu ara yüz derlendiğinde, bu ara yüz ile ilişkilendirilmiş ve aynı ismi taşıyan bir .m dosyası oluşturulur. MATLAB .m dosyası, MATLAB yazılımının en çok kullandığı ve kullanıcının üzerine program yazıp koşturabildiği dosyadır. .m uzantılı bu ara yüz dosyasının içine, ara yüzün ne yapması istenilmişse kurallarına uygun olarak yazılmıştır. Bu .m dosyası koşturulduğunda şekil 4.22'deki pencere açılmaktadır. Pencere ilk açıldığında bir giriş seçene kadar beklemektedir.

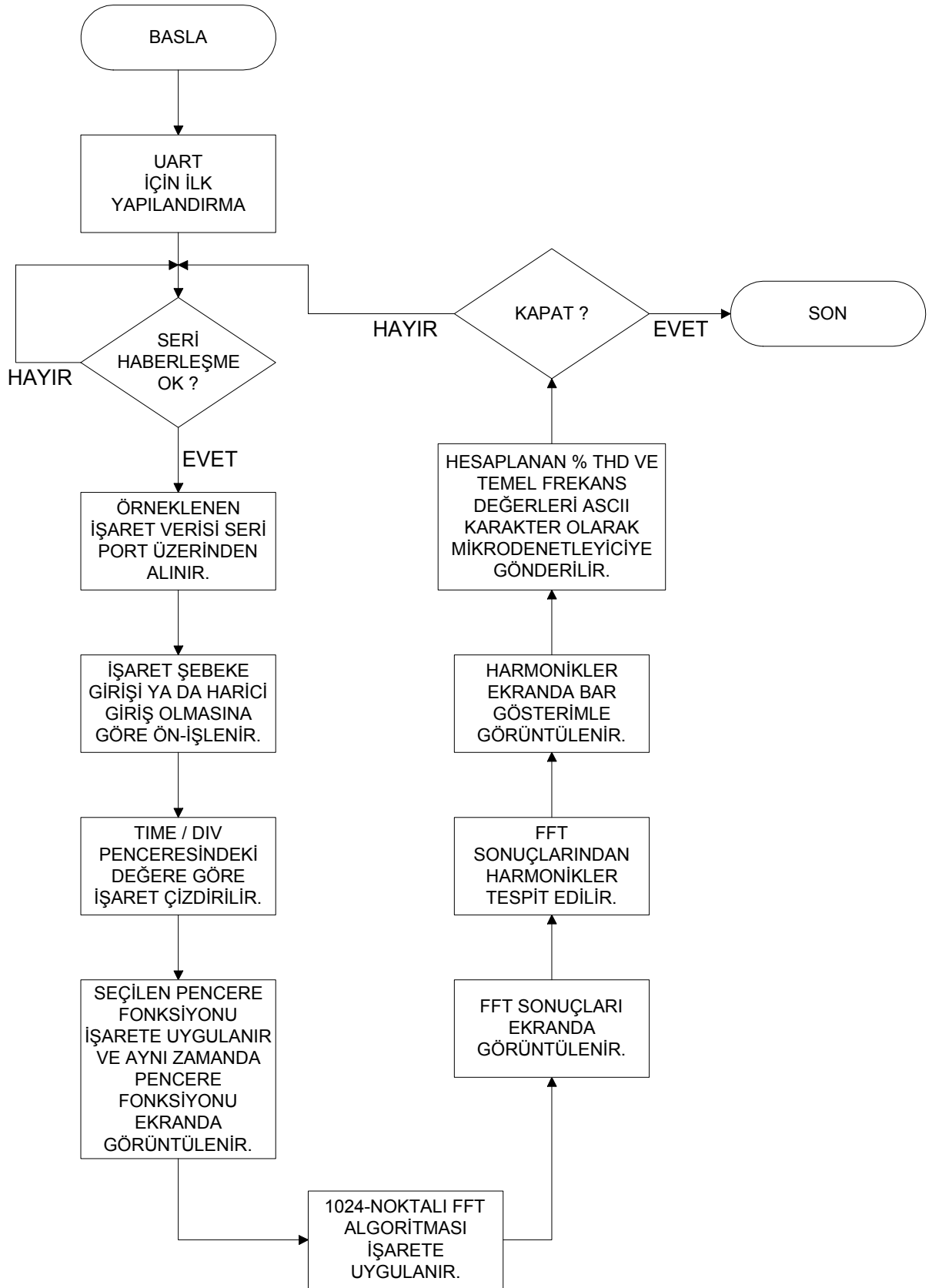


Şekil 4.22 Çalıştırılmış bekleme durumundaki MATLAB ara yüzü

Şekil 4.22’de ara yüzün son şekli görülebilmektedir. “Lütfen Bir Giriş Seçiniz” adlı açılır menü üzerinden, ölçülen işaretin şebekeye mi yoksa harici bir kaynağa mı ait olduğu bilgisini kullanıcı, ara yüze söyler. Kullanıcı aynı zamanda bu açılır menü üzerinden, çalışmakta olan ara yüzü, sonuçları incelemek için 10 s kadar bekletebilir ya da pencereyi tamamen kapatabilir. “Pencere Fonksiyonu Seciniz” adlı açılır menüden örneklenen işarete kullanıcının seçtiği bir pencere fonksiyonu uygulanır. Seçilen pencere fonksiyonu “Pencere Fonksiyonu” adlı grafik pencere üzerinden de görüntülenmektedir. “Time / Div.” açılır menüsü ise işarete daha detaylı bir şekilde bakabilmek için, osiloskoplarda mevcut olan aynı adlı fonksiyonu gerçekleştirir. Bu menüde 4 farklı seviyede işarete yaklaşılır. Aslında yapılan iş, işaretin bütün değerleri yerine seçilen kısım kadar örneğin ekran üzerinde gösterilmesidir. Böylece işaretin detaylarına bakabilmek mümkün olabilmektedir. Sol altta görülen panelde ise işarete ilişkin ölçüm sonuçları verilmiştir. Bu ölçüm sonuçları % THD değeri ve işaretin temel frekansını söyleyen f_0 ’dır. Grafik pencereleri ise şekil 4.22’de görüldüğü gibi 3 adettir. En üstteki pencerede örnekleri alınan işaret hiç değiştirilmeden gösterilir. Bu özelliği ile bir osiloskop olarak çalışır. Ortadaki pencerede ise işarete HFD algoritması uygulandıktan sonra

HFD sonuçları yani frekans spektrumu verilmiştir. Bu spektrum $[-2.5KHz, 2.5KHz]$ aralığını göstermektedir. Bunun sebebi önceki bölümlerde verilmiştir. En alttaki pencerede ise frekans spektrumunun yazılan algoritmayla yorumlanması sonucu oluşturulan harmonik analiz sonuçları gösterilmiştir. Burada harmonikler, bar gösterimle görüntülenmiştir.

4.2.2.1 MATLAB Ara Yüz Genel Akış Diyagramı ve Akış Açıklaması



Şekil 4.23 MATLAB ara yüz yazılımı genel akış diyagramı

MATLAB ara yüz programında ilk adım bir seri port tanımlayıp ilk yapılandırılmasını yapmaktır. Seri port baud hızı mikrodenetleyici 8051'in baud hızı ile aynı olmalıdır. Bu işlem yapıldıktan sonra bir sonsuz döngü kurulur. Bütün program "KAPAT" komutu gelmediği takdirde bu döngünün içinde çalışmaktadır. Öncelikle MATLAB ara yüzü örneklenen veriler kendisine ulaşmadığında hiçbir şey yapamaz. Bu yüzden kendisine verinin ulaşmasını beklemektedir. Verinin ulaşmasından önce seri portun sağlam olduğunun testi için kontrol verisini bekler. Aynı şekilde ara yüz de mikrodenetleyiciye kontrol için 1 Bayt yollar. Kontrol işlemi sağlıklı olduğunda 2048 Bayt'lık veri ara yüz tarafından alınır. Gelen veri 1024 adet örneğe ilişkin ikili-sayılarıdır. Bu verilerin analog değerlere çevrilmesi gerekmektedir. Ayrıca değerler 12-bit verilere ilişkin olduğundan [0 , 4095] arasında değerler içerir. Bunların seçilen giriş tipine göre [-10 , 10] ya da [-310 , 310] değerlerine oturtulması gereklidir. Bunun anlamı sayısal olarak "0"ın -10 ya da -310'a; "4095"nin ise +10 ya da +310'a denk düşürülmesi gerekmektedir. İşaret verisinin üzerinde bu bahsedilen amaçların gerçekleşmesi için bir ön-işlem yapılır. Ön-işlem bittiğinde analog işaret elde edilmiş olur. Bu işaret "Time / Div." açılır menüde girilen tercihe göre ekranda gösterilir. Bu özellik sayesinde işaretin ilk 128, ilk 256, ilk 512 ya da tamamı görüntülenebilmektedir. Yüksek frekanslı bir işaret incelendiğinde grafiğin daha iyi görülüp kullanıcının daha iyi yorumlayabilmesi için bu özellik çok işe yaramaktadır. "Time / Div.", x-ekseni boyunca bir yaklaştırma işlemini gerçekleştirmektedir. İşaret ekranda görüntüledikten sonra seçilen pencere fonksiyonu ile çarpılır. Bu işlem zaman domeninde bir çarpmadır. Pencerenin n. noktası ile işaretin n. örnek değeri çarpılır. Ayrıca pencere fonksiyonu grafik pencere üzerinde görüntülenir. Bundan sonra HFD algoritması koşturulur. Kullanılan HFD algoritması MATLAB'in içinde yer alan fft komutu değildir. HFD algoritması, bit-tersleme işlemi ile başlamış ve kelebek algoritması kullanılarak tamamlanmıştır. HFD algoritması sabit 1024-noktalı olarak yazılmıştır ancak bazı eklemelerle genel bir hal de verilebilir. HFD algoritmasına, EK 6'daki MATLAB arayüz yazılımının içinden ulaşılabilir. HFD sonuçları, ara yüz üzerinde olduğu gibi görüntülenir. Bu şekilde işaretin frekans spektrumunun 2.5 kHz'lik kısmı ekran üzerinde görüntülenmiş olur. Bundan sonra bu spektrumdan faydalanarak işaretin içindeki harmoniklerin tespit edilmesi işlemi yapılmaktadır.

Harmoniklerin tespit edilmesi sırasında birçok yöntem denenmiş ancak hepsinde bazı eksikliklere rastlanmıştır. Bunun sebebi simülasyon ortamındaki işaretin yerine gerçek

dünyadan alınan işaretlerle çalışılmasıdır. Yapılmak istenen bir insanın frekans spektrumuna baktığında sezgisel olarak nasıl harmoniklerin yerini kestirebilmekteyse programın da aynı şekilde harmoniklerin yerini bulabilmesi, frekanslarını belirleyebilmesi ve hatta genliklerini de elde etmesiydi. Fakat gerçek dünya işaretleri ile çalışırken basit “eğer” komutları ile bunu yapmak oldukça zordur. Bu yüzden program içinde bazı değişkenler tanımlanmış ve birçok işareti oldukça düzgün analiz edebilecek adaptif bir yapı oluşturulmaya çalışılmıştır.

4.2.2.2 HFD Sonuçlarından Harmonik Bileşenlerin Tespit Edilmesi

Frekans spektrumunda çok sayıda yerel tepe noktası bulunmaktadır. Halbuki bu tepelerden bazıları gerçek harmoniklere aittir. Örneğin saf bir sinüsün spektrumunda sadece 2 tepe noktası olması gerekirken bazı gürültü ve kuantalama hataları nedeniyle spektrumda birçok tepe noktası bulunmaktadır. Bu yüzden her tepe noktası bir harmonik olarak yorumlanmamalıdır. Spektrumdaki genliklerin her artma ve azalma gösterdiği nokta bir harmonik olarak algılanmamalıdır. Ayrıca oluşturulacak yapı her türlü işaretin harmoniklerini bulabilecek yapıda olmalıdır.

Frekans spektrumundaki maksimum genlik tespit edilir. Bu genlik bir harmoniğe hatta yüksek ihtimalle temel bileşene aittir. Bir tepe noktasının harmonik olarak adlandırılabilmesi için genliğinin mutlaka maksimum değere göre belirlenen bir değerden daha büyük olması beklenmektedir. Harmonik numarasının artması ile genliğin azalması da göz önünde bulundurulmuş ve harmoniklerin tespit edilmesinde sabit bir değer ile genlikler karşılaştırılmamıştır. Örneğin bir işaretin 3. harmoniği bulunurken 0.5'ten büyük olması beklenirken 5. harmoniği bulunurken 0.28'den büyük olması irdelenmiştir. Bu tespit yapılırken (4.9) denkleminde faydalanılmıştır.

$$V_x = \frac{\min_oran * \max_FFT}{2 * harmonik_sirası - 1} \quad (4.9)$$

(4.9) denkleminde V_x , harmonik olmasından şüphelenilen tepenin ölçülen değerinin karşılaştırılacağı genlik seviyesini; \min_oran , yazılımda bir kez 0.05 olarak belirlenmiş olan

değeri; *harmonik _sırası*, o an kaçınıcı harmonik bulunacaksa o sayıyı göstermektedir.

Ayrıca bir tepenin harmonik olabilmesi için spektrumda çok yakınında o tepeden daha yüksek bir tepenin de bulunmaması sorgulanmıştır.

Bu kriterler bir tepe tarafından sağlanıyorsa bir komşuluk kavramı tanımlanır. Komşuluk kavramına göre bir tepenin kendi komşuluğu içindeki başka spektrum noktalarında başka tepe yoktur.

Bir tepe değeri için harmonik olma kriterleri sağlanmışsa ve bu tepe temel bileşen ise, yani spektrumda “0” noktasına en yakın ve ilk bulunan tepe ise, başlangıçta “5” olarak belirlenmiş bir komşuluktan sonra harmonik incelemesine devam edilir ve tepelerin harmonik olma kriterlerine uyup uymadıkları sorgulanır. Bunun bir anlamı da bir harmonikten sonra yaklaşık 25 Hz ($5 \times \frac{5KHz}{1024}$) yakınında başka bir harmonik olamayacağıdır.

Bir sonraki harmonik belirlendiğinde ise komşuluk baştaki sabit değeri yerine yeniden tanımlanır. Yeni komşuluk, ardışıl iki harmonik tepe arasındaki nokta sayısının 3 eksiği olarak tanımlanır. Bu sayılar, tamamıyla deneysel yollarla elde edilmiş sayılardır. Harmonik bulma işlemi, harmonik sayısı 30 oluncaya veya spektrumun son noktası olan 512. nokta incelenene kadar devam eder. Bu işlem sonunda harmonikler bulunmuş olur ve temel frekansın bulunması işlemine geçilir.

4.2.2.3 İşaretin Temel Frekansının Bulunması

İşaretin temel frekansı bulunurken her zaman spektrumun “0” noktası olan DC bileşene en yakın olduğu noktanın temel bileşen olduğunu söylemek imkansızdır. Örneğin 2 kHz’lik bir sinüs dalgası ile 5 kHz’lik bir sinüs dalgasının toplamının harmonik analizi yapılıyorsa, temel frekans 1 kHz olmalıdır. Oysaki frekans spektrumuna bakılırsa “0” noktasına en yakın tepe noktası 2 kHz’lik sinüsü temsil eden noktadır ve temel bileşen olarak alınırsa hatalı sonuç

üretir. Temel bileşen böyle bir örnekte 1kHz'tir ve 2. harmoniği 2 kHz'lik sinüsü ve 5. harmoniği de 5kHz'lik sinüsü göstermelidir.

Temel bileşen ya da temel frekans tespit edilirken bütün harmonikleri tamsayı katı olarak gösterebilecek en büyük frekans değeri tespit edilmelidir. Bu işlemi gerçekleştirmek için modüler aritmetik kullanılmıştır.

Harmonikler belirlendikten sonra hepsinin spektrumda kaçınıcı nokta üzerinde olduğu biliniyor demektir. Bu noktada, yine gerçek dünyadan işaretlerle çalışıldığına ve frekansların ayrık değerleri ile spektrumun belirlendiğine dikkat çekerek her zaman bütün harmoniklerin bulunduğu noktaların bir sayının tam katı olamayacağı gerçeğini hatırlamak gerekir. Bu yüzden de bir tolerans kavramı üzerinde durulmuştur. Tolerans değeri 3 olarak belirlenmiştir ve yazılım içinde tekrar değiştirilmemektedir. Tolerans değeri bir harmoniğin üzerinde bulunduğu nokta statik değil de, sanki (\pm tolerans) değeri kadar başka bir nokta üzerindeymiş gibi düşünülerek temel frekans değeri bulunmaya çalışılır. Bulunan nokta frekans spektrumunda var olan bir nokta üzerinde olmak zorunda da değildir. Bu noktanın belirlenmesinde bütün harmoniklerin etkileri göz önüne alındığından oldukça sağlıklı bir yapı olduğu düşünülebilir. Temel bileşen ara yüz üzerinde her döngüde güncellenerek gösterilmektedir.

4.2.2.4 Toplam Harmonik Distorsiyonunun Hesaplanması

Temel bileşen ve harmonikler tespit edildikten sonra bütün harmoniklerin genliklerinin karelerinin toplamının karekökü hesaplanır ve temel bileşen genlik değerine bölünür. % THD hesaplanırken çıkan sonuç 100 ile çarpılır. % THD değeri ara yüz üzerinde her döngüde güncellenerek gösterilmektedir.

Hesaplanan temel frekans ve % THD değerlerinin, her basamağında bulunan rakam ayrı ayrı elde edilir ve her rakam ASCII karakterini temsil eden sayıya dönüştürülüp LCD üzerinde gösterilmek için mikrodenetleyiciye gönderilir. Bu işlem de tamamlandıktan sonra döngünün bittiğini belirlemek için mikrodenetleyiciye bir kontrol verisi daha yollanır ve çevrim başlangıcına geri dönlür.

4.2.3 MATLAB Ara Yüz Programının Son Kullanıcılar İçin Derlenmesi

Oluşturulan MATLAB ara yüz programı çalışması için MATLAB R2006b versiyonuna ihtiyaç duymaktadır. Daha eski bir versiyona sahip bir bilgisayar üzerinde bile çalışmama ihtimali vardır. Bu uygulamanın pratiklik taşıması ve her bilgisayarda çalışabilmesi için ara yüz programının mutlaka derlenmesi ve kendi kendine çalışabilen (standalone) uygulama (.exe) haline dönüştürülmesi gerekmektedir. Nitekim, MATLAB bu derleme işlemini de kendi bünyesinde gerçekleştirebilmektedir.

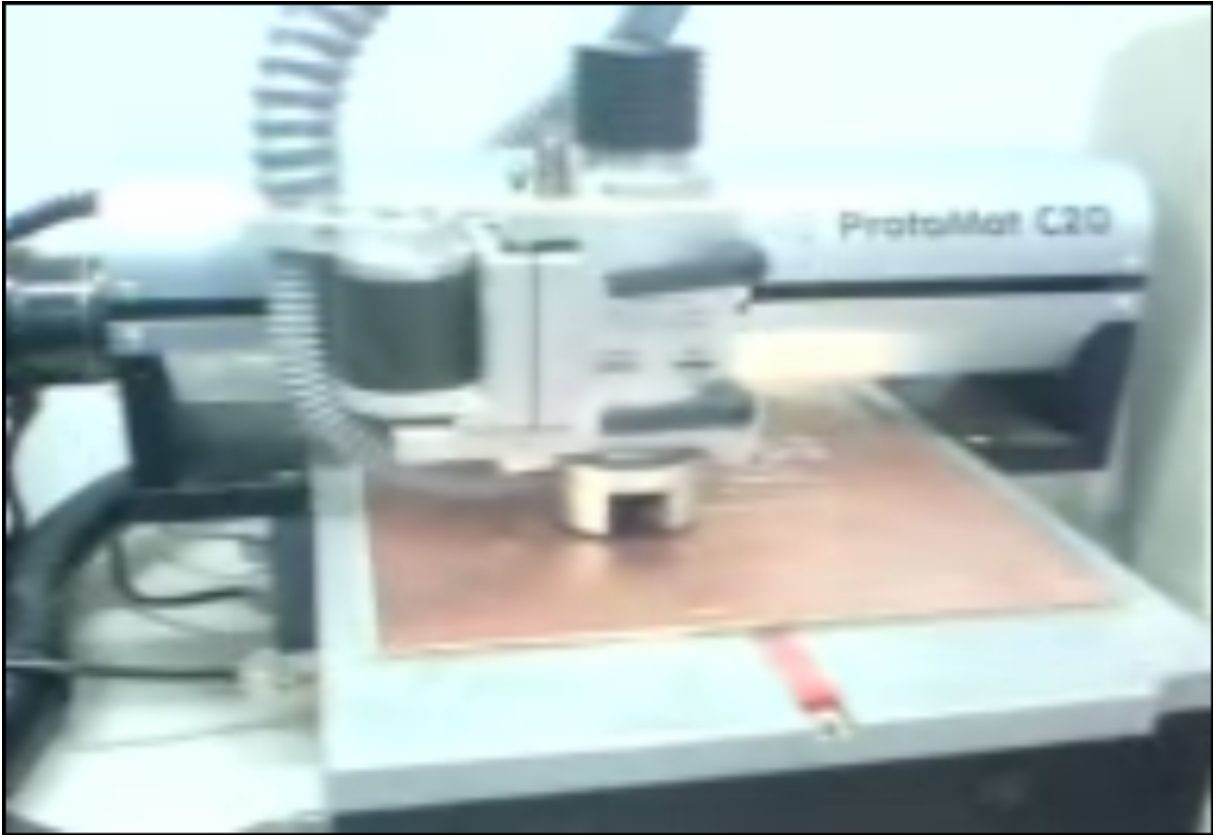
MATLAB, derleme işlemine, komut penceresine yazılan “deploytool” komutu ile başlamaktadır. Bundan sonra yeni bir derleme projesi oluşturulmalı ve .m uzantılı ara yüz programı da proje dosyalarının içine sürüklenmelidir. Ara yüz programının veya her hangi bir MATLAB programının, üzerinde hiç MATLAB olmayan ya da daha eski bir versiyona sahip bir bilgisayarda çalıştırılabilmesi için “Run-time” adı verilen kütüphanelerinin de o bilgisayar üzerinde bir defaya mahsus olarak kurulması gerekmektedir. Bu yüzden, proje dosyalarına bu kütüphaneleri içeren MCRInstaller.exe dosyasının da eklenmesi gerekmektedir. Dosyalar eklendikten sonra “derleme” ve “paketleme” işlemleri yapılır. Sonuçta ortaya tek bir dosya çıkmaktadır ve bu dosya ile mikrodenetleyicili harmonik analizör, bu dosyanın oluşturulduğu işletim sistemi platformlarında (bu uygulama için Windows XP) MATLAB programının kurulu olmasına ihtiyaç duymadan çalışabilmektedir.

4.2.4 Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör Baskı Devre Üretimi

Mikrodenetleyicili harmonik analizör devresinin tasarımından sonra baskı devresi (PCB) de üretilmiştir. Baskı devre üretimi öncelikle bir bilgisayar programında baskı devrenin şeklinin ve “gerber” adı verilen dosyaların oluşturulması ile başlar. Kullanılan bilgisayar yazılımı oldukça güçlü olan “Altium DXP 2004” programıdır. Programda devrenin şematiği çizilmiş, kendi kütüphanesinde olmayan bazı elemanların gerçek boyutları kumpas yardımıyla ölçülerek bu boyutlara uygun baskı devre kütüphaneleri oluşturulmuş, ve çift katlı baskı devre oldukça beğenilen ve kuvvetli olan “otomatik yol çizimi (auto-route)” özelliği sayesinde oluşturulmuştur. Daha sonra gerber dosyaları elde edilmiştir. Gerber dosyaları baskı devrenin

retimi için gerek duyulan dosyalardır ve ilerinde baskı devreye ilişkin bütün bilgileri özel formatlarında ihtiva ederler.

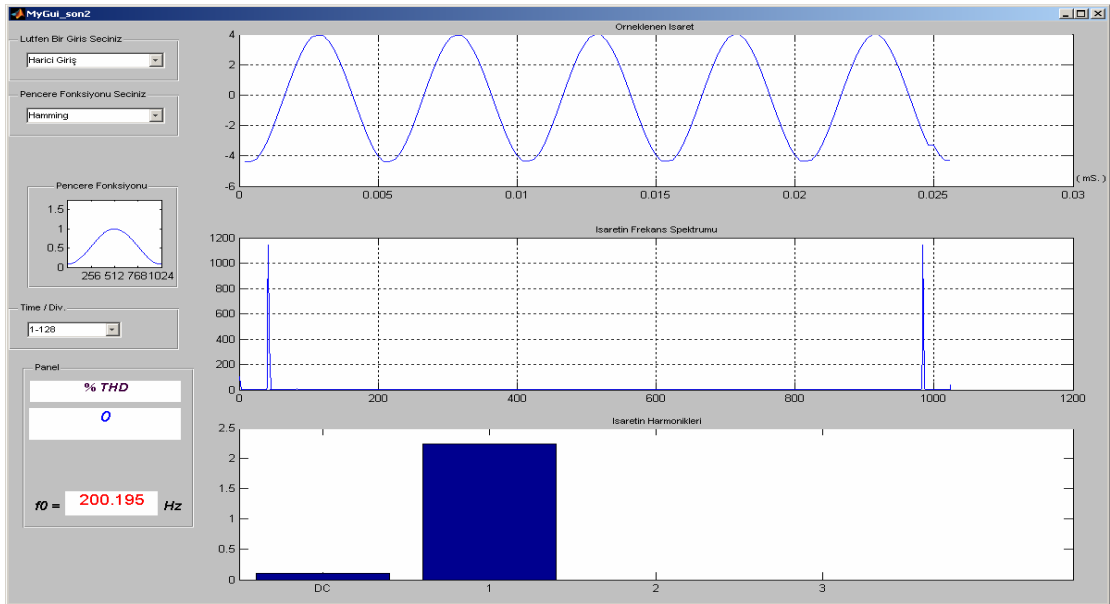
Baskı devre retimi, Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Laboratuvarında bulunan LPKF firmasının ProtoMat C20 model baskı devre makinesi ile yapılmıştır. Oldukça uzun ve yorucu bir süreçten sonra baskı devre üretilmiştir ve devre elemanlarının montajında bir sıkıntı yaŐanmamıŐtır. Şekil 4.24'te baskı devre üretim sürecinden bir an görüntülenmektedir.



Şekil 4.24 Baskı devre üretimi sırasında bir görüntü

5. MİKRODENETLEYİCİLİ HARMONİK ANALİZÖR SİSTEMİNİN PERFORMANS ANALİZİ

Mikrodenetleyicili harmonik analizörün başarımını ölçmek için “FLUKE 43B Power Quality Analyzer” referans harmonik analizör olarak alınmıştır. Mikrodenetleyicili harmonik analizör ile referans harmonik analizör bir dizi teste tabii tutulmuştur. Testler yapılırken, sadece sinüs ve kare dalga ölçülmüştür. Her bir pencere fonksiyonu ile harmonik analizör çalışırken 50’şer adet örnek alınmıştır ve kaydedilen değerler bu ölçmelerin ortalamalarıdır. Ayrıca standart sapmalar da hesaplanmış ve kaydedilmiştir. Aşağıda yapılmış olan testler ve bu testlerden elde edilmiş sonuçlar verilmiştir. Elde edilen sonuçlarda Fluke 43B Tek-faz Güç Kalite Analizörünün hatası hesaba katılmadığından, sonuçlar referans cihazın hatası dikkate alınarak değerlendirilmelidir.



Şekil 5.1 Mikrodenetleyicili harmonik analizör ile 4 V, 200 Hz sinüs işareti ölçümü



Şekil 5.2 Referans harmonik analizör ile 4 V, 200 Hz sinüs işareti ölçümü

Çizelge 5.1 Sinüs işareti (4 V, 200 Hz) ölçümü performans analizi

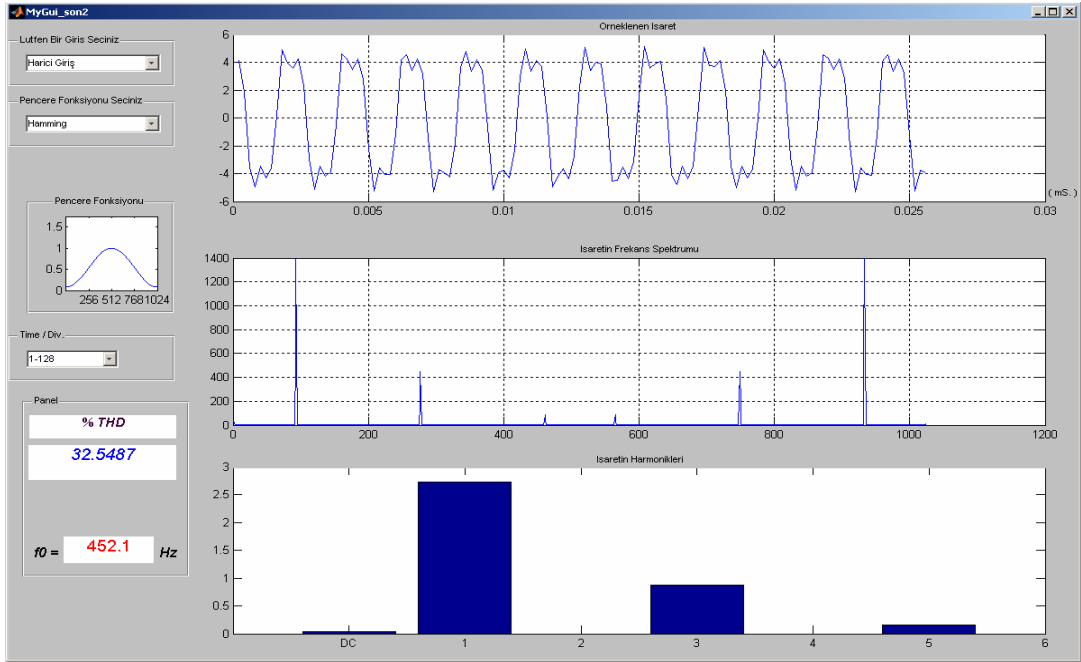
		% THD		Temel Frekans		Temel Bileşen Genliği	
Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör	Pencere Tipi	% THD	Frekans (Hz)	% Doğruluk	Genlik (V)	% Doğruluk	
	Hamming	0	200,20	0,40	4,02	0,50	
	Hanning	0	200,20	0,40	4,04	1,00	
	Bartlett	0	200,20	0,40	4,05	1,25	
	Blackman	0	200,20	0,40	3,94	1,50	
	Taylor	0	200,20	0,40	4,20	5,00	
	Triangular	0	204,88	1,93	4,12	3,00	
	Rectangular	0	200,20	0,40	4,39	9,75	
REFERANS HARMONİK ANALİZÖR		0,58	201	± 0.25 Hz	4,00	5,00	

Çizelge 5.2 Kare Dalgı (4 V, 200 Hz) ölçümü performans analizi

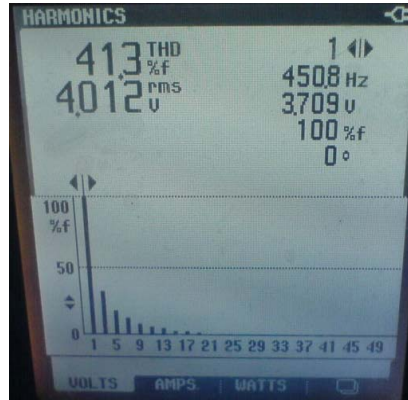
		% THD		Temel Frekans		Temel Bileşen Genliği	
Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör	Pencere Tipi	% THD	% Doğruluk	Frekans (Hz)	% Doğruluk	Genlik (V)	% Doğruluk
	Hamming	45,98	1,20	199,64	0,68	4,68	8,06
	Hanning	42,97	7,67	200,14	0,43	4,91	3,54
	Bartlett	44,21	5,01	199,94	0,53	4,84	4,91
	Blackman	40,34	13,32	202,00	0,50	5,05	0,79
	Taylor	37,20	20,07	202,38	0,69	5,17	1,57
	Triangular	39,58	14,95	202,40	0,70	5,06	0,59
	Rectangular	38,80	16,63	201,24	0,12	5,59	9,82
REFERANS HARMONİK ANALİZÖR		46,54	3	201,00	± 0.25 Hz	5,09	5

Çizelge 5.3 Sinüs işareti (4 V, 1 kHz) ölçümü performans analizi

		% THD		Temel Frekans		Temel Bileşen Genliği	
Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör	Pencere Tipi	% THD	Frekans (Hz)	% Doğruluk	Genlik (V)	% Doğruluk	
	Hamming	0	1005,9	0,41	4,04	1,00	
	Hanning	0	1005,9	0,41	3,99	0,25	
	Bartlett	0	1008,8	0,12	4,04	1,00	
	Blackman	0	1005,9	0,41	3,95	1,25	
	Taylor	0	1005,9	0,41	4,09	2,25	
	Triangular	0	1008,2	0,18	4,04	1,00	
	Rectangular	0	1005,9	0,41	4,36	9,00	
REFERANS HARMONİK ANALİZÖR		0,50	1010,0	± 0.25 Hz	4,00	5	



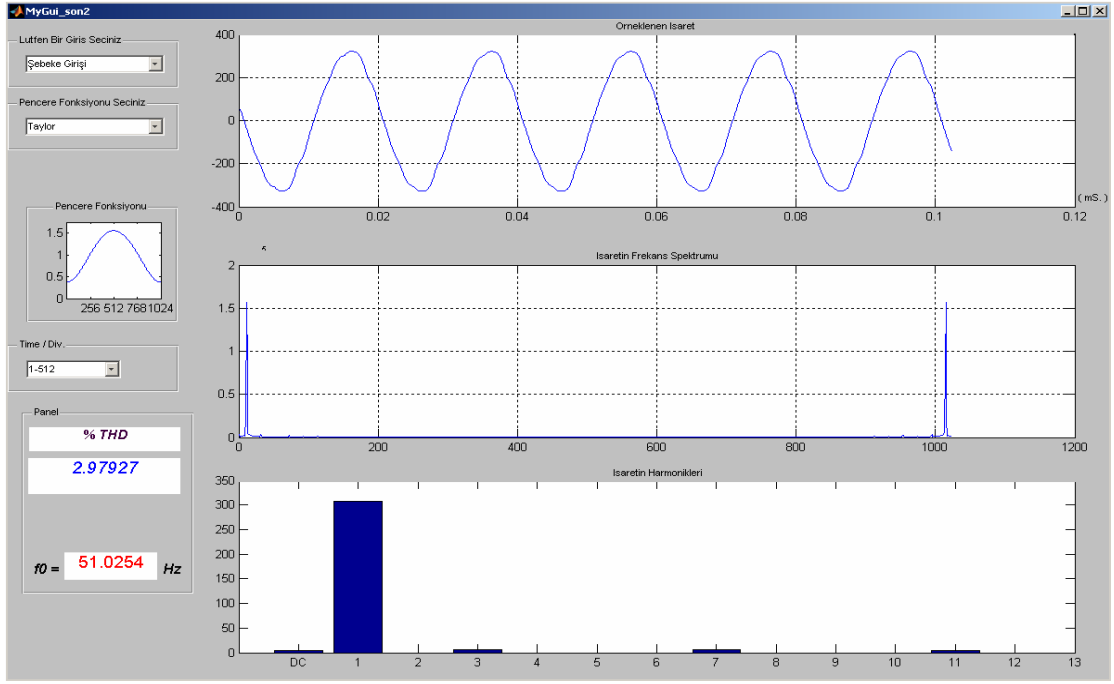
Şekil 5.3 Mikrodenetleyicili harmonik analizör ile 4 V, 450 Hz kare dalga ölçümü



Şekil 5.4 Referans harmonik analizör ile 4 V, 450 Hz sinüs işareti ölçümü

Çizelge 5.4 Kare Dalga (4 V, 450 Hz) ölçümü performans analizi

		% THD		Temel Frekans		Temel Bileşen Genliği	
Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör	Pencere Tipi	% THD	% Doğruluk	Frekans (Hz)	% Doğruluk	Genlik (V)	% Doğruluk
	Hamming	32,38	21,64	452,10	0,47	5,21	2,36
	Hanning	31,99	22,58	452,10	0,47	5,13	0,79
	Bartlett	31,55	23,64	452,10	0,47	5,22	2,55
	Blackman	31,39	24,03	452,43	0,54	5,09	0,00
	Taylor	29,25	29,21	452,94	0,65	5,27	3,54
	Triangular	29,90	27,64	452,96	0,66	5,19	1,96
	Rectangular	27,75	32,84	452,76	0,61	5,52	8,45
REFERANS HARMONİK ANALİZÖR		41,32	3	450,00	± 0.25 Hz	5,09	5



Şekil 5.5 Mikrodenetleyicili harmonik analizör ile 50 Hz şebeke gerilimi ölçümü



Şekil 5.6 Referans harmonik analizör ile 50 Hz şebeke gerilimi ölçümü

Çizelge 5.5 Şebeke gerilimi (50 Hz) ölçümü performans analizi

		% THD		Temel Frekans		Temel Bileşen Genliği	
Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör	Pencere Tipi	% THD	% Doğruluk	Frekans (Hz)	% Doğruluk	Genlik (V)	% Doğruluk
	Hamming	3,21	27,89	50,94	1,88	331,15	2,76
	Hanning	3,36	33,86	50,51	1,02	328,21	1,84
	Bartlett	2,90	15,54	48,68	2,64	332,24	3,09
	Blackman	3,39	35,06	50,09	0,18	327,38	1,59
	Taylor	2,94	17,13	49,86	0,28	331,98	3,01
Triangular	2,88	14,74	47,44	5,12	332,49	3,17	
REFERANS HARMONİK ANALİZÖR		2,51	3	50,00	± 0,25 Hz	322,27	5

5.1 Mikrodenetleyicili Harmonik Analizör Performansı Hakkında Yorumlar

Sonuçlara bakıldığında, ölçmenin en doğru olarak yapıldığı değer, frekans değeri olarak karşımıza çıkmaktadır. Birçok işarete ilişkin frekansı, mikrodenetleyicili harmonik analizör, ± 5 Hz gibi bir toleransla, küçük sayılabilecek bir farkla ölçmeyi başarmıştır.

THD hesaplamasında karşılaşılan sonuçlar aldatıcı olabilmektedir. Bunun nedeni, mikrodenetleyicili harmonik analizörün ölçme yaptığı frekans bölgesinin, referans alınan harmonik analizörün frekans bölgesinden nispeten küçük oluşudur. Kullanılan yöntemle göre THD ölçümü için spektrumun görünen bölgesindeki harmonikler hesaplamaya katılmaktadır. Referans edilen harmonik analizör, yaklaşık 15 kHz'lik bir bölgede harmonikleri gösterebilirken; mikrodenetleyicili harmonik analizör ile 2 kHz'e kadar olan harmonikler görüntülenebilmektedir. Bu da, işaretin frekansının artması ile daha az sayıda harmonik bileşenin görüntülenebilmesini ve farklı bir % THD değerinin elde edilmesine yol açmaktadır. Düşük frekanslı bir işarete sonuçlardan da anlaşılabilceği üzere daha yaklaşık bir % THD değeri bulunmuştur.

Temel bileşen genliğinde de tatmin edici sonuçlar bulunmuştur. Hatalar, genel olarak pencere fonksiyonunun etkisinden oluşmaktadır. Spektrumsal kayıplar ve çentik kayıpları yok edilebilmiş olsaydı daha net sonuçlara ulaşabilecektik. Ayrıca genel olarak testler eş zamanlı olarak uygulanmamış, bir testin bitmesiyle diğerine geçilmiştir. Bu ayrık zamanlarda ve hatta aynı ölçüm içerisinde bile genlikler değişebilmekte ve yanıltıcı olabilmektedir.

6. SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Bu tezde, ilk olarak mikrodnetleyicili sistem kullanılarak analog işaret, 12-bit gibi yüksek sayılabilecek bir çözünürlükte sayısal verilere dönüştürülmesi gerçekleştirilmiştir. Sonra elde edilen bu sayısal veriler özgün olarak gerçekleştirilen MATLAB yazılımında, çok güçlü bir algoritma olduğunu düşündüğüm, Hızlı Fourier Dönüşümü kelebek algoritması ile örneklenen işaretin frekans karakteristiği elde edilmiştir.

Frekans spektrumunun elde edilışinden sonra harmoniklerin tespit edilmesi için ilerde geliştirilebilir adaptif bir yapı oluşturulmaya çalışılmıştır. Bu yapının kullanılmasına sebep; gerçek dünya işaretlerinin, bilgisayar simülasyonlarında yapay olarak üretilen işaretlerden çok farklı davranabilmesidir

Gerçekleştirilen mikrodnetleyicili harmonik analizör çok yüksek başarılarla ulaşmasa da geliştirmeye açık bırakılmıştır. Tasarımında en çok zorlanılan bölüm olan spektrumdan harmoniklerin tespit edilebilmesi aşamasında spektruma bir insan gibi bakabilen ve yorum yapabilen bir sisteme ulaşmaya çalışılmıştır. Belli bir başarıyla buna ulaşılsa da yapay sinir ağları ile harmoniklerin frekanslarının kestiriminin yapılabilmesi düşünülmüş, sistemin geliştirilmesi gündeme geldiği takdirde YSA'dan faydalanılması düşünülmektedir.

Günümüz teknolojisinde hız çok önemlidir. Bu sistem tasarlanırken seçilmiş olan mikrodnetleyicinin hızı ve bazı yetenekleri günümüz teknolojisinde kullanılan 32-bit ve hatta 64-bit işlemcilerin ve dijital işaret işleyicilerin çok gerisindedir. Bununla beraber bu mikrodnetleyicinin maliyeti son derece düşüktür. İlerleyen zamanlarda daha yüksek performanslı ve daha yetenekli bir mikrodnetleyici ile harmonik analizinin devre üzerinde bitirilmesi ve sadece gerekmesi durumunda bilgisayara sonuçların aktarılması, grafik ekranlarla devrenin desteklenmesi mümkündür. Tabii kaçınılmaz olarak bunlar yüksek maliyeti de beraberinde getirecektir.

Mikrodnetleyicili harmonik analizör sistemi işaret frekansını ± 5 Hz gibi bir aralıkta başarıyla ölçebilmektedir. % THD verilerinin daha doğru ölçülebilmesi için örnekleme frekansı arttırılmalıdır. Temel bileşen genliğinde en yüksek başarıya Blackman penceresi ile ulaşılmıştır ki, hata yapılan ölçmelerin ortalaması alındığında yalnızca %1 dir ve referans ölçü aletinin doğruluğu da dikkate alındığında %4 ile %6 arasındadır.

Sonuç olarak, 8051 mikrodnetleyicisi ve 12-bit ADC kullanılarak 50 Hz - 2 kHz frekans

bandında çalışabilen ve MATLAB yazılım ortamında geliştirilen ve her hangi bir Windows XP işletim sistemi üzerinde çalışabilen ara yüze sahip, mikrodenetleyicili harmonik analizör sistemi geliştirilmiş ve tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir.

KAYNAKLAR

- Cheng Lin H., (2005) “Remote Real-Time Power System Harmonics Detection and Monitoring via the Internet”, Systems, Man and Cybernetics, 2005 IEEE International Conference, 10-12 Oct. 2005 ,Volume 3, 2867-2872
- De la Rosa F., (2006) “Harmonics and Power Systems”, CRC Press Taylor & Francis Group, Boca Raton Florida
- Kocatepe C., Uzunoğlu M., Yumurtacı R., Karakaş A., Arıkan O., (2003) “Elektrik Tesislerinde Harmonikler”, Birsen Yayınevi
- Sedef H., Attar F., Uzun T., (1995) “Enerji Sistemlerinde Meydana Gelen Harmoniklerin Bir Mikrodenetleyici Kullanılarak Ölçülmesi”, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi Sayfa 806
- Tavşanoğlu V., (1994) “An Introduction To Fourier Analysis” (Ders notu)
- Tavşanoğlu V., “1-D Fourier Transforms” (Powerpoint sunusu)
- Turan Özcerit A., Çakıroğlu M., Bayılmış C., (2005) “8051 Mikrodenetleyici Uygulamaları”, Papatya Yayıncılık
- Uzun T., (2005) “Mikroişlemci Sistemleri”

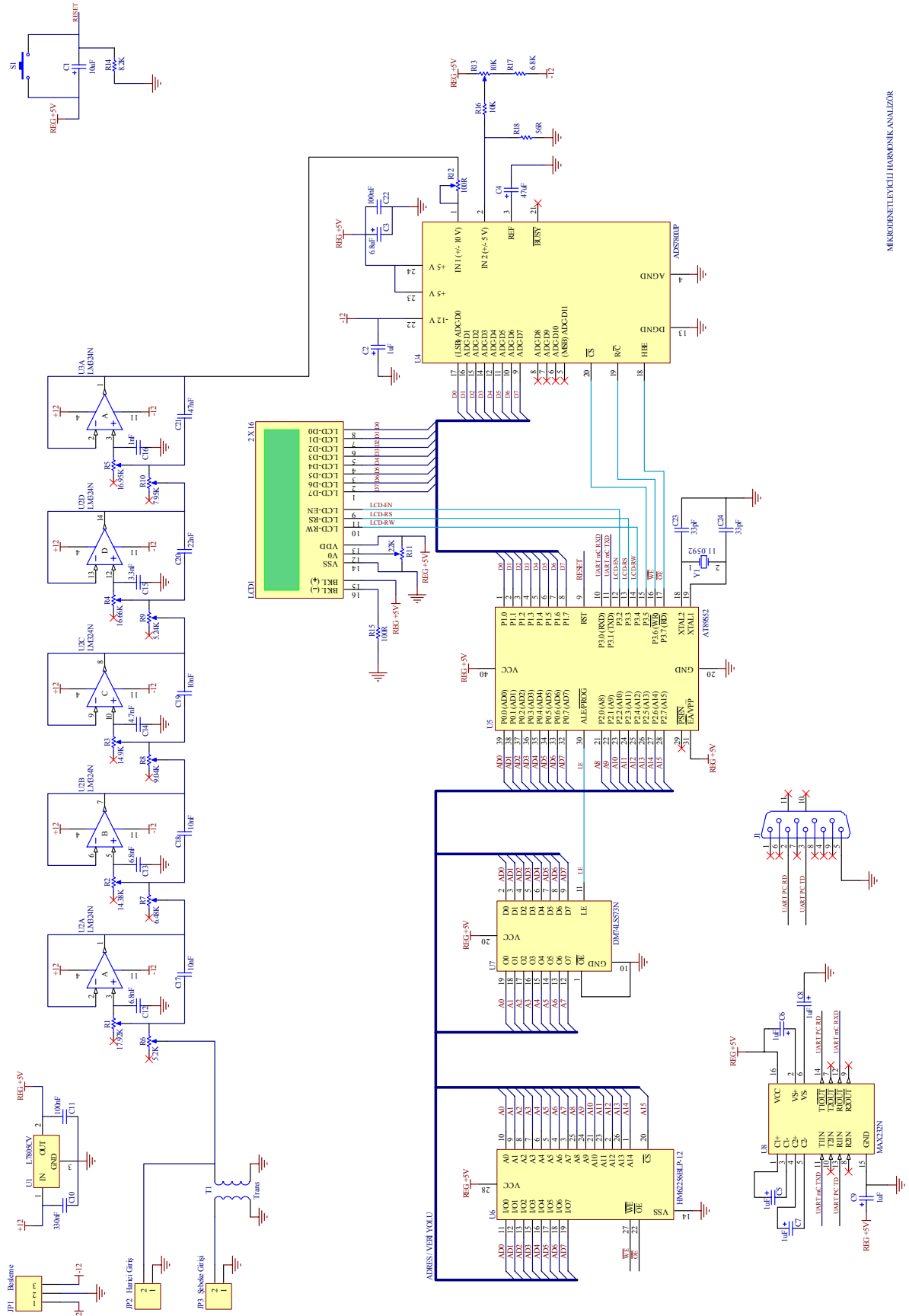
İNTERNET KAYNAKLARI

- [1] <http://www.entec.com.tr/htm/bulletin/Mpr63.htm>
- [2] http://meter.hu/adatlap/labor/pdf/szkopmeter_2.pdf
- [3] <http://www.valhallascientific.com/wattmeters-power-analyzers/watt-3030.shtml>
- [4] <http://www.computronics.com.au/motech/mt1010/>
- [5] <http://www.inotek.com/Catalog/fluke2et.html>
- [6] <http://en.wikipedia.org/wiki/Aliasing>
- [7] http://en.wikipedia.org/wiki/Total_harmonic_distortion
- [8] http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc1919.pdf
- [9] <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/82433/HITACHI/HM62256BLP-7.html>
- [10] <http://www.8052.com/tutlcd.phtml>
- [11] http://en.wikipedia.org/wiki/Sallen_Key_filter
- [12] <http://en.wikipedia.org/wiki/RS-232>
- [13] <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/27230/TI/MAX232N.html>
- [14] <http://www.bores.com/courses/advanced/windows/files/windows.pdf>

EKLER

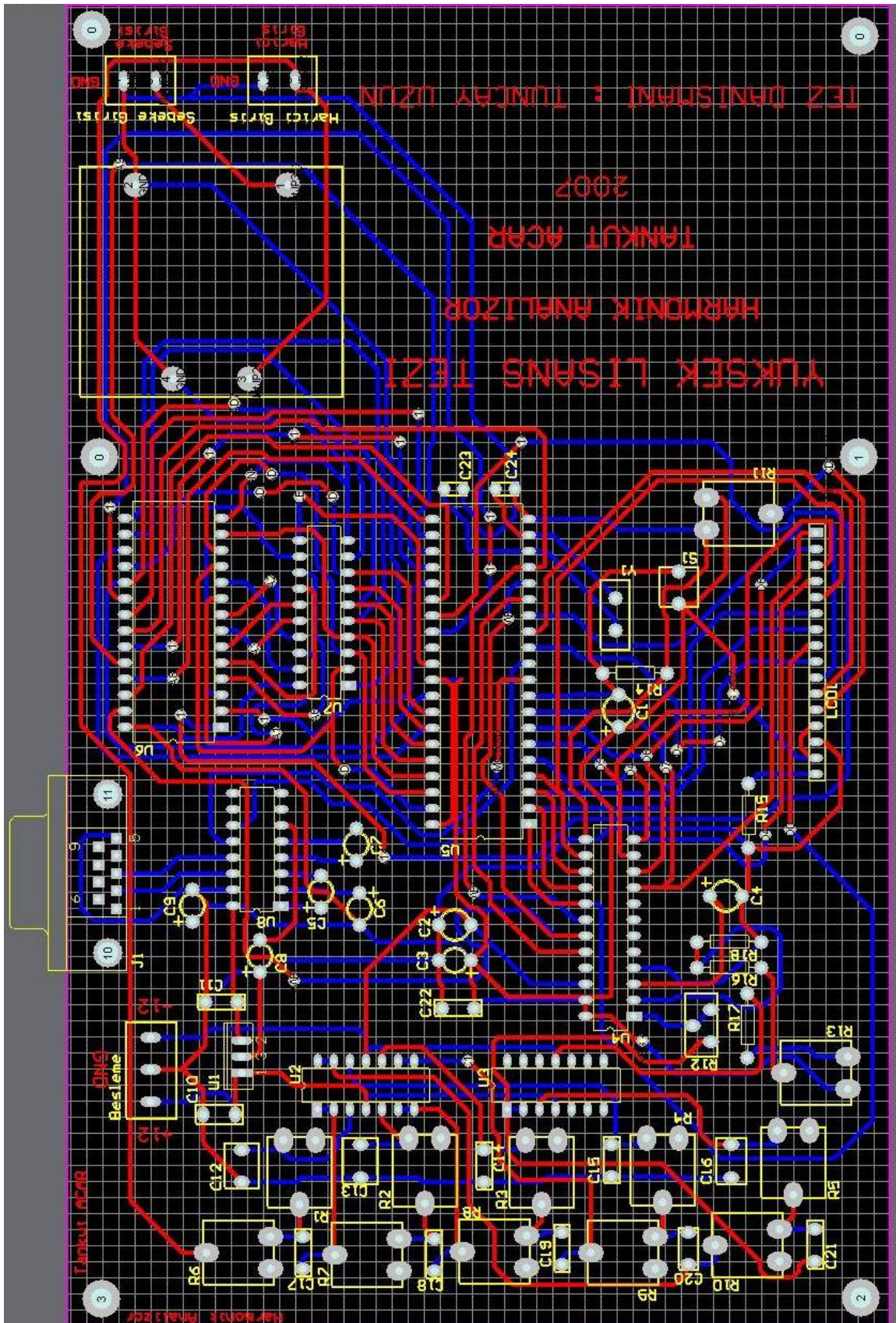
- Ek 1 Mikrodenetleyicili harmonik analizör sistemi devre şeması
- Ek 2 Mikrodenetleyicili harmonik analizör baskı devre resmi
- Ek 3 AT89S52 Mikrodenetleyici
- Ek 4 ADS7800JP 12-Bit ADC
- Ek 5 HM62256BLP-12 32KB SRAM
- Ek 6 Fluke 43B Tek-faz Güç Kalite Analizörü
- Ek 7 CD içerisinde grafik arayüzü kurulum dosyaları ve MATLAB programı
- Ek 8 CD içerisinde 8051 mikrodenetleyici programı

Ek 1 Mikrodenetleyicili harmonik analizör sistemi devre şeması



MİKRODENETLEYİCİLİ HARMONİK ANALİZÖR

Ek 2 Mikrodenetleyicili harmonik analizör baskı devre resmi



Ek 3 AT89S52 Mikrodenetleyici

Features

- Compatible with MCS[®]-51 Products
- 8K Bytes of In-System Programmable (ISP) Flash Memory
 - Endurance: 1000 Write/Erase Cycles
- 4.0V to 5.5V Operating Range
- Fully Static Operation: 0 Hz to 33 MHz
- Three-level Program Memory Lock
- 256 x 8-bit Internal RAM
- 32 Programmable I/O Lines
- Three 16-bit Timer/Counters
- Eight Interrupt Sources
- Full Duplex UART Serial Channel
- Low-power Idle and Power-down Modes
- Interrupt Recovery from Power-down Mode
- Watchdog Timer
- Dual Data Pointer
- Power-off Flag
- Fast Programming Time
- Flexible ISP Programming (Byte and Page Mode)
- Green (Pb/Halide-free) Packaging Option

1. Description

The AT89S52 is a low-power, high-performance CMOS 8-bit microcontroller with 8K bytes of in-system programmable Flash memory. The device is manufactured using Atmel's high-density nonvolatile memory technology and is compatible with the industry-standard 80C51 instruction set and pinout. The on-chip Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system or by a conventional nonvolatile memory programmer. By combining a versatile 8-bit CPU with in-system programmable Flash on a monolithic chip, the Atmel AT89S52 is a powerful microcontroller which provides a highly-flexible and cost-effective solution to many embedded control applications.

The AT89S52 provides the following standard features: 8K bytes of Flash, 256 bytes of RAM, 32 I/O lines, Watchdog timer, two data pointers, three 16-bit timer/counters, a six-vector two-level interrupt architecture, a full duplex serial port, on-chip oscillator, and clock circuitry. In addition, the AT89S52 is designed with static logic for operation down to zero frequency and supports two software selectable power saving modes. The Idle Mode stops the CPU while allowing the RAM, timer/counters, serial port, and interrupt system to continue functioning. The Power-down mode saves the RAM contents but freezes the oscillator, disabling all other chip functions until the next interrupt or hardware reset.



**8-bit
Microcontroller
with 8K Bytes
In-System
Programmable
Flash**

AT89S52

1919C-MICRO-305



Ek 4 ADS7800JP 12-Bit ADC



ADS7800

12-Bit 3 μ s Sampling ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER

FEATURES

- 333k SAMPLES PER SECOND
- STANDARD $\pm 10V$ AND $\pm 5V$ INPUT RANGES
- DC PERFORMANCE OVER TEMP:
No Missing Codes
1/2LSB Integral Linearity Error
3/4LSB Differential Linearity Error
- AC PERFORMANCE OVER TEMP:
72dB Signal-to-Noise Ratio
80dB Spurious-free Dynamic Range
-80dB Total Harmonic Distortion
- INTERNAL SAMPLE/HOLD, REFERENCE,
CLOCK, AND 3-STATE OUTPUTS
- POWER DISSIPATION: 215mW max
- PACKAGE: 24-Pin Single-wide DIP
24-Lead SOIC

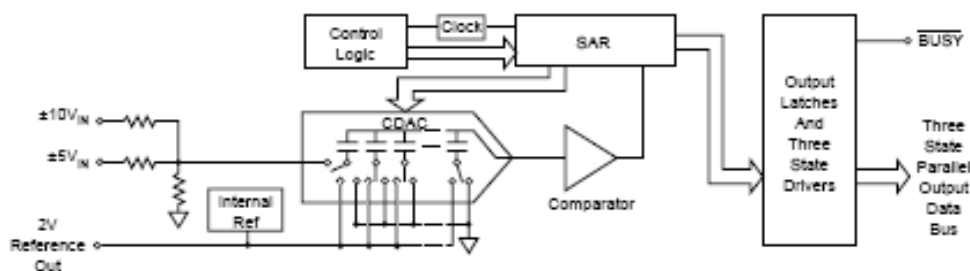
DESCRIPTION

The ADS7800 is a complete 12-bit sampling analog-to-digital converter using state-of-the-art CMOS structures. It contains a complete 12-bit successive approximation A/D converter with internal sample/hold, reference, clock, digital interface for microprocessor control, and three-state output drivers.

The ADS7800 is specified at a 333kHz sampling rate. Conversion time is factory set for 2.70 μ s max over temperature, and the high speed sampling input stage insures a total acquisition and conversion time of 3 μ s max over temperature. Precision, laser-trimmed scaling resistors provide industry-standard input ranges of $\pm 5V$ or $\pm 10V$.

AC and DC performance are completely specified. Two grades based on linearity and dynamic performance are available to provide the optimum price/performance fit in a wide range of applications.

The 24-pin ADS7800 is available in plastic and side-braze hermetic 0.3" wide DIPs, and in an SOIC package. It operates from a +5V supply and either a -12V or -15V supply. The ADS7800 is available in grades specified over 0°C to +70°C and -40°C to +85°C temperature ranges.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 8730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85708 • Tel: (520) 748-1111 • Telex: 910-952-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAX Line: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BURRCORP • Telex: 668-8481 • FAX: (520) 888-1610 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

Ek 5 HM62256BLP-12 32KB SRAM

HM62256B Series

256k SRAM (32-kword \times 8-bit)

HITACHI

ADE-203-135F (Z)
Rev. 6.0
Nov. 13, 1997

Description

The Hitachi HM62256B Series is a CMOS static RAM organized 32,768-word \times 8-bit. It realizes higher performance and low power consumption by employing 0.8 μ m Hi-CMOS process technology. The device, packaged in 8 \times 14 mm TSOP, 8 \times 13.4 mm TSOP with thickness of 1.2 mm, 450 mil SOP (foot print pitch width), 600 mil plastic DIP, or 300 mil plastic DIP, is available for high density mounting. It offers low power standby power dissipation; therefore, it is suitable for battery backup systems.

Features

- Single 5.0 V supply: 5.0 V \pm 10%
- Access time: 55 ns/70 ns/85 ns (max)
- Power dissipation:
 - Active: 25 mW (typ) (f = 1 MHz)
 - Standby: 1.0 μ W (typ)
- Completely static memory
 - No clock or timing strobe required
- Equal access and cycle times
- Common data input and output
 - Three state output
- Directly TTL compatible all inputs and outputs
- Battery backup operation

Ek 6 Fluke 43B Tek-faz Güç Kalite Analizörü

Technical Specifications Fluke 43B single-phase Power Quality Analyzer

The Fluke 43B Power Quality Analyzer is optimized for industrial measurements on the 50 Hz fundamental frequency. Since its usable fundamental frequency range extends from 10 Hz to 400 Hz, the 43B is ideal for industrial, aviation, marine and railway applications.

Mode	Usable bandwidth	Harmonics on 400 Hz fundamental	Typical accuracy for 400 Hz fundamental
Volt Amp Hz	10 Hz ... 3.5 kHz	9th harmonic	5%
Power	20Hz ... 2 kHz	5th harmonic	10%
Harmonics	10 Hz ... 3.5 kHz	9th harmonic	10% Channel 1 50% Channel 2

Note: Current harmonics measurements can be done via channel 1 with improved accuracy

Harmonics			
Volts, Amps, Watts	Fundamental		V.A ± (3% + 2 counts), W ± (5% + 2 counts)
	2 to 31st Harmonic		V.A ± (5% + 3 counts), W ± (10% + 10 counts)
	32 to 51st Harmonic		V.A ± (15% + 5 counts), W ± (30% + 5 counts)
Frequency of fundamental	40 Hz to 70 Hz		± 0.25 Hz
Phase	Volt & Amps (between Fund. & Harmonic)		2nd (± 3°) ... 51st (±15°)
	Watts (between Volt Fund. & Amps Harmonic)		Fund (± 5°) ... 51st (±15°)
K-Factor (Amps & Watts)	1.0 to 30.0		±10%
THD	0.00 to 99.99		± (3% + 8 counts)

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	25.03.1982	
Doğum yeri	İstanbul	
Lise	1993-2000	Adile Mermerci Anadolu Lisesi
Lisans	2000-2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2004-2007	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı, Elektronik Programı

Çalıştığı kurum(lar)

2005-2005	Özak Elektronik
2005-	YTÜ Elektrik-Elektronik Fak. Araştırma Görevlisi