T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEK FAZLI BİR ENERJİ ANALİZÖRÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

FERUDUN GÖKCEGÖZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI

DANIŞMAN
PROF. DR. A. FARUK BAKAN

İSTANBUL, 2019

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEK FAZLI BİR ENERJİ ANALİZÖRÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ferudun GÖKCEGÖZ tarafından hazırlanan tez çalışması 21.05.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Deniz YILDIRIM
İstanbul Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Günümüzde giderek artan elektrik enerjisi sarfiyatı, güç sistemlerinde elektriksel parametrelerin ölçülüp, enerji kalitesinin de doğru bir şekilde analiz edilmesini gerektirmektedir. Bunun yanı sıra ölçümü yapılan enerji sistemi parametrelerinin (gerilim, akım, faz açısı, güç faktörü, frekans, harmonikler vs.) doğruluğu ve güvenirliliği konusunda çalışmalar gün geçtikçe artmakta ve sürekli gelişen ürünler ortaya konulmaktadır.

Bu tez kapsamında tek fazlı bir sistemin tüm elektriksel parametrelerinin ölçümü ve analizi üzerine bir gömülü sistem tasarımı yapılmış, donanımsal ve yazılımsal gerçeklenmesi sağlanmıştır. Tasarlanan sistem üzerinde ölçülen veriler, bilgisayar ortamına aktarılmak suretiyle, analiz ve doğrulaması yapılmıştır. Ayrıca donanım üzerindeki ekran vasıtasıyla ölçüm verileri izlenebilmekte ve bunun yanı sıra haberleşme ile uzaktan takip edilebilmektedir.

Bu yüksek lisans tezi hazırlanırken, MATLAB R2018, PSIM 9.1, EAGLE 7.7 ve yazılımsal çalışmalar için IAR C/C++ ARM Compiler 7.80 sürümü kullanılmıştır. Çalışmalarım boyunca benden desteklerini esirgemeyen hocalarıma, çalışma arkadaşlarıma, eşime, çocuklarıma ve aileme teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Mayıs, 2019

Ferudun GÖKCEGÖZ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ....vii

KISALTMA LİSTESİ.... viii

ŞEKİL LİSTESİ....ix

ÇİZELGE LİSTESİ....xii

ÖZET.... xiii

ABSTRACT xiv

BÖLÜM 1

GİRİŞ....1

1.1 Literatür Özeti....1
1.1.1 AC Sistemlerde Etkin Değer 1
1.1.2 AC Sistemde Gerilim ve Akım Arasındaki Faz Farkı 3
1.1.3 AC Sistemlerde Güç Hesabı 5
1.1.4 Dengeli Üç Fazlı Sistemlerde Güç Hesabı 8
1.1.5 Güç Sistemlerinde Güç Faktörü ve Cos φ....9
1.1.6 Harmonik Bozunum (Distorsiyon) 11
1.2 Tezin Amacı....15
1.3 Bulgular 15

BÖLÜM 2

FAZ KİLİTLEMELİ ÇEVRİM (PLL) TASARIMI....16

2.1 Faz Kilitlemeli Çevrim....16
2.2 Faz Kilitlemeli Çevrim (PLL) Yöntemleri 17
2.2.1 Çentik (Notch) Filtreli Tek Faz PLL....17
2.2.2 Dikey (Orthogonal) Sinyal Üreteçli Tek Faz PLL....19
2.2.3 Dengeli Üç Fazlı Sistemler İçin Senkron Referans Tabanlı PLL....21
2.3 Faz Kilitlemeli Çevrim Modelini Ayrıklaştırma 24
2.3.1 İkinci Dereceden Alçak Geçiren Filtrenin Ayrıklaştırılması....24
2.3.2 PI Kontrolörün Ayrıklaştırılması....28
2.3.3 Klasik PLL Yapısının Ayrık Zaman Modeli 31
2.3.4 Dijital PLL Modelinin PSIM ile Yazılımsal Gerçekleştirilmesi 33

2.4 Yazılımsal PLL Donanımsal Gerçeklenmesi....35
BÖLÜM 3
ÖLÇÜM SİSTEMİ İÇİN DONANIM TASARIMI....38
3.1 Besleme Devresi....38
3.2 Gerilim Ölçüm Devresi....39
3.3 Akım Ölçüm Devresi....40
3.4 Gerilim ve Akım Sıfır Geçiş Devresi....41
3.5 Mikrodenetleyici Temel Donanımı....42
3.6 Kullanıcı Arayüzü Tasarımı....45
3.7 Haberleşme Donanımları....47
3.8 Tasarlanan Elektronik Devre Kartı....49
BÖLÜM 4
ÖLÇÜM SİSTEMİ İÇİN YAZILIM TASARIMI....53
4.1 Mesaj Kuyruğu Tabanlı İşletim Sistemi....53
4.2 TFT LCD İçin Grafik Kütüphanesi....55
4.3 Ayrık Zamanda Gerilim ve Akımın Etkin Değer Hesabı....57
4.4 Harmonikler ve FFT Analizi....59
4.5 Faz Açısı (Cos φ) Hesaplanması....62
4.6 Güç faktörü (PF) hesaplanması....64
4.7 Güç ve Enerji Hesabı....67
BÖLÜM 5
DONANIMSAL GERÇEKLEME VE ÖLÇÜM SONUÇLARI....70
5.1 Endüktif Yük Test Ünitesi....70
5.2 Çalışma Ekranları....71
5.3 Örnekleme Frekansının Ölçüm Üzerindeki Etkisi....73
5.4 Analog Dijital Çevirici Çözünürlüğünün Ölçüm Üzerindeki Etkisi....74
5.5 Toplam Örnek Adedinin Ölçüm Üzerindeki Etkisi....76
5.6 Ölçümü Etkileyen Diğer Faktörler....77
5.7 Endüktif Şönt Reaktör Üzerinde Ölçümler....77
5.8 Akkor Flamanlı Lamba Üzerinde Ölçümler....78
5.9 Fön Makinesi Üzerinde Ölçümler....80
5.10 Harmonik Ölçümleri ve Frekans Spektrumu....81
BÖLÜM 6
MODBUS HABERLEŞME....87
6.1 Modbus Haberleşme....87
6.2 Modbus Haberleşmede Parametre Türleri....88
6.3 Modbus Haberleşme Fonksiyonları....88
6.4 Modbus Haberleşme Testleri....90
BÖLÜM 7
SONUÇ VE ÖNERİLER....92
KAYNAKLAR....93
EK-A

İŞLETİM SİSTEMİ FONKSİYONLARI 95
A.1 Mesaj Sisteminin Servis Fonksiyonu 95
A.2 Sisteme Mesaj Gönderme Fonksiyonu 95
A.3 Sistemden Mesaj Çekme Fonksiyonu 96
EK-B
COS φ HESAPLAMA FONKSİYONU 97
EK-C
GÜÇ FAKTÖRÜ HESAPLAMA FONKSİYONU 98
EK-D
MODBUS HABERLEŞME ADRES HARİTASI 99
ÖZGEÇMİŞ 101

SİMGE LİSTESİ

φ	Gerilim ve akım arasındaki faz farkı
f	frekans
w	Açısal hız
f_c	Kesim frekansı
T	Periyot
T_s	Örnekleme periyodu
F_s	Örnekleme frekansı
ξ	Sönümleme oranı
K_v	Gerilim bozulma oranı
K_i	Akım bozulma oranı

KISALTMA LİSTESİ

ASCII	American Standard Codes For Information Interchange
CPU	Central Processing Unit
CRC	Cylical Redundancy Check
FPU	Floating Point Unit
FSMC	Flexible Static Memory Controller
GUI	Graphical User Interface
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IP	Internet Protocol
LCD	Liquid Crystal Display
LRC	Longitudinal Redundancy Check
PF	Power Factor
PI	Proportional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
RTU	Remote Terminal Unit
SOGI	Second Order Generalized Integrator
SRAM	Static Random Access Memory
SRF	Synchronous Reference Frame
TCP	Transmission Control Protocol
TFT	Thin Film Transistor
THD	Total Harmonic Distortion
UDP	User Datagram Protocol

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1. 1 Sinüs formundaki şebeke gerilimi 2
Şekil 1. 2 Aralarında faz farkı bulunan sinüzoidal sinyaller....3
Şekil 1. 3 Gerilim ve akım arasındaki faz farkı 30° 4
Şekil 1. 4 Gerilim ve akım arasındaki faz farkı 80° 4
Şekil 1. 5 Güç üçgeni....5
Şekil 1. 6 Anlık gerilim, akım ve güç değerleri 5
Şekil 1. 7 Gerilim ve akım etkin fazörleri 7
Şekil 1. 8 Yüke ilişkin gerilim, akım ve anlık güç grafiği....7
Şekil 1. 9 Matlab ortamında güçlerin ani değerlerin ortalaması ile hesaplanması....8
Şekil 1. 10 Dengeli üç fazlı sistemlerde gerilim fazörleri 9
Şekil 1. 11 İçerisinde 7.harmonik mevcut olan bir akım sinyali....10
Şekil 1. 12 EN 61000 - 3 - 2 standardı için akış şeması....13
Şekil 2. 1 Faz kilitlemeli çevrim (PLL) blok diyagramı....16
Şekil 2. 2 Çentik filtreli faz kilitlemeli çevrim (PLL) blok diyagramı....17
Şekil 2. 3 Çentik filtrenin 100Hz ve 120Hz frekans cevabı 17
Şekil 2. 4 Şebekede sıçrama olması durumunda çentik PLL davranışı....18
Şekil 2. 5 Şebekenin harmonikli olması durumunda çentik PLL davranışı 18
Şekil 2. 6 Şebeke frekansında sıçrama olması durumunda çentik PLL davranışı 18
Şekil 2. 7 Dikey (Orthogonal) sinyal üreteçli PLL blok diyagramı 19
Şekil 2. 8 Sabit αβ ekseninden dönen dq eksenine dönüşüm....19
Şekil 2. 9 Şebekede sıçrama olması durumunda OSG PLL davranışı 20
Şekil 2. 10 Şebekenin harmonikli olması durumunda OSG PLL davranışı 20
Şekil 2. 11 Şebeke frekansında sıçrama olması durumunda OSG PLL davranışı 20
Şekil 2. 12 abc eksen takımından αβ eksen takımına dönüşüm (Clarke Dönüşümü) ...21
Şekil 2. 13 αβ eksen takımından dq eksen takımına dönüşüm (Park Dönüşümü) 21
Şekil 2. 14 Üç fazlı abc eksen takımından dq eksen takımına dönüşüm [2] 22
Şekil 2. 15 Senkron referans eksen tabanlı üç fazlı PLL modeli 22
Şekil 2. 16 Gerilimin düşmesi durumunda αβ ve dq eksen takımındaki karşılıkları 23
Şekil 2. 17 Şebekede sıçrama olması durumunda αβ ve dq eksenindeki karşılıkları....23
Şekil 2. 18 Şebekede sıçrama olması durumunda SRF-PLL davranışı ve hata sinyali.23
Şekil 2. 19 Klasik PLL PSIM modeli....24
Şekil 2. 20 İkinci derece alçak geçiren filtre için programlama blok diyagramı 27
Şekil 2. 21 Filtre katsayılarının PSIM ile hesaplanması....27
Şekil 2. 22 PI kontrolörün genel yapısı 28
Şekil 2. 23 PI kontrolör için programlama blok diyagramı 30
Şekil 2. 24 Kp ve Ki katsayılarının PSIM ile hesaplanması....31
Şekil 2. 25 Klasik PLL modelinin ayrık zaman blok diyagramı....31

Şekil 2. 26 Sayısal PLL in sinüzoidal giriş sinyaline cevabı 32
Şekil 2. 27 Dijital PLL yazılımsal olarak gerçeklenmesi 33
Şekil 2. 28 Yazılımsal PLL 'in sinüzoidal giriş sinyaline cevabı 33
Şekil 2. 29 Şebeke geriliminden alınan örneklenmiş sinyal 35
Şekil 2. 30 Şebeke gerilimine kilitlenen PLL çıkış sinyali 36
Şekil 3. 1 12V DC Gerilimi 5V DC Gerilime dönüştüren elektronik devre 38
Şekil 3. 2 12V DC Gerilimi 3,3V DC Gerilime dönüştüren elektronik devre 38
Şekil 3. 3 Gerilim ölçüm devresi 39
Şekil 3. 4 Gerilim öteleme (Offset) devresi 40
Şekil 3. 5 Şönt dirençli akım ölçüm devresi 40
Şekil 3. 6 Alan etkili sensörlü akım ölçüm devresi 40
Şekil 3. 7 Sensör çıkışının sıcaklıkla değişimi 41
Şekil 3. 8 Gerilim ve akım sıfır geçiş devresi 42
Şekil 3. 9 Mikrodenetleyici Temel Donanımı 42
Şekil 3. 10 STM32F405VG Mikrodenetleyicisi 43
Şekil 3. 11 ST-LINK V2 Programlama ve hata ayıklama aracı 43
Şekil 3. 12 Mikrodenetleyici ile ST-LINK arasında bağlantı devresi 44
Şekil 3. 13 Mikrodenetleyici ile harici kristal osilatör bağlantısı 44
Şekil 3. 14 Donanım üzerinde kullanılan TFT LCD modülü ön yüzü 45
Şekil 3. 15 Donanım üzerinde kullanılan TFT LCD modülü arka yüzü 45
Şekil 3. 16 Mikrodenetleyici ile TFT LCD arasındaki bağlantı devresi 46
Şekil 3. 17 Mikrodenetleyici ile ledlerin bağlantı devresi 47
Şekil 3. 18 Mikrodenetleyici ile butonların bağlantı devresi 47
Şekil 3. 19 Mikrodenetleyici ile RS485 haberleşme devresi 47
Şekil 3. 20 Mikrodenetleyici ile bluetooth modül bağlantı devresi 48
Şekil 3. 21 Kullanılan bluetooth modül (HC-06) 48
Şekil 3. 22 Mikrodenetleyici ile USB 2.0 bağlantı devresi 49
Şekil 3. 23 Tasarlanan elektronik baskılı devre kartının ön yüzü 49
Şekil 3. 24 Tasarlanan elektronik baskılı devre kartının arka yüzü 50
Şekil 3. 25 Baskılı devre kartının malzemelerinin montaj edilmemiş hali 50
Şekil 3. 26 Baskılı devre kartı malzemelerinin montajının tamamlanmış hali 51
Şekil 3. 27 Baskılı devre kartı için kullanılan plastik kutu 51
Şekil 3. 28 Elektronik donanımın örnek bir çalışma ekranı 52
Şekil 4. 1 Mesaj kuyruğu yapısı 53
Şekil 4. 2 emWin resim dosyası dönüştürme aracı 56
Şekil 4. 3 İlk açılışta ekranda gösterilen YTU logosu 56
Şekil 4. 4 Örneklemeye ilişkin zamanlama diyagramı 57
Şekil 4. 5 Akım harmoniklerinin efektif değerleri 61
Şekil 4. 6 Faz farkı hesaplanacak gerilim ve akım sinyali 62
Şekil 4. 7 Harmoniksiz bir sistem için matlab üzerinde cos φ hesabı 63
Şekil 4. 8 Faz farkı hesaplanacak gerilim ve harmonikli akım sinyali 64
Şekil 4. 9 Harmonikli bir sistem için matlab üzerinde cos φ hesabı 64
Şekil 4. 10 Harmonikli bir sistem için matlab üzerinde güç faktörü hesabı 66
Şekil 4. 11 Faz açısının işaretine göre güçlerin durumu 67
Şekil 4. 12 Güçlerin durumuna göre enerji akış yönü 68
Şekil 5. 1 Endüktif yük test ünitesi 70
Şekil 5. 2 Endüktif yük test panosu 70
Şekil 5. 3 Test panosunun iç kısmı 71
Şekil 5. 4 Gerilim, akım, frekans, Cos φ ve PF ekranı 71

Şekil 5. 5 Aktif, reaktif ve görünür güç ekranı 72
Şekil 5. 6 Tüketim yönünde aktif ve reaktif enerjiler ekranı 72
Şekil 5. 7 Üretim yönünde aktif ve reaktif enerjiler ekranı 72
Şekil 5. 8 Harmonik spektrum grafik ekranı....73
Şekil 5. 9 Harmonik spektrum değer ekranı 73
Şekil 5. 10 ADC çözünürlüğü 6 bit iken gerilim ve akım örnekleri 75
Şekil 5. 11 ADC çözünürlüğü 8 bit iken gerilim ve akım örnekleri 75
Şekil 5. 12 ADC çözünürlüğü 10 bit iken gerilim ve akım örnekleri 75
Şekil 5. 13 ADC çözünürlüğü 12 bit iken gerilim ve akım örnekleri 76
Şekil 5. 14 Şönt reaktör üzerinde ölçümler....78
Şekil 5. 15 Şönt reaktör üzerinde güç ölçümleri....78
Şekil 5. 16 Akkor flamanlı lamba gerilim ve akım sinyalleri....79
Şekil 5. 17 Akkor flamanlı lamba üzerinde ölçümler 79
Şekil 5. 18 Akkor flamanlı lamba üzerinde güç ölçümleri....80
Şekil 5. 19 Fön makinesi gerilim ve akım sinyalleri....80
Şekil 5. 20 Fön Makinesi üzerinde ölçümler 81
Şekil 5. 21 Fön Makinesi üzerinde güç ölçümleri....81
Şekil 5. 22 Sinyal 1: 1000sin(wt) + 150sin(7wt) + 100sin(9wt) + 80sin(13wt) 82
Şekil 5. 23 Sinyal 1 fft spektrumu....82
Şekil 5. 24 Sinyal 1 harmonik oranları....83
Şekil 5. 25 Sinyal 2: 1000sin(wt) + 35sin(3wt) + 150*sin(17wt) + 50sin(21wt) 83
Şekil 5. 26 Sinyal 2 fft spektrumu....83
Şekil 5. 27 Sinyal 3 harmonik oranları....84
Şekil 5. 28 Sinyal 3: 1000sin(wt) + 120sin(3wt) + 10sin(25wt)....84
Şekil 5. 29 Sinyal 3 fft spektrumu....84
Şekil 5. 30 Sinyal 3 harmonik oranları....85
Şekil 5. 31 Sinyal 4: 1000sin(wt) + 70sin(17wt) + 50sin(35wt)....85
Şekil 5. 32 Sinyal 4 fft spektrumu....85
Şekil 5. 33 Sinyal 4 harmonik oranları....86
Şekil 6. 1 Modbus RTU veri formatı....87
Şekil 6. 2 Input Status okuma fonksiyonu sorgu mesajı....89
Şekil 6. 3 Input Status okuma fonksiyonu cevap mesajı 90
Şekil 6. 4 Modbus haberleşme ile gerilim değerinin okunması....90
Şekil 6. 5 Modbus haberleşme ile akım değerinin okunması 91

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 1. 1 EN61000-3-2 standardına göre elektrikli cihaz sınıfları.....12
Çizelge 1. 2 EN61000-3-2 standardına göre harmonik sınırları 14
Çizelge 1. 3 IEEE 519-1992 standardına göre gerilim bozulma sınırları.....14
Çizelge 5. 1 Farklı örnekleme frekanslarında ölçüm sonuçları 74
Çizelge 5. 2 Farklı çözünürlüklerde ölçüm sonuçları.....74
Çizelge 5. 3 Çeşitli örnekleme sayılarındaki ölçüm sonuçları.....74

ÖZET

TEK FAZLI BİR ENERJİ ANALİZÖRÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ferudun GÖKCEGÖZ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. A. Faruk BAKAN

Enerji sistemlerine ait elektriksel parametrelerin ölçümünde genellikle dijital sistemler kullanılmaktadır. Bu sistemler günümüzde ekonomik, yüksek doğruluklu ve kullanıcı dostu olmaları nedeniyle tercih sebebi olmaktadır. Sayısal sistemlerde elektriksel parametrelerin ölçümünde, hatalara ve sapmalara neden olabilecek; mikrodenetleyicinin çalışma hızı, analog dijital çeviricisinin çözünürlüğü, bir şebeke periyodunda alınan örnek sayısı, hesaplamaya katılacak toplam örnek sayısı ve mikrodenetleyicinin ondalıklı işlem yapabilme yeteneği gibi çeşitli etkenler bulunmaktadır. Bu tez kapsamında bu faktörlerin ölçümlere etkisi izlenmiş ve ölçüm sonuçları bilgisayar ortamına aktarılıp analiz edilmiştir. Ölçüm sonuçları anlık olarak hem ekran üzerinden hem de haberleşme vasıtasıyla uzaktan takip edilebilmektedir.

Tasarlanan sistemde, ST Microelectronics firmasına ait 32 bit ARM Cortex M4 çekirdeğine ve ondalıklı işlem birimine (FPU) sahip STM32F405VGT6 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Enerji ve Güç Ölçümü, Harmonikler, Fourier Analizi

ABSTRACT

IMPLEMENTATION OF A SINGLE PHASE ENERGY ANALYZER

Ferudun GÖKCEGÖZ

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Prof. Dr. A. Faruk BAKAN

Digital systems are used for the measurement of electrical parameters of energy systems. These systems are preferred because they are economic, high accuracy and user friendly. It can cause errors and deviations in the measurement of electrical parameters in digital systems; various factors such as the operation speed of the microcontroller, the resolution of the analog digital converter, the number of samples taken in a line period, the total number of samples to be included in the calculation, and the ability of the microcontroller to perform floating point processing. Within the scope of this thesis, the effects of these factors on measurements were monitored and the measurement results were transferred to the computer environment and analyzed.

The designed system uses STM32F405VGT6 microcontroller with 32 bit ARM Cortex M4 core and floating processing unit (FPU) from ST Microelectronics.

Keywords: Energy and Power Measurement, Harmonics, Fourier Analysis

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Elektriksel sistemlerde ölçme, genel olarak bir elektriksel büyüklüğün sayısal olarak ifade edilmesidir [1]. Alternatif akım sistemlerinde ise genel olarak gerilim, akım, frekans, faz farkı, güç faktörü, aktif güç, reaktif güç ve enerji değerleri sayısal olarak ölçülen değerlerdir.

1.1.1 AC Sistemlerde Etkin Değer

Gerilim ve akım büyüklükleri zamana göre değişmekte olup belirli bir genlik ve frekansa sahiptir. Bu nedenle genellikle etkin değerleri ile ifade edilir. Etkin değer, alternatif akım sistemlerindeki büyüklüklerin doğru akım sistemlerindeki eşdeğer karşılıklarının ifade edilmesini sağlayan bir değer türüdür. Bir DC gerilim altındaki rezistansta oluşan ısı enerjisi miktarını elde etmek için gerekli AC gerilim karşılığı olarak ifade edilebilir [2]. Etkin değer, efektif değer veya ingilizce karşılığının baş harflerinden oluşan rms (root mean square) değer olarak gösterilebilir.

Bir yük üzerinde harcanan aktif güç ifadesi, alternatif ve doğru akım sistemlerinde (1.2) eşitliği ile elde edilir [2]. Bu eşitliğe göre etkin değer, gerilimin (veya akımın) karesinin, bir periyot boyunca integralinin ortalamasının karekökü olarak ifade edilebilir. Dijital sistemlerde sinyalin anlık örneklerinin karelerinin toplamının ortalaması alınır. Bu değerin karekökü hesaplanıp etkin değer bulunur.

$$P = \frac{V^2}{R} \tag{1.1}$$

$$\frac{{V_{DC}}^2}{R} = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{v(t)^2}{R}\, dt \tag{1.2}$$

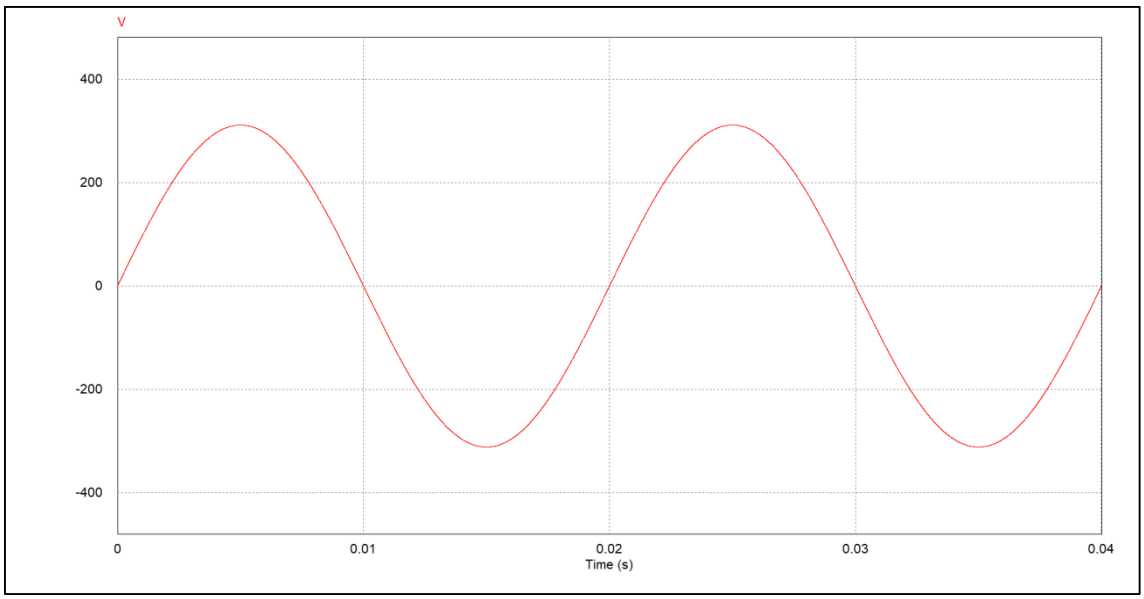
$$\sqrt{{V_{DC}}^2} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v(t)^2\, dt} \tag{1.3}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v(t)^2\, dt} \tag{1.4}$$

Sinüs formundaki şebeke geriliminin etkin (efektif) değeri (1.6) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$V(t) = V_m \cdot \sin(wt) \tag{1.5}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [V_m \cdot \sin(wt)]^2\, dwt} \tag{1.6}$$



Şekil 1. 1 Sinüs formundaki şebeke gerilimi

Sinüs formundaki şebeke geriliminin [0, 2π] aralığındaki etkin değeri, V_m tepe değeri olmak üzere (1.7) eşitliği ile matematiksel olarak hesaplanabilir.

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [V_m \cdot \sin(wt)]^2 \, dwt} \tag{1.7}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{{V_m}^2}{2\pi}\int_0^{2\pi} sin^2(wt) \, dwt} \tag{1.8}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{{V_m}^2}{4\pi}\int_0^{2\pi} [1 - \cos(2wt)] \, dwt} \tag{1.9}$$

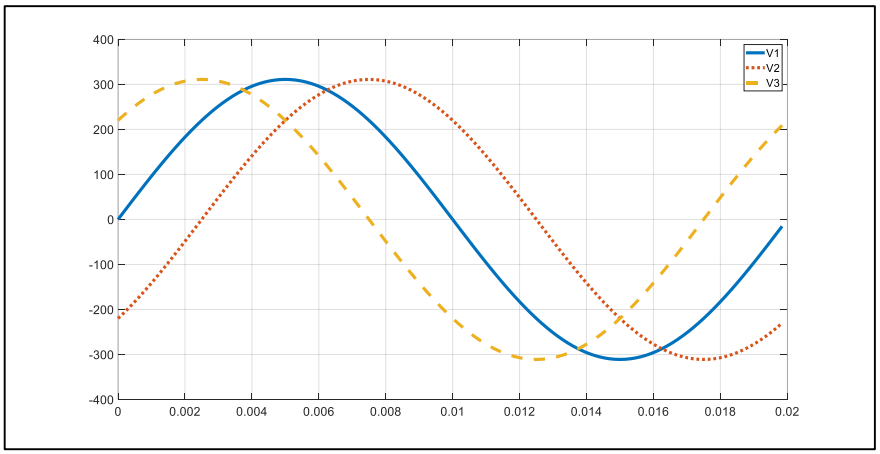
$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{{V_m}^2}{4\pi}\left[\int_0^{2\pi} 1 \, dwt - \int_0^{2\pi} \cos(2wt) \, dwt\right]} \tag{1.10}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{{V_m}^2}{4\pi}[2\pi - 0]} \tag{1.11}$$

$$V_{RMS} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \tag{1.12}$$

1.1.2 AC Sistemde Gerilim ve Akım Arasındaki Faz Farkı

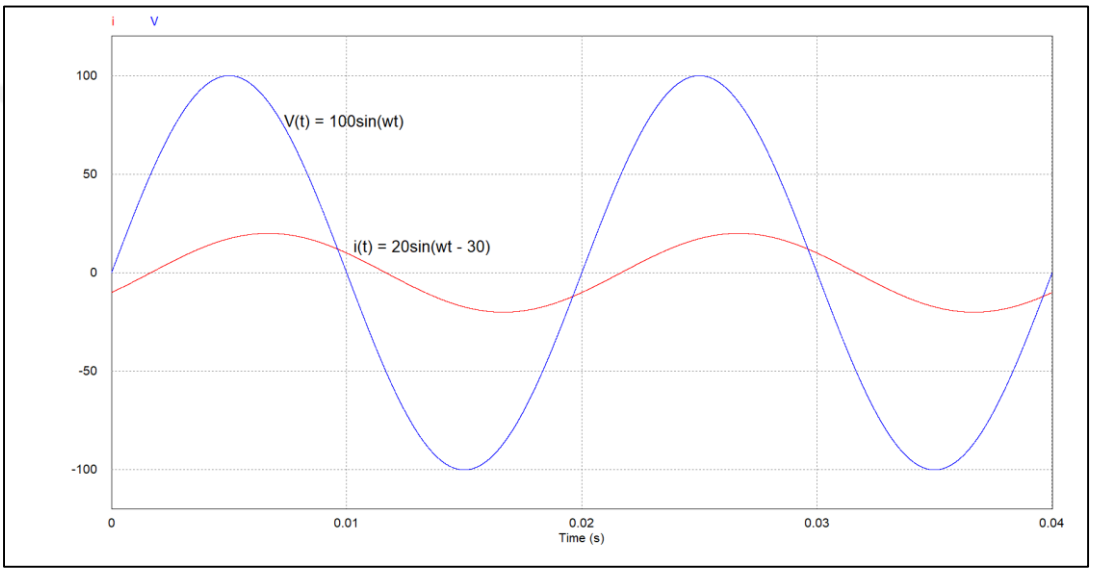
AC sistemlerde endüktans ve kondansatörler, gerilim ve akım arasında faz farkına neden olmaktadır [3]. Şekil 1.2'de V_1 sinyalini referans alırsak, V_2 sinyali V_1 sinyaline göre geri fazda, V_3 sinyali ise V_1 sinyaline göre ileri fazdadır. Genlikleri eşit olmasa dahi faz farkından bahsedebilmek için frekansların eşit olması gerekmektedir. Sinyal üzerinde bir DC bileşen var ise bu bileşen sıfırlanıp faz farkına bakılabilir [3].



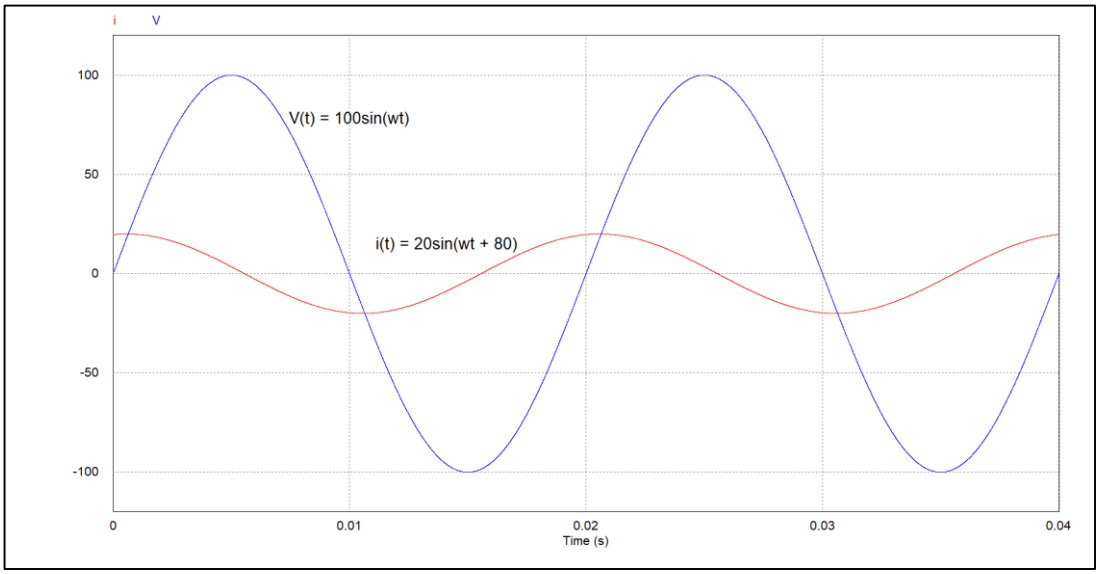
Şekil 1. 2 Aralarında faz farkı bulunan sinüzoidal sinyaller

Yük saf omik ise gerilim ve akım arasında faz farkı olmaz [3]. Endüktif yük durumunda akım gerilimden geri fazda, kapasitif yük durumunda ise gerilim akımdan geri fazdadır. Gerilim ve akım arasındaki bu faz farkı "φ" ile gösterilir ve faz açısı olarak isimlendirilir. Faz açısının sıfıra yakın olması şebeke için en ideal durum olduğundan, sistemlerdeki reaktif güç kompanze edilerek şebekeden çekilen akım ile gerilim arasındaki faz farkı sıfırlanmaya çalışılır. Bu durumda sistemin ihtiyaç duyduğu reaktif güç işletmede kurulan kompanzasyon panosundan sağlanır.

Şekil 1.3 te 30°, Şekil 1.4 te ise 80° faz farkı bulunan akım ve gerilim sinyalleri görülmektedir.



Şekil 1. 3 Gerilim ve akım arasındaki faz farkı 30°



Şekil 1. 4 Gerilim ve akım arasındaki faz farkı 80°

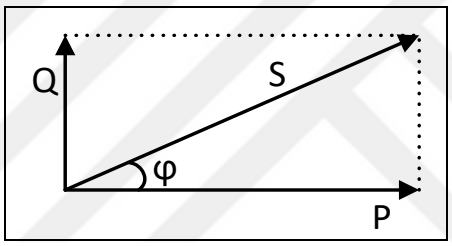
1.1.3 AC Sistemlerde Güç Hesabı

Alternatif akım sistemlerinde aktif güç (P), işe yarayan ve kullanılabilir güç olarak tanımlanmaktadır. Reaktif güç (Q) aktif olarak işe yaramayan ama şebekeden çekilip, sonra şebekeye geri aktarılan güç olarak tanımlanmaktadır. Görünür güç (S) ise aktif ve reaktif güç bileşenlerinin oluşturduğu toplam bileşke güçtür. Eğer sistem saf omik bir yüke sahip ise akım ve gerilim arasında faz farkı olmayacağından reaktif güç bulunmayacaktır. Bu nedenle aktif güç değeri, görünür güç değerine eşit olacaktır. Eğer sistemde bir reaktif güç varsa görünür güç, aktif ve reaktif güçlerin bileşkesine eşit olacaktır.

$$S^2 = P^2 + Q^2 \tag{1.13}$$

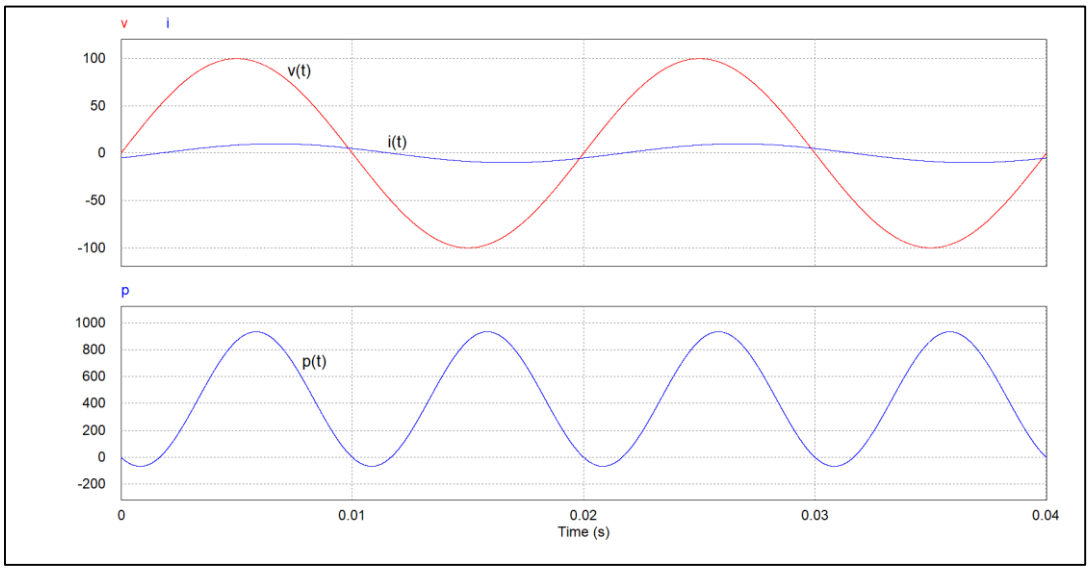
$$P = S \cdot \cos\varphi \tag{1.14}$$

$$Q = S \cdot \sin\varphi \tag{1.15}$$



Şekil 1. 5 Güç üçgeni

Ani güç değeri ise gerilim ve akım bileşenlerinin anlık değerlerinin çarpılması ile elde edilir [3]. Ani güç değeri sistem frekansının iki katı ile değişmektedir.



Şekil 1. 6 Anlık gerilim, akım ve güç değerleri

Elektriksel sistemlerde anlık güç, v(t) ve i(t) gerilim ve akımın ani değerleri olmak üzere (1.16) eşitliği ile ifade edilir.

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \tag{1.16}$$

Elektriksel güç ölçümü yapan cihazlar ise gücün ortalama değerini ölçer [3]. Bu durumda anlık güç ifadesinin bir periyot boyunca integrali alınır ise ortalama güç değeri (aktif güç) için (1.19) ifadesi yazılabilir.

$$v(t) = V_m \cdot \sin(wt) \tag{1.17}$$

$$i(t) = I_m \cdot \sin(wt - \varphi) \tag{1.18}$$

$$P = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} [V_m \cdot I_m \cdot \sin(wt) \cdot \sin(wt - \varphi)]\, dwt \tag{1.19}$$

$$P = \frac{V_m I_m}{2\pi}\int_0^{2\pi} [\sin(wt) \cdot \sin(wt - \varphi)]\, dwt \tag{1.20}$$

$$P = \frac{V_m I_m}{4\pi}\int_0^{2\pi} [\cos(\varphi) - \cos(2wt - \varphi)]\, dwt \tag{1.21}$$

$$P = 0{,}5 \cdot V_m I_m \cos(\varphi) \tag{1.22}$$

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos(\varphi) \tag{1.23}$$

Reaktif güç değeri gerilim bileşeni ile akım bileşeninin 90° faz kaydırılmış halinin çarpımıyla veya akım bileşeni ile gerilim bileşeninin 90° faz kaydırılmış halinin çarpımıyla hesaplanabilir. Akım sinyalinin 90° faz kaydırılmış hali i_q olarak ifade edilirse, reaktif güç için de (1.26) ifadesi yazılabilir.

$$v(t) = V_m \cdot \sin(wt) \tag{1.24}$$

$$i_q(t) = I_m \cdot \sin\left(wt - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) = I_m \cdot \cos(wt - \varphi) \tag{1.25}$$

$$Q = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} [V_m \cdot I_m \cdot \sin(wt) \cdot \cos(wt - \varphi)]\, dwt \tag{1.26}$$

$$Q = \frac{V_m I_m}{2\pi}\int_0^{2\pi} [\sin(wt) \cdot \cos(wt - \varphi)]\, dwt \tag{1.27}$$

$$Q = \frac{V_m I_m}{4\pi}\int_0^{2\pi} [\sin(2wt - \varphi) + \sin(\varphi)]\, dwt \tag{1.28}$$

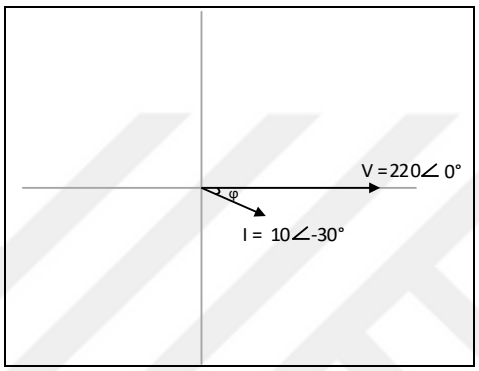
$$Q = 0{,}5 \cdot V_m I_m \sin(\varphi) \tag{1.29}$$

$$Q = V_{rms} I_{rms} \sin(\varphi) \tag{1.30}$$

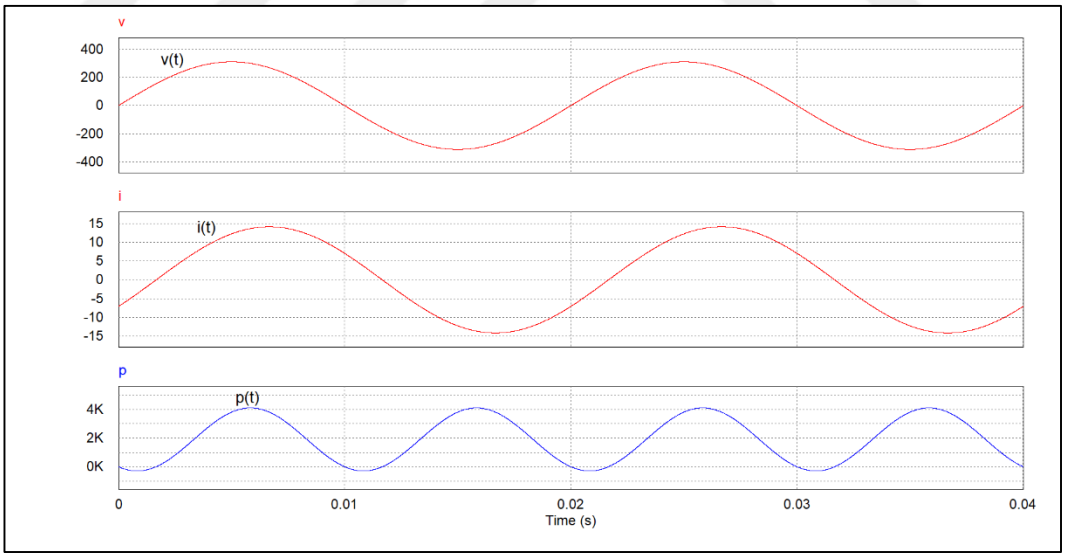
Örnek olarak; etkin(efektif) değeri 220V olan bir gerilim altında, üzerinden 30° geri fazda 10A akım geçen bir yükün aktif, reaktif görünür güç değeri ve ani güç değişimlerini inceleyelim.

$v(t) = 220\sqrt{2} \cdot \sin(wt)$

$i(t) = 10\sqrt{2} \cdot \sin\left(wt - \frac{\pi}{6}\right)$



Şekil 1. 7 Gerilim ve akım etkin fazörleri



Şekil 1. 8 Yüke ilişkin gerilim, akım ve anlık güç grafiği

Aktif güç $P = 220 \cdot 10 \cdot \cos(30) = 1905{,}26\ W$

Reaktif güç $Q = 220 \cdot 10 \cdot \sin(30) = 1100\ VAr$

Görünür güç $S = 220 \cdot 10 = 2200\ VA$

olarak hesaplanır. Dijital sistemlerde ise gerilim ve akımın ani değerlerinden yola çıkarak faz farkını ve güç değerlerini hesaplamak mümkündür. Matlab ortamında, ortalama alma komutu kullanarak akım ve gerilimin anlık değerleri ile güç değerleri hesaplanabilir.

```
t = [0: 1e-6: 0.02];
v = 220*sqrt(2)*sin(2*pi*50*t);
i = 10*sqrt(2)*sin(2*pi*50*t - (pi/6));
iq = circshift(i, [5e3, -5e3]);

AktifGuc =  mean(v.*i);
ReaktifGuc =  mean(v.*iq);
```

```
>> AktifGuc

AktifGuc =

   1.9053e+03

>> ReaktifGuc

ReaktifGuc =

   1.1000e+03
```

Şekil 1. 9 Matlab ortamında güçlerin ani değerlerin ortalaması ile hesaplanması

1.1.4 Dengeli Üç Fazlı Sistemlerde Güç Hesabı

Dengeli üç fazlı sistemlerde yükler yıldız bağlı veya üçgen bağlı olabilir. Genel olarak her iki dengeli sistemde de, aşağıdaki eşitliklerle üç faza ilişkin aktif ve reaktif güçler hesaplanabilir [4].

$$P = \sqrt{3} \cdot V_{LL} \cdot I_{LL} \cdot cos\varphi \tag{1.31}$$

$$Q = \sqrt{3} \cdot V_{LL} \cdot I_{LL} \cdot sin\varphi \tag{1.32}$$

Yıldız bağlı sistemlerde;

$$V_{LL} = \sqrt{3} \cdot V_{LN} \tag{1.33}$$

$$I_{LL} = I_{LN} \tag{1.34}$$

$$P = 3 \cdot V_{LN} \cdot I_{LN} \cdot cos\varphi \tag{1.35}$$

$$Q = 3 \cdot V_{LN} \cdot I_{LN} \cdot sin\varphi \tag{1.36}$$

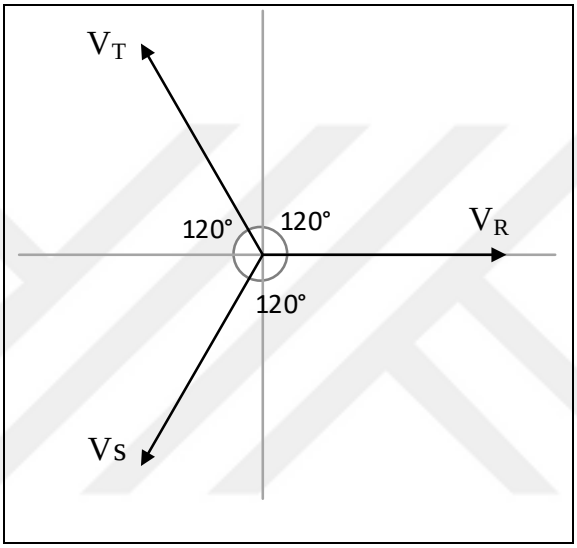
Üçgen bağlı sistemlerde ise;

$$V_{LL} = V_{LN} \tag{1.37}$$

$$I_{LL} = \sqrt{3} \cdot I_{LN} \tag{1.38}$$

$$P = 3 \cdot V_{LN} \cdot I_{LN} \cdot cos\varphi \tag{1.39}$$

$$Q = 3 \cdot V_{LN} \cdot I_{LN} \cdot sin\varphi \tag{1.40}$$



Şekil 1. 10 Dengeli üç fazlı sistemlerde gerilim fazörleri

1.1.5 Güç Sistemlerinde Güç Faktörü ve Cos φ

Güç sistemlerinde aktif gücün görünür güce oranı, güç faktörü olarak tanımlanır [2]. Şebeke gerilimi ve akımı sinüzoidal formda ise yani sistem lineer olmayan bir yük içermiyorsa ise cos φ, güç faktörüne (PF) eşittir.

$$P = V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot cos\,\varphi \tag{1.41}$$

$$Q = V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot sin\,\varphi \tag{1.42}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{1.43}$$

$$cos\,\varphi = PF = \frac{P}{S} \tag{1.44}$$

Bunun yanında güç sistemlerinde doğrultucular, kesintisiz güç kaynakları, elektronik balastlar gibi lineer olmayan yüklerin bulunması durumunda akım ve gerilim sinyal şekilleri sinüzoidal formdan uzaklaşmakta ve sistemde harmonikler oluşmaktadır. Harmonikli bir sistemde ise V_1 gerilim temel bileşeninin etkin değeri ve I_1 akım temel bileşeninin etkin değeri olmak üzere güç ifadeleri aşağıdaki şekilde yazılabilir [5].

$$S_1 = \sqrt{{P_1}^2 + {Q_1}^2} \tag{1.45}$$

$$P_1 = V_1 \cdot I_1 \cdot cos\,\varphi \tag{1.46}$$

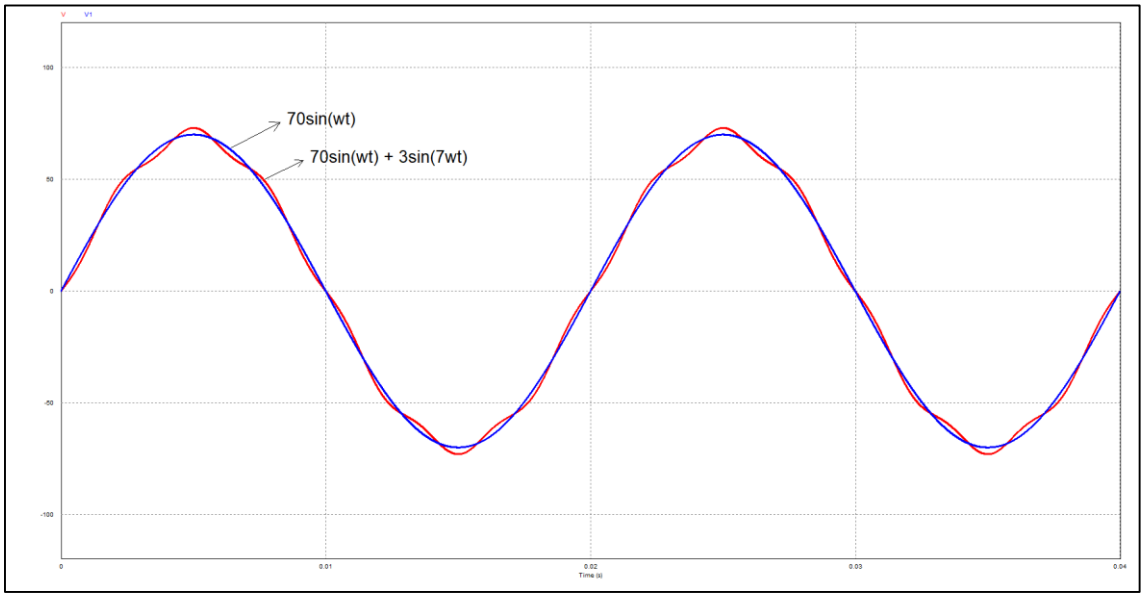
$$Q_1 = V_1 \cdot I_1 \cdot sin\,\varphi \tag{1.47}$$

$$PF = \frac{V_1}{V_{rms}} \cdot \frac{I_1}{I_{rms}} \cdot \ cos\,\varphi \tag{1.48}$$

$$PF = K_{v_dis} \cdot K_{i_dis} \cdot \ cos\,\varphi \tag{1.49}$$

(1.45) eşitliğinde K_{dis} katsayıları, akım ve gerilime ilişkin bozulma katsayıları (distorsion factor), cos φ ise kayma katsayısı (displacement factor) olarak tanımlanır. Eğer şebeke geriliminde harmonik olmadığı kabul edilir ise K_v katsayısının etkisi kalmayacak ve güç faktörü değeri (1.50) eşitliğindeki gibi olacaktır [5].

$$PF = K_{i_dis} \cdot \ cos\,\varphi \tag{1.50}$$



Şekil 1. 11 İçerisinde 7.harmonik mevcut olan bir akım sinyali

1.1.6 Harmonik Bozunum (Distorsiyon)

Harmonik içeren elektrik güç sistemlerinde, akım ve gerilimin etkin değerleri aşağıdaki eşitliklerle ifade edilebilir.

$$V_{rms} = \sqrt{{V_1}^2 + {V_2}^2 + {V_3}^2 + \cdots {V_n}^2} \tag{1.51}$$

$$V_{rms} = \sqrt{{V_1}^2 + \sum_{h=2}^{n} {V_h}^2} \tag{1.52}$$

$$I_{rms} = \sqrt{{I_1}^2 + {I_2}^2 + {I_3}^2 + \cdots {I_n}^2} \tag{1.53}$$

$$I_{rms} = \sqrt{{I_1}^2 + \sum_{h=2}^{n} {I_h}^2} \tag{1.54}$$

Toplam harmonik bozunum değeri ise harmonik bileşenlerin temel bileşene oranı olarak tanımlanabilir. Bu değer akım ve gerilim için ayrı ayrı yazılabilir.

$$THD_V = \frac{\sqrt{{V_2}^2 + {V_3}^2 + \cdots {V_n}^2}}{V_1} \tag{1.55}$$

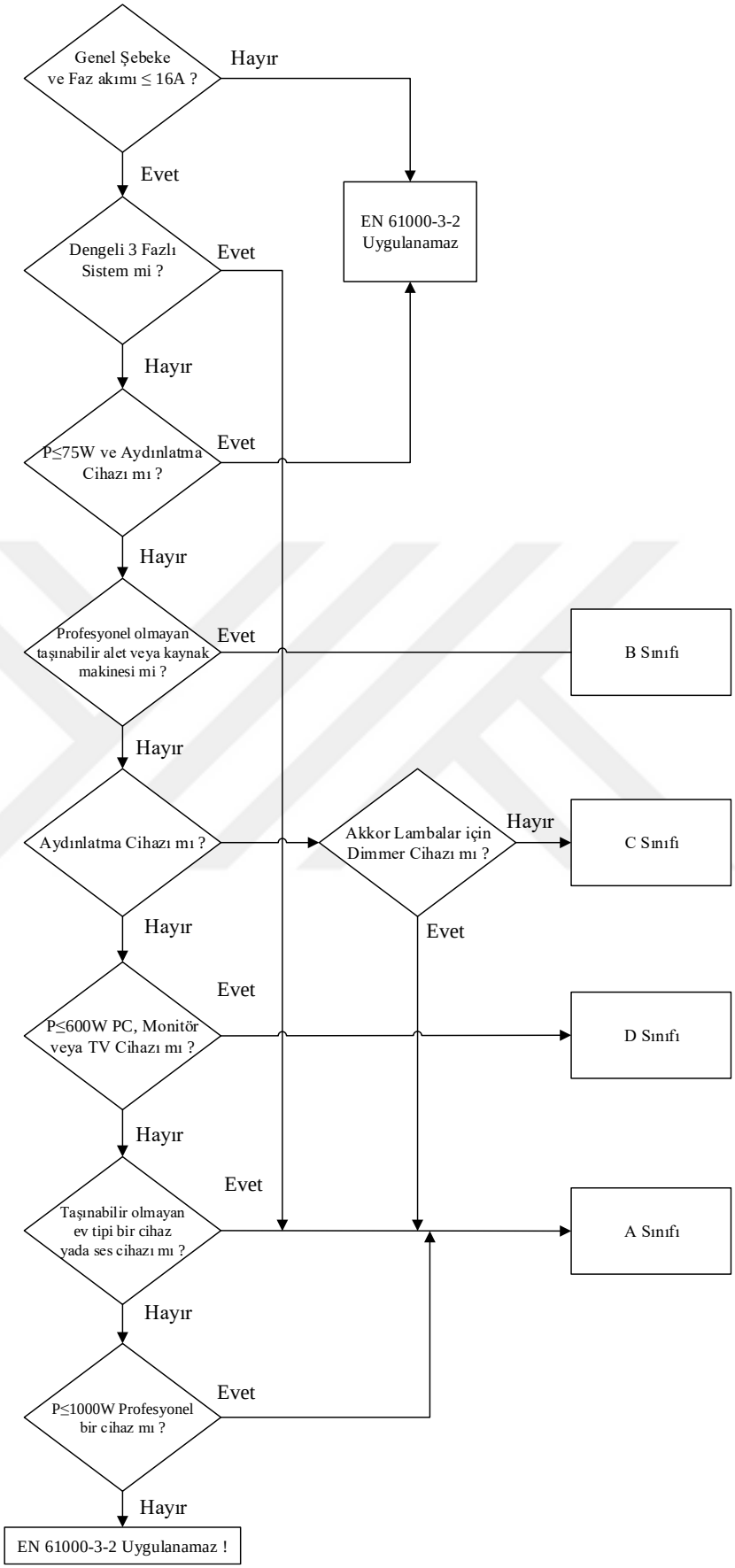
$$THD_I = \frac{\sqrt{{I_2}^2 + {I_3}^2 + \cdots {I_n}^2}}{I_1} \tag{1.56}$$

Enerji kalitesi ile ilgili IEEE 519, IEC 61000 gibi uluslararası standartlar ortaya konulmuştur. IEC tarafından sunulan EN 61000 – 3 – 2 standardı, ülkemizde en son 2015 yılında güncellenmiş hali olan TS EN 61000 – 3 – 2: 2015 olarak uygulanmaktadır. Elektrikli cihazlar bu standartlara göre sınıflandırılmakta ve gerilim ve akım harmonik sınırları belirtilmektedir. Bu standarda göre faz başına 16A altındaki cihazların sınıflandırılması Çizelge 1.1'de gösterilmiştir [5]. Ayrıca EN 61000-3-2 standardında yer alan sınıfların belirlenmesine ilişkin akış şeması Şekil 1.12'de yer almaktadır [6]. Bunun

yanında bu sınıflara ait harmonik sınırları da Çizelge 1.2' de [5], IEEE 519 - 1992 standardına göre gerilim bozulma sınırları da Çizelge 1.3' te [7] verilmiştir.

Çizelge 1. 1 EN 61000 – 3 – 2 standardına göre elektrikli cihaz sınıflandırması

A Sınıfı	Dengeli üç fazlı yüklü cihazlar, 75 – 1000W aralığında profesyonel cihazlar, B/C/D sınıflarında tanımlanamayan elektrikli cihazlar
B Sınıfı	75W ve üzeri güçlerde profesyonel olmayan taşınabilir elektrikli cihazlar, profesyonel olmayan kaynak cihazları
C Sınıfı	1000W altında aydınlatma cihazları
D Sınıfı	75W-600W aralığındaki bilgisayarlar, monitörler, televizyonlar ve radyo cihazları



Şekil 1. 12 EN 61000 - 3 - 2 standardı için akış şeması

Çizelge 1. 2 EN 61000 – 3 – 2 standardına göre harmonik sınırları

Harmonik No	**A Sınıfı (A)**	**B Sınıfı (A)**	**C Sınıfı (I_n/I_1)(%)**	**D Sınıfı (mA/W)**
Tek Harmonikler				
3	2,30	3,45	30	3,4
5	1,13	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,3
$15 \leq n \leq 39$	0,15 * (15/n)	0,225 * (15/n)	3	3,85/n
Çift Harmonikler				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,30	0,45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	0,23 * (8/n)	0,345 * (8/n)	-	-

Çizelge 1. 3 IEEE 519 - 1992 standardına göre gerilim bozulma sınırları

V	**Vn/V (%)**	**THD (%)**
$V \leq 1kV$	5,0	8,0
$1kV < V \leq 69kV$	3,0	5,0
$69kV < V \leq 161kV$	1,5	2,5
$161kV < V$	1,0	1,5

Bu standartların haricinde enerji kalitesi ile ilgili birtakım başka standartlar da mevcuttur [5].

- EN 61000 – 3 – 3 : AG Sistemlerinde gerilim dalgalanma sınırlarını belirler.
- EN 61000 – 3 – 4 : Faz başına 16A den büyük cihazlar için harmonik sınırlarını berlirler.
- EN 50006 : Elektronik eleman içeren ev tipi ve benzeri elektrikli cihazların şebekede sebep olduğu bozulma sınırlarını belirler.
- TS 9882 : Ev tipi ve benzeri elektrikli cihazların şebekede sebep olduğu bozulma sınırlarını belirler.
- VDE 0838 : Ev Aletleri,
- VDE 0160 : Dönüştürücüler,
- VDE 0712 : Fluoresant lamba ve balastlar için harmonik sınırları belirler.

1.2 Tezin Amacı

Günümüzde alternatif akım sistemlerinde ölçüm yapabilmek ve enerji kalitesi hakkında sağlıklı verilere sahip olmak adına genellikle dijital ölçüm sistemleri tercih edilmektedir. Bu sistemlerde ölçülen elektriksel büyüklüklerin doğruluğu, birtakım parametrelere bağlıdır. Bu parametrelerin ölçüm sonuçlarındaki etkilerinin araştırılması, karşılaştırılması ve meydana gelebilecek hataların azaltılması için çeşitli metodlar kullanılarak bir gömülü sistem tasarımı amaçlanmıştır.

1.3 Bulgular

Tasarlanan dijital ölçüm sisteminde kullanmak üzere seçilen mikrodenetleyicinin çalışma hızı, analog dijital çevirici çözünürlüğü, örnekleme hızı ve eş zamanlı çalışabilen kanal sayısı yeterli olması durumunda örneklemede zaman kaybı yaşanmadan hesaplama gerçekleştirilebilmektedir. Bunun yanında kullanılan sensörlerin ve elektronik malzemelerin sıcaklığa bağımlığı, harici bir sıcaklık ölçümü ile kalibre edildiği taktirde hatasız bir ölçüm elde edilebilmektedir.

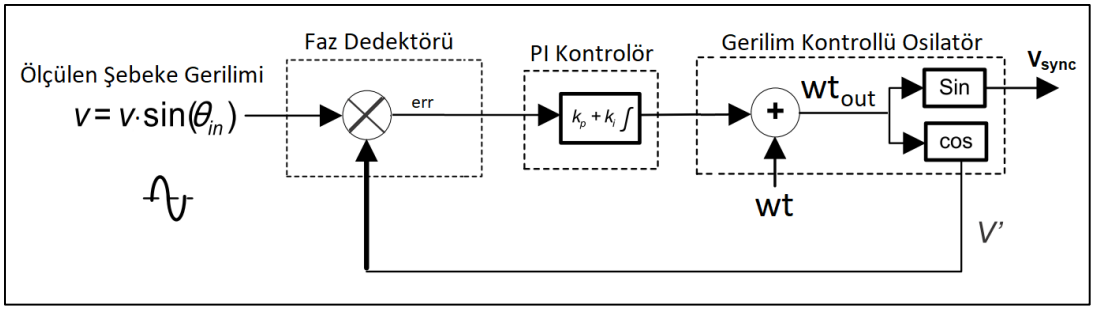
BÖLÜM 2

FAZ KİLİTLEMELİ ÇEVRİM (PLL) TASARIMI

Şebekeye bağlı uygulamalarda, şebekeyle eş zamanlı bir çalışılabilmesi için faz açısının doğru bir şekilde hesaplanması gerekmektedir [8]. Şebekede zaman zaman meydana gelebilen frekans kaymaları, gerilim değişimleri veya harmonikler gibi bozulmalardan etkilenmeden faz açısı, yazılımsal bir faz kilitlemeli çevrim (PLL) ile tespit edilir. Bu bölüm kapsamında farklı yazılımsal faz kilitlemeli çevrim metotları incelenecek ve benzetim sonuçları sunulacaktır.

2.1 Faz Kilitlemeli Çevrim

Genel olarak faz kilitlemeli çevrim, geri beslemeli bir yapı kullanarak harici bir sinyalin fazına kilitlenebilmek için dâhili bir osilatör barındıran kapalı çevrim kontrol sistemidir. Basit bir şekilde referans sinyal ile çıkış sinyalinin faz farkını minimuma indirgeyen bir kontrol sistemi olarak ifade edilebilir. Şebekeye bağlı cihazlarda frekans değişimi, faz yokluğu veya dengesizliği gibi durumlar olabilmektedir [8]. Bu gibi durumlarda ölçüm sistemlerinin kararlılığı adına bu hataları en aza indirebilecek bir faz kilitlemeli çevrim tasarımı yapılmalıdır. Şekil 2.1'de görüldüğü üzere basit bir faz kilitlemeli çevrim (PLL) bir faz dedektörü, bir PI kontrolör ve çıkışında da bir gerilim kontrollü osilatör birimlerinden oluşmaktadır.

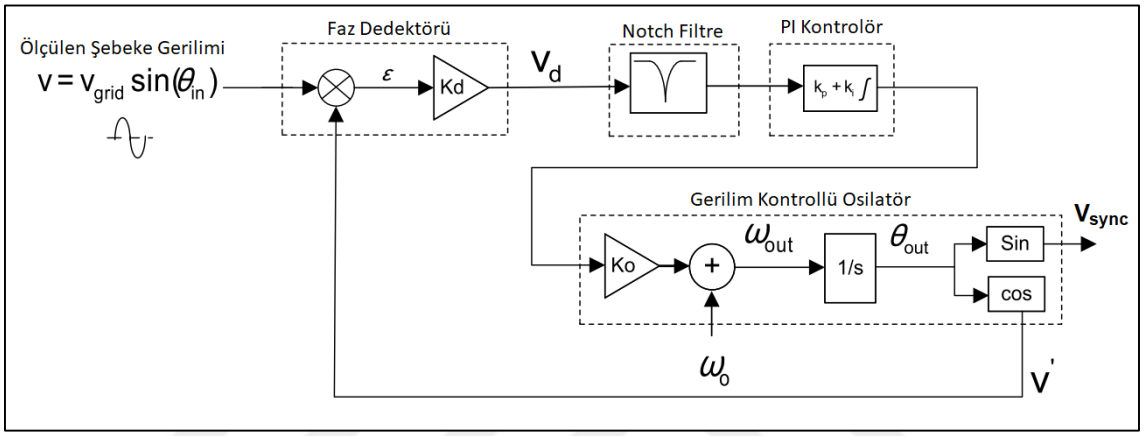


Şekil 2. 1 Faz kilitlemeli çevrim (PLL) blok diyagramı

2.2 Faz Kilitlemeli Çevrim (PLL) Yöntemleri

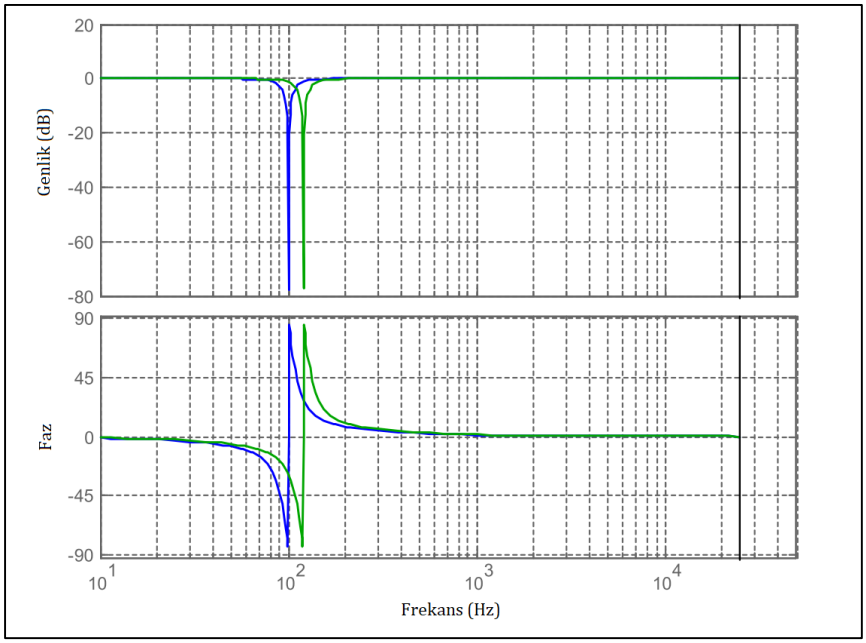
2.2.1 Çentik (Notch) Filtreli Tek Faz PLL

Bu PLL yönteminde, faz dedektörünün çıkışına şebeke frekansının iki katı olan bileşenin iyi bir şekilde zayıflatılması adına bir adet çentik filtre eklenir. Çentik filtreler, esasında bant durduran bir filtre tipidir. Şebeke frekansında değişiklik olması durumunda, tam olarak hedef frekansı filtrelemek için elverişlidir [8]. Çentik filtre eklenmiş tek fazlı bir faz kilitlemeli çevrim yapısı aşağıdaki gibidir.



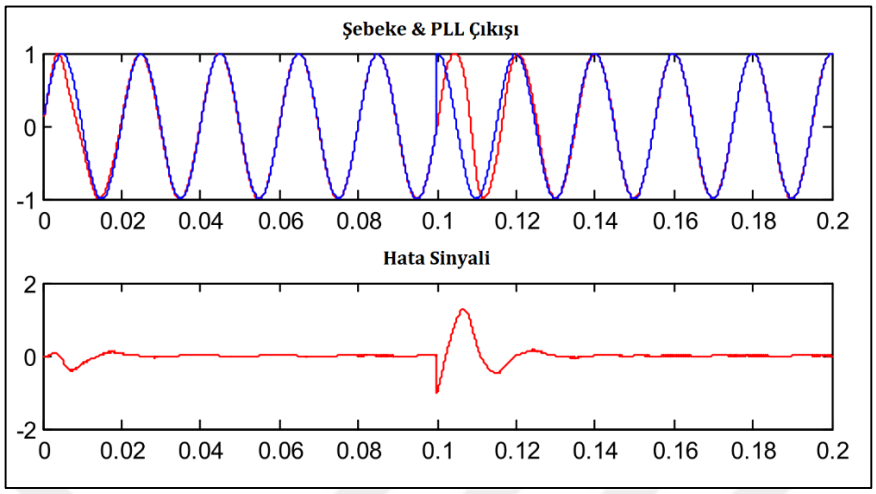
Şekil 2. 2 Çentik filtreli faz kilitlemeli çevrim (PLL) blok diyagramı

Örnek olarak, 50Hz ve 60Hz şebeke frekanslarında, 100 Hz ve 120 Hz bileşenlere çentik filtrenin frekans cevabı Şekil 2.3'de gösterilmiştir [8].

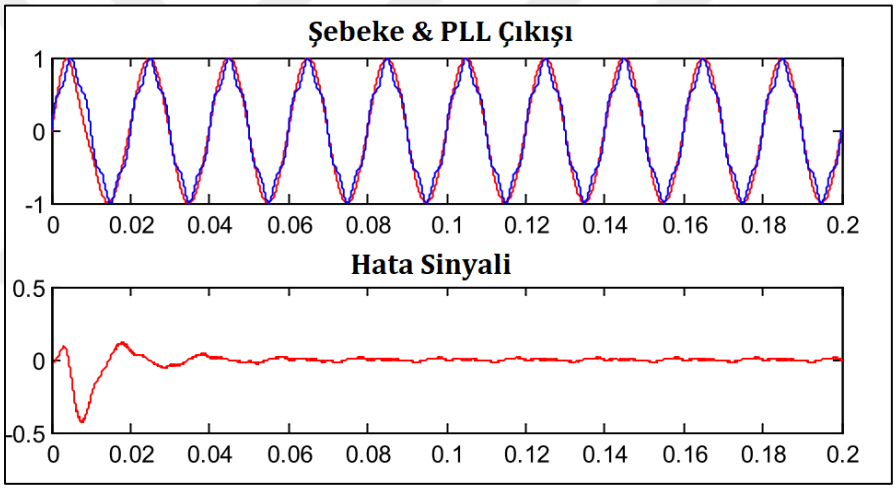


Şekil 2. 3 Çentik filtrenin 100Hz ve 120Hz frekans cevabı

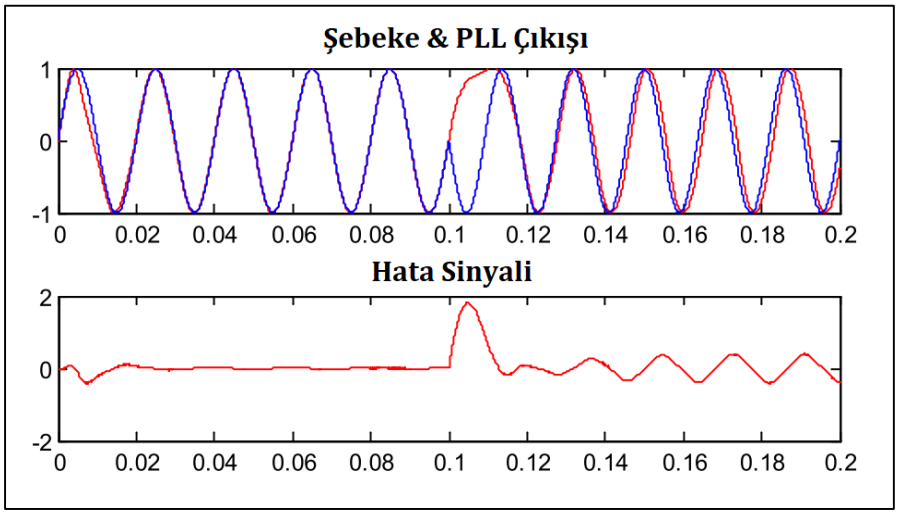
Şebeke geriliminde sıçrama, harmonik ve frekans değişimi olması durumunda Çentik PLL yapısına ait benzetim sonuçları aşağıdaki gibidir [8].



Şekil 2. 4 Şebekede sıçrama olması durumunda çentik PLL davranışı



Şekil 2. 5 Şebekenin harmonikli olması durumunda çentik PLL davranışı

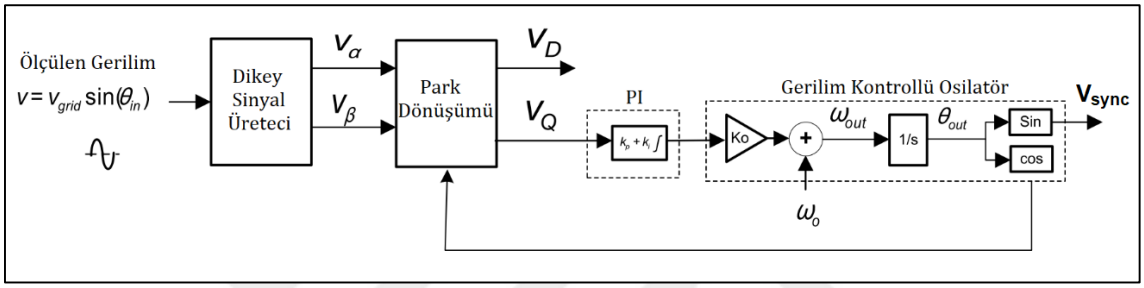


Şekil 2. 6 Şebeke frekansında sıçrama olması durumunda çentik PLL davranışı

2.2.2 Dikey (Orthogonal) Sinyal Üreteçli Tek Faz PLL

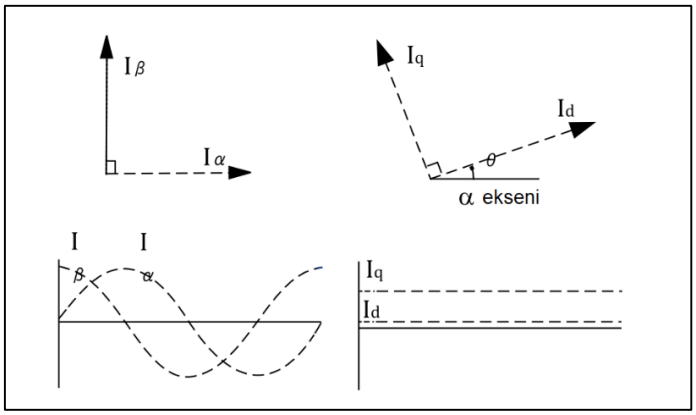
Tek fazlı yazılımsal pll yapılarındaki faz dedektörünün çıkışında şebeke frekansının iki katı olan bileşen nedeniyle bir tasarım dezavantajına sahiptir. Bir önceki çentik filtreli modelde bu bileşene göre ayarlanan filtrenin durdurma bandı sayesinde istenilen sonuç elde edilebilmiştir [8].

Faz dedektörünün çıkışını lineer hale getirmek adına bir başka alternatif olarak, giriş tarafında dikey sinyal üreteci ve ardından park transformasyonu kullanmak olabilir. Böyle bir yapıya sahip tek fazlı PLL modeline ait blok diyagram Şekil 2.7' de görülmektedir [8].



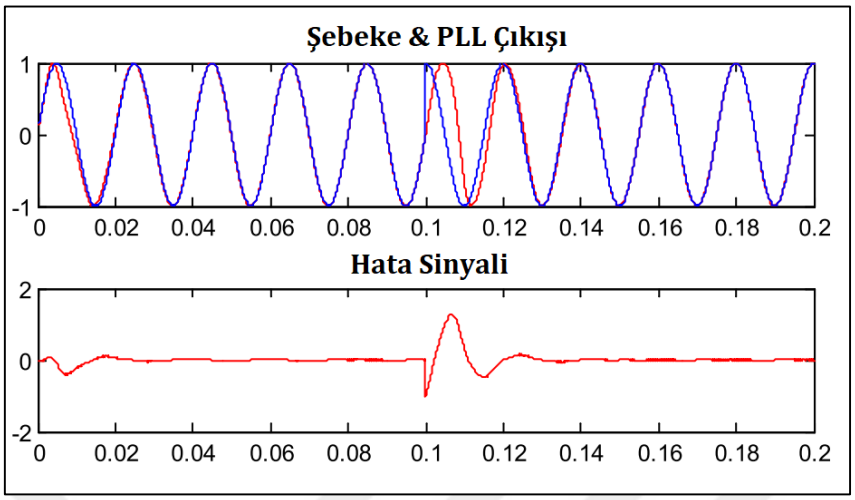
Şekil 2. 7 Dikey (Orthogonal) sinyal üreteçli PLL blok diyagramı

Giriş sinyalinden dikey bileşeni üretmek için iletim gecikmesi (Transport Delay), Hilbert Transformasyonu veya ikinci dereceden genelleştirilmiş integratör (SOGI) gibi çeşitli yöntemler kullanılabilir. Yapı içerisindeki park dönüşümü yapan blok, V_α ve V_β sinyallerini çıkış geri beslemesinden aldığı açı bilgisi ile dq ekseninde dönen referans çerçeve bileşenlerine (V_D ve V_Q) dönüştürür. Bu dönüşümden (Park Dönüşümü) sonra dq ekseninde dönen referans çerçeve ile çalışıldığından elde edilen değerler zamana bağlı sinüzoidal olarak değişen değerler değil, dc sistem değerleridir [8]. (Bu dönüşüm konusuna bir sonraki kısımda daha detaylı değinilecektir.)

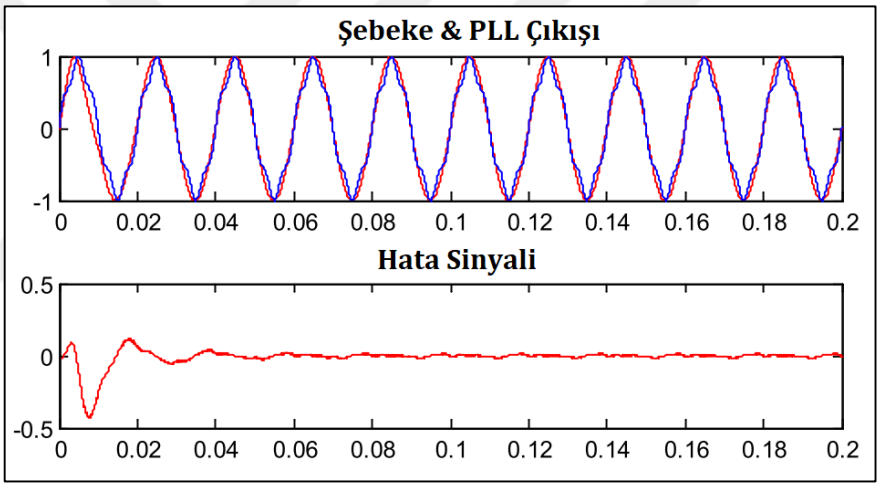


Şekil 2. 8 Sabit αβ ekseninden dönen dq eksenine dönüşüm

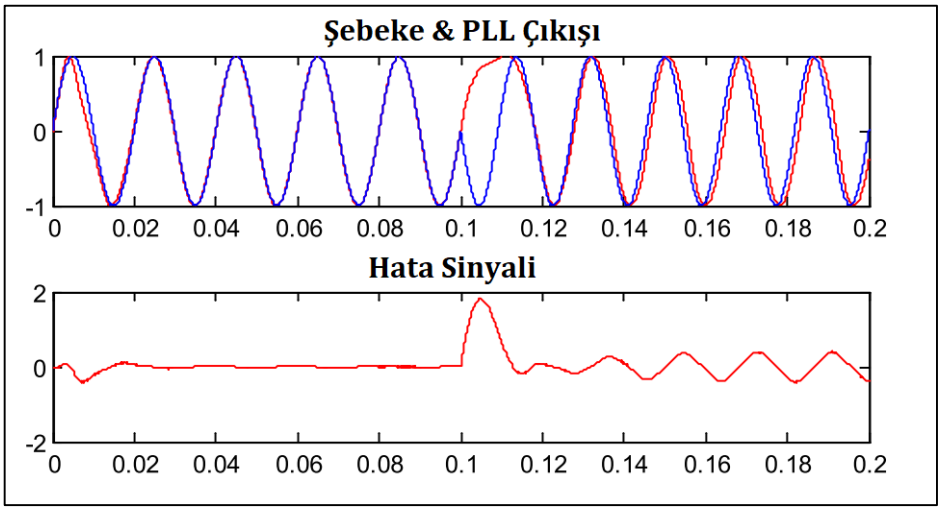
Şebeke geriliminde sıçrama, harmonik ve frekans değişimi olması durumunda OSG PLL yapısına ait benzetim sonuçları aşağıdaki gibidir [8].



Şekil 2. 9 Şebekede sıçrama olması durumunda OSG PLL davranışı



Şekil 2. 10 Şebekenin harmonikli olması durumunda OSG PLL davranışı



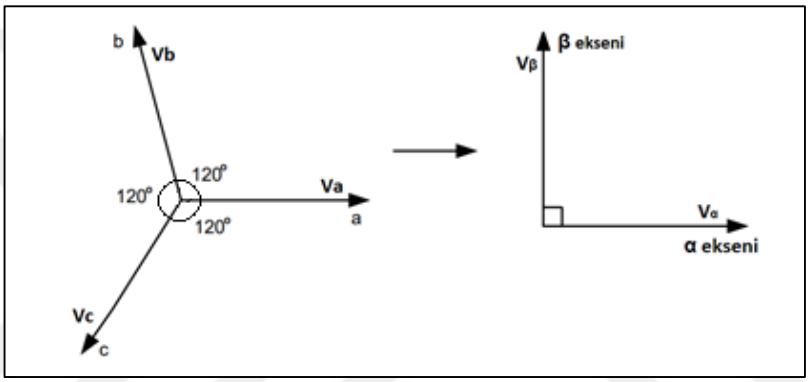
Şekil 2. 11 Şebeke frekansında sıçrama olması durumunda OSG PLL davranışı

2.2.3 Dengeli Üç Fazlı Sistemler İçin Senkron Referans Tabanlı PLL

Üç fazlı sistemlerde, zamanla değişen birimleri zamanla değişmeyen dönen referans eksen takımındaki dc sistem bileşenlerine dönüştürme işlemi yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu dönüşümü gerçekleştirmek için ilk adım, üç faz sistemdeki birimleri, αβ ekseni olarak bilinen sabit referans eksen takımına dönüştürmektir [9]. Bu dönüşüm "Clarke Dönüşümü" olarak isimlendirilir.

$$V_\alpha = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}(V_b - V_c) \tag{2.1}$$

$$V_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}}(V_b - V_c) \tag{2.2}$$

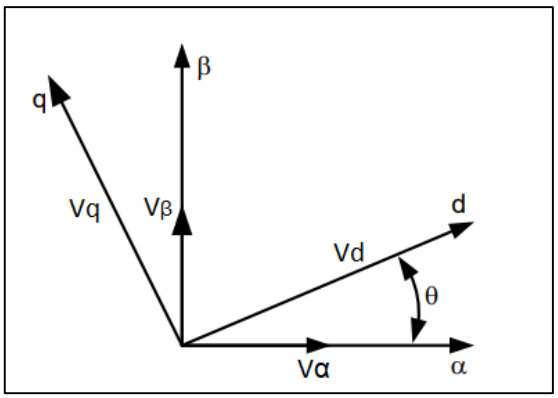


Şekil 2. 12 abc eksen takımından αβ eksen takımına dönüşüm (Clarke Dönüşümü)

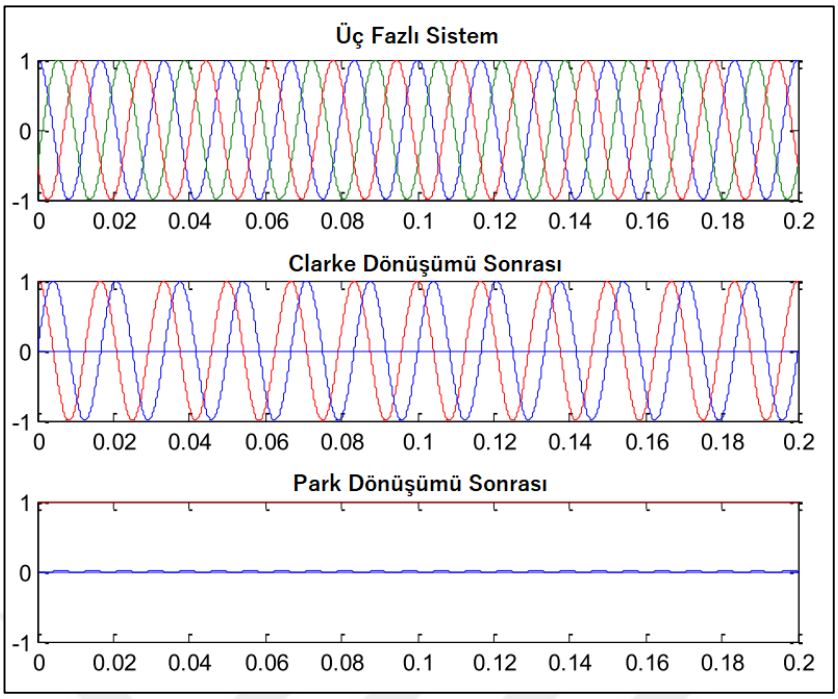
Sabit eksen takımına dönüştürülen üç fazlı bileşenler ikinci adımda ise dönen referans eksen takımı olarak bilinen dq eksen takımına dönüştürülerek DC sistem bileşenleri elde edilmiş olur [9]. Bu dönüşüm de "Park Dönüşümü" olarak isimlendirilir.

$$V_d = V_\alpha \cdot \cos(\theta) + V_\beta \cdot \sin(\theta) \tag{2.3}$$

$$V_q = -V_\alpha \cdot \sin(\theta) + V_\beta \cdot \cos(\theta) \tag{2.4}$$

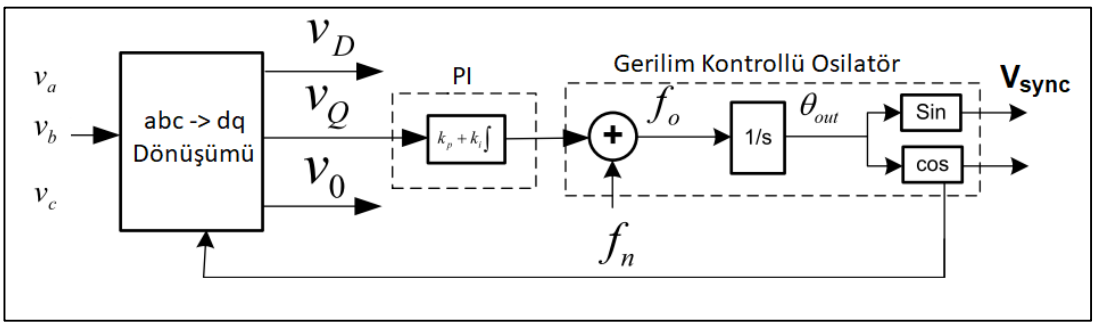


Şekil 2. 13 αβ eksen takımından dq eksen takımına dönüşüm (Park Dönüşümü)

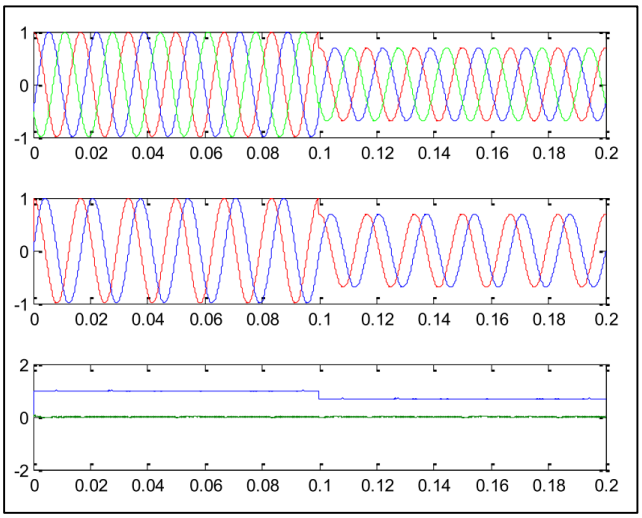


Şekil 2. 14 Üç fazlı abc eksen takımından dq eksen takımına dönüşüm [2]

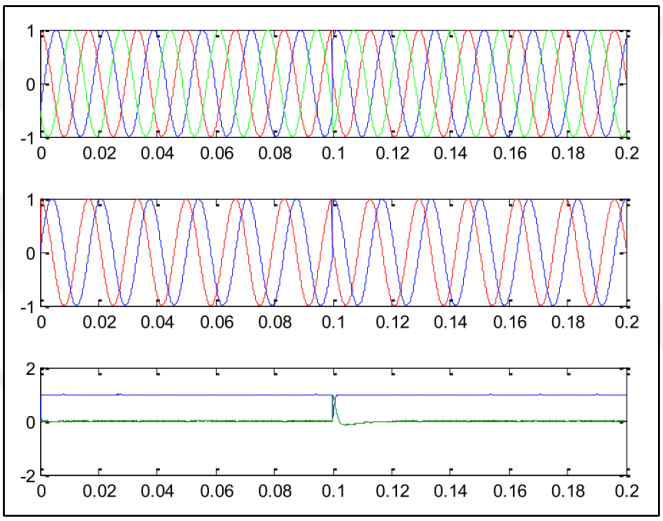
Senkron Referans Eksen tabanlı PLL modelinde de, tek fazlı pll modellerinde olduğu gibi amaç şebeke fazına kilitlenip, Θ açısını kestirmektir. Dengeli üç fazlı sistemlerde PLL kilitlendiğinde, dönen referans eksen takımının q bileşeni sıfır olur. Kilitlenme gerçekleşmediği durumda ise q bileşeni, hata ile doğru orantılı olarak bir değere sahip olur. Senkron referans eksen tabanlı PLL modelinde de bu özellik kullanılır. Üç fazlı bileşen dönen eksen takımına (dq ekseni) dönüştürülür ve q ekseni bileşeni PLL de faz dedektörü amacıyla kullanılır. Ardından da PI tipi bir kontrolörle sürekli hal hatası giderilerek gerilim kontrollü osilatör çıkışına verilir. Gerilim kontrollü osilatör bloğu ise geri besleme gerekli olan cos sinyalini ve senkronizasyon sinyali olan sin sinyalini üretir [9]. Burada f_n ve f_0 bileşenleri frekansı temsil ettiklerinden gerilim kontrollü osilatör bloğu içerisinde integratör ile bu bileşen faz açısı bileşenine dönüştürülmesi sağlanmıştır.



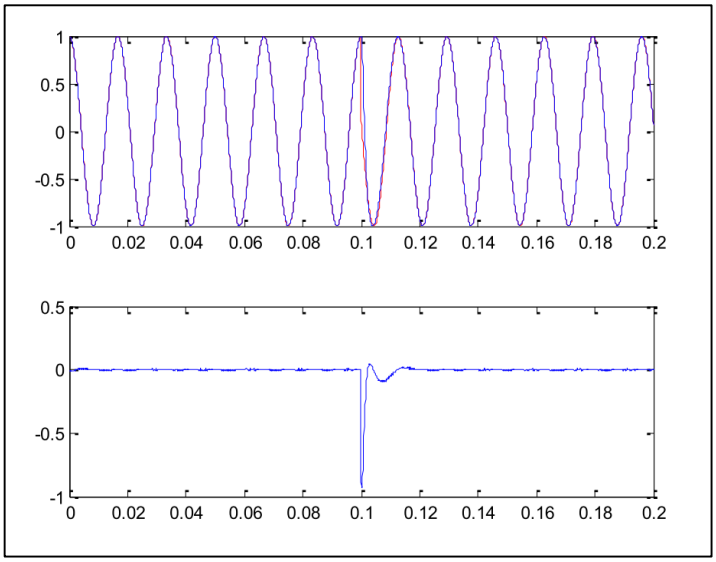
Şekil 2. 15 Senkron referans eksen tabanlı üç fazlı PLL modeli



Şekil 2. 16 Gerilimin düşmesi durumunda αβ ve dq eksen takımındaki karşılıkları



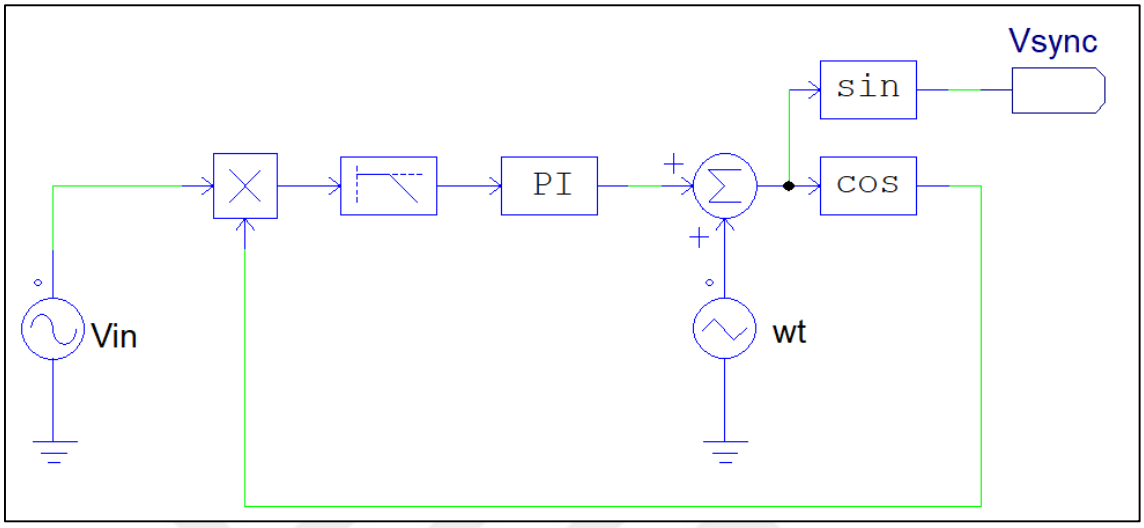
Şekil 2. 17 Şebekede sıçrama olması durumunda αβ ve dq eksenindeki karşılıkları



Şekil 2. 18 Şebekede sıçrama olması durumunda SRF-PLL davranışı ve hata sinyali

2.3 Faz Kilitlemeli Çevrim Modelini Ayrıklaştırma

Bu bölümde ele alınan klasik faz kilitlemeli çevrim yapısında bulunan ikinci dereceden alçak geçiren filtre ve PI kontrolör kısmı ayrıklaştırılacak ve bu yapı gerçek donanım üzerinde yazılımsal olarak gerçekleştirilecek hale getirilecektir.



Şekil 2. 19 Klasik PLL PSIM modeli

2.3.1 İkinci Dereceden Alçak Geçiren Filtrenin Ayrıklaştırılması

İkinci dereceden alçak geçiren filtrenin s domeninde transfer fonksiyonu (2.5) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

k = Kazanç (Gain)

ξ = Sönümleme Oranı (Damping Ratio)

f_c = Kesim Frekansı (Cut-off Frequency) ($w_c = 2\pi f_c$)

$$G(s) = \frac{k \cdot {w_c}^2}{s^2 + 2\xi w_c s + {w_c}^2} \tag{2.5}$$

Sürekli zaman s domenindeki transfer fonksiyonunu ayrık zaman hale getirebilmek için öncelikle z domenine dönüştürmek gerekir. Bunun için çeşitli yöntemler mevcuttur. Bu dönüşüm için bilinear transformasyon (Tustin Transformasyonu) metodu kullanılacaktır. Matlab ortamında da bu dönüşüm yapılabilir.

Örnek olarak;

$k = 1$

$\xi = 0{,}7$

$f_c = 40$ parametrelerine sahip ikinci dereceden alçak geçiren filtreyi matlab ortamında örnekleme zamanı 100µs olacak şekilde z domenine aşağıdaki şekilde dönüştürülebilir.

```
clear all
clc

k = 1;
ksi = 0.7;
fc = 40;

Ts = 100e-6;

wc = 2 * pi * fc;

pay = k * wc^2;
payda = [1 2*ksi*wc wc^2];

Gs = tf(pay, payda);
Gz = c2d(Gs, Ts, 'tustin')
```

$$G(z) = \frac{0{,}0001552 \cdot z^2 + 0{,}0003103 \cdot z + 0{,}0001552}{z^2 - 1{,}965 \cdot z + 0{,}9654} \tag{2.6}$$

(2.6) eşitliğindeki gibi ayrık zaman transfer fonksiyonu elde edilebilir. Genel olarak ikinci dereceden alçak geçiren filtrelerin ayrık zaman transfer fonksiyonu (2.7) eşitliğindeki veya pay ve payda z^{-2} ile çarpılırsa (2.8) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$G(z) = \frac{b_0 z^2 + b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \tag{2.7}$$

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \tag{2.8}$$

Elde edilen ayrık zaman transfer fonksiyonunun mikro denetleyicide çalıştırılabilmesi için programlanabilir hale getirilmesi gerekmektedir. Bunun için doğrudan programlama yöntemi [10] kullanılabilir.

Ayrık zaman transfer fonksiyonu genel olarak (2.9) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$D(z) = \frac{b_0 z^m + b_1 z^{m-1} + \cdots + b_{m-1} z^{-1} + b_m}{a_0 z^n + \cdots + a_n} \tag{2.9}$$

n, paydanın en yüksek derecesi olmak üzere, pay ve payda $z^{-n} \cdot X(z)$ ile çarpılırsa,

$$\frac{E_2(z)}{E_1(z)} = D(z) = \frac{b_0 z^m + b_1 z^{m-1} + \cdots + b_{m-1} z^{-1} + b_m}{a_0 z^n + \cdots + a_n} \cdot \left\{ \frac{z^{-n}}{z^{-n}} \cdot \frac{X(z)}{X(z)} \right\}$$

$$E_1(z) = (a_0 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_n z^{-n}) \cdot X(z)$$

$$E_2(z) = (b_0 + b_1 z^{-1} + \cdots + b_m z^{-m}) \cdot X(z) \cdot z^{-(n-m)}$$

Burada $E_1(z)$ sistemin girişi, $E_2(z)$ ise sistemin çıkışı olarak ifade edilebilir. İkinci dereceden alçak geçiren filtreye ait genel ayrık zaman transfer fonksiyonunu da aynı şekilde yazılıp, programlanabilir hale getirebilir.

$$G(z) = \frac{b_0 z^2 + b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \tag{2.10}$$

$$\frac{E_2(z)}{E_1(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \cdot \frac{X(z)}{X(z)} \tag{2.11}$$

(2.11) eşitliğinden faydalanarak filtre çıkışı, $E_2(z)$ (2.12) eşitliği ile yazılabilir.

$$E_2(z) = b_0 X(z) + b_1 \cdot z^{-1} X(z) + b_2 \cdot z^{-2} X(z) \tag{2.12}$$

Filtreye ilişkin durum değişkeni X(z) ise (2.14) eşitliği ile yazılabilir.

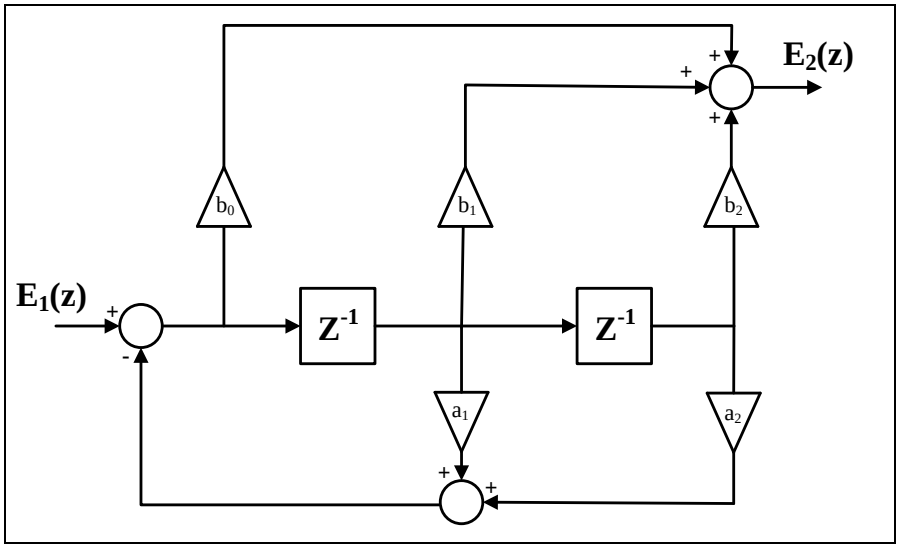
$$E_1(z) = X(z) + a_1 \cdot z^{-1} X(z) + a_2 \cdot z^{-2} X(z) \tag{2.13}$$

$$X(z) = E_1(z) - a_1 \cdot z^{-1} X(z) - a_2 \cdot z^{-2} X(z) \tag{2.14}$$

Son olarak filtreye ilişkin fark denklemlerini de yazacak olursak,

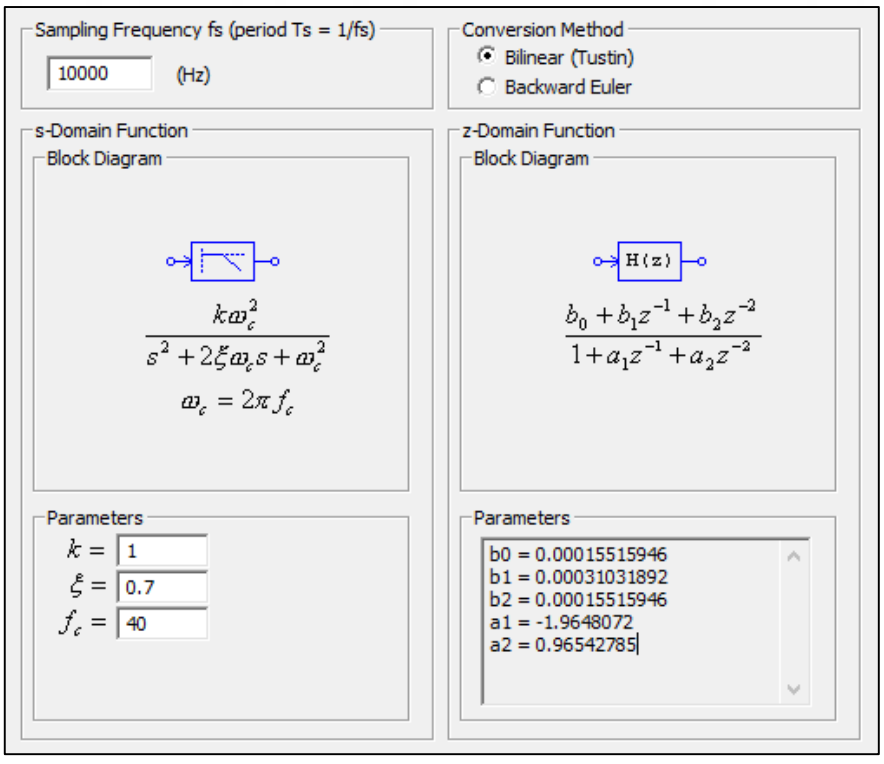
$$E_2(k) = b_0 \cdot X(k) + b_1 \cdot X(k-1) + b_2 \cdot X(k-2) \tag{2.15}$$

$$X(k) = E_1(k) - a_1 \cdot X(k-1) - a_2 \cdot X(k-2) \tag{2.16}$$



Şekil 2. 20 İkinci derece alçak geçiren filtre için programlama blok diyagramı

İkinci dereceden alçak geçiren filtrelerin ayrık zaman transfer fonksiyonu katsayılarını da kazanç, sönümleme oranı ve kesim frekansı değerlerine göre hesaplanacaktır. Bu katsayı hesapları, PSIM ortamında bulunan araç ile yapılmıştır.



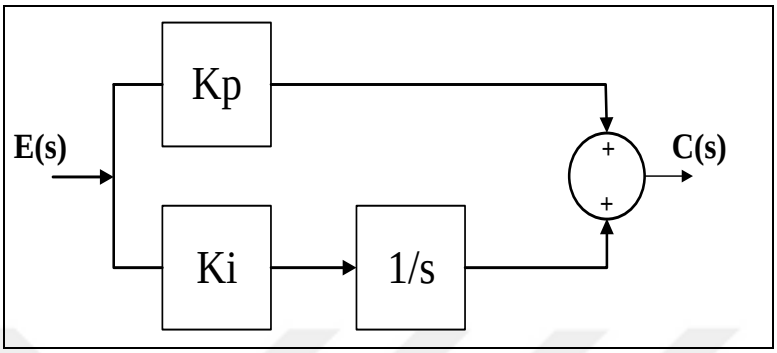
Şekil 2. 21 Filtre katsayılarının PSIM ile hesaplanması

2.3.2 PI Kontrolörün Ayrıklaştırılması

PI kontrolörün s domeninde transfer fonksiyonu (2.17) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

k = Kazanç (Gain)

T = PI Kontrolör Zaman Sabiti



Şekil 2. 22 PI kontrolörün genel yapısı

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{2.17}$$

$K_p = k$

$K_i = \frac{k}{T}$

olmak üzere, PI kontrolörün sürekli zamandaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$G(s) = k \cdot \frac{1 + sT}{sT} \tag{2.18}$$

Sürekli zaman s domenindeki transfer fonksiyonunu ayrıklaştırabilmek için öncelikle z domenine dönüştürmek gerekir. Bu dönüşüm için ikinci derece alçak geçiren filtrede olduğu gibi bilinear transformasyon (tustin transformasyonu) metodu kullanılacaktır. Matlab ortamında da bu dönüşüm yapılabilir. Örneğin;

$k = 1$

$T = 0{,}001\ sn$ parametrelerine sahip bir PI kontrolörü matlab ortamında örnekleme zamanı 100us olacak şekilde z domenine aşağıdaki şekilde dönüştürülebilir.

```
clear all
clc

K = 1;
T = 0.001;
```

```
pay = [K*T K];
payda = [T 0];

Gs = tf(pay, payda);

Ts = 100e-6;
Gz = c2d(Gs, Ts, 'tustin')
```

$$G(z) = \frac{1{,}05 \cdot z - 0{,}95}{z - 1} \tag{2.19}$$

(2.19) eşitliğindeki gibi ayrık zaman transfer fonksiyonu elde edilebilir. Genel olarak PI kontrolörün ayrık zaman transfer fonksiyonu (2.20) eşitliğindeki veya en sağdaki ifadenin pay ve paydası z ile çarpılırsa (2.21) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$G(z) = K_p + K_i \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{2.20}$$

$$G(z) = K_p + K_i \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{z + 1}{z - 1} \tag{2.21}$$

Elde edilen ayrık zaman transfer fonksiyonunun mikro denetleyicide koşturulabilmesi için alçak geçiren filtrede olduğu gibi doğrudan programlama yöntemi ile programlanabilir hale getirilmesi gerekmektedir.

$$G(z) = K_p + K_i \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{2.22}$$

$$K_i \cdot \frac{T_s}{2} = Kx \tag{2.23}$$

G(z) ifadesi yeniden düzenlenirse,

$$G(z) = K_p + Kx \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{2.24}$$

$$G(z) = K_p + \frac{Kx + Kx \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{2.25}$$

$$G(z) = \frac{K_p - K_p \cdot z^{-1} + Kx + Kx \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{2.26}$$

$$G(z) = \frac{(Kx - K_p) \cdot z^{-1} + Kx + K_p}{1 - z^{-1}} \tag{2.27}$$

$$Kx + K_p = b_0$$

$$Kx - K_p = b_1$$

$$G(z) = \frac{b_1 \cdot z^{-1} + b_0}{1 - z^{-1}} \tag{2.28}$$

En sade haliyle elde edilen G(z) ifadesinin pay ve paydasını X(z) ile çarparak, fark denklemlerini elde edebiliriz.

$$\frac{E_2(z)}{E_1(z)} = \frac{b_1 \cdot z^{-1} + b_0}{1 - z^{-1}} \cdot \frac{X(z)}{X(z)} \tag{2.29}$$

(2.28) eşitliğinden faydalanarak PI kontrolör çıkışı, $E_2(z)$ (2.29) eşitliği ile yazılabilir.

$$E_2(z) = b_0 X(z) + b_1 \cdot z^{-1} X(z) \tag{2.30}$$

PI kontrolöre ilişkin durum değişkeni X(z) ise (2.32) eşitliği ile yazılabilir.

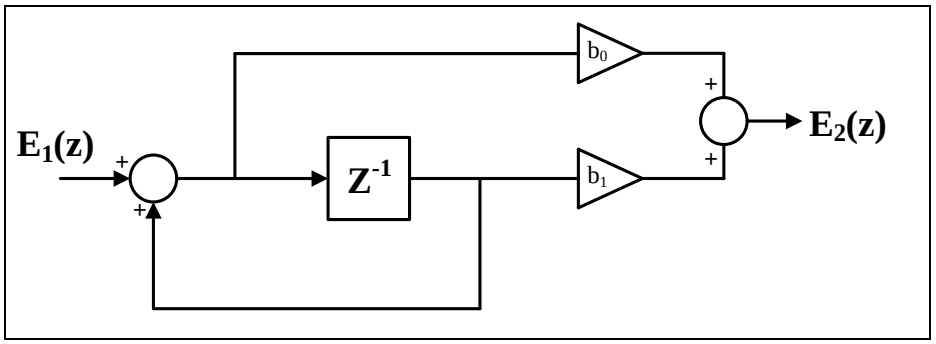
$$E_1(z) = X(z) - z^{-1} X(z) \tag{2.31}$$

$$X(z) = E_1(z) + z^{-1} X(z) \tag{2.32}$$

Son olarak PI kontrolöre ilişkin fark denklemlerini de yazacak olursak,

$$E_2(k) = b_0 \cdot X(k) + b_1 \cdot X(k-1) \tag{2.33}$$

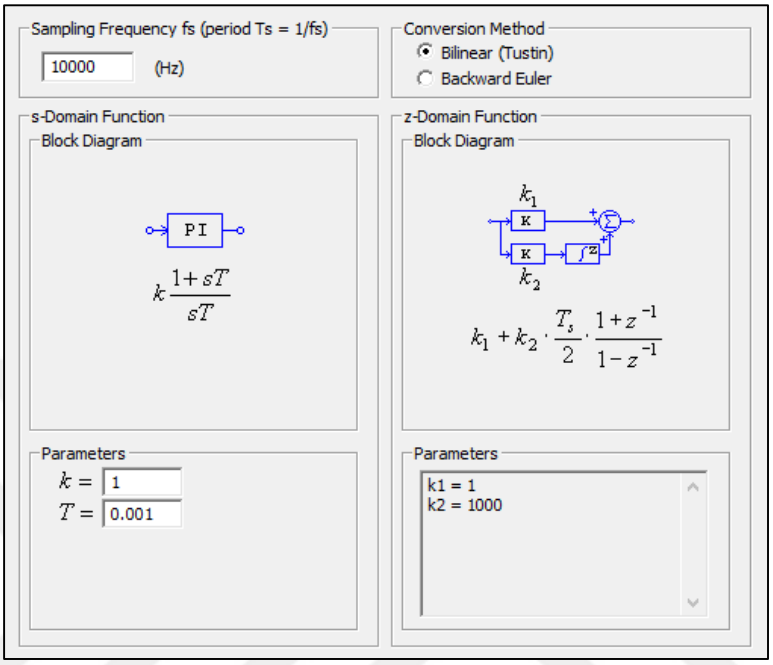
$$X(k) = E_1(k) + X(k-1) \tag{2.34}$$



Şekil 2. 23 PI kontrolör için programlama blok diyagramı

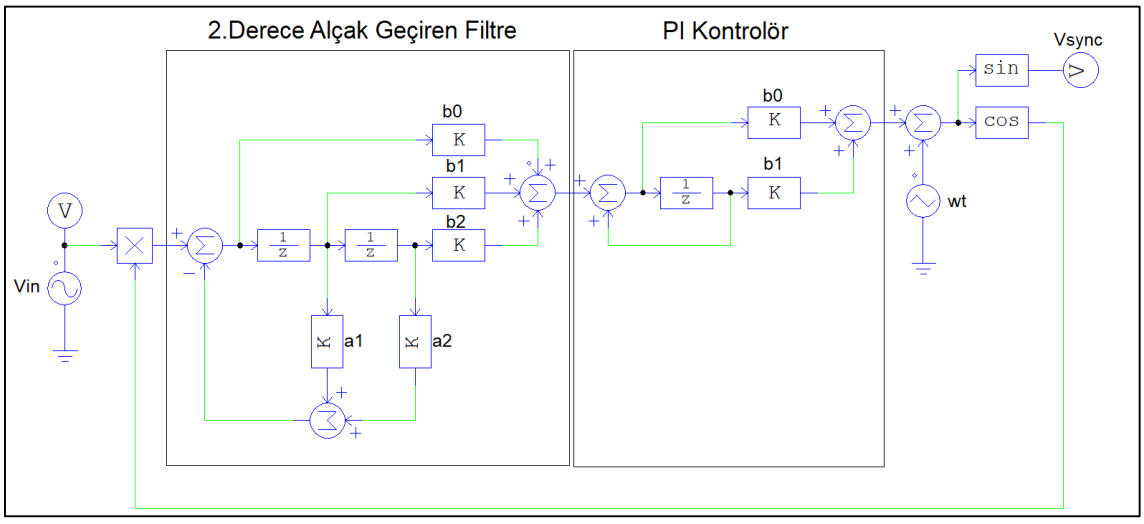
PI kontrolörlerin ayrık zaman transfer fonksiyonu katsayıları da kazanç ve zaman sabiti değerlerine göre hesaplanacaktır. Bu katsayı hesapları, PSIM ortamında bulunan araç ile yapılmıştır.

($k_1 = K_p$ ve $k_2 = K_p/T$)



Şekil 2. 24 Kp ve Ki katsayılarının PSIM ile hesaplanması

2.3.3 Klasik PLL Yapısının Ayrık Zaman Modeli



Şekil 2. 25 Klasik PLL modelinin ayrık zaman blok diyagramı

Ayrık zaman modelini elde ettiğimiz klasik PLL modelinin sinüzoidal girişe göre ürettiği senkronizasyon sinyali aşağıdaki gibi elde edilmektedir. PLL modelinin elde ettiği

senkronizasyon sinyali sayesinde şebekede bozulmalar, frekans kaymaları gibi durumlar olduğunda doğru bir şekilde şebekeyle senkronizasyon sağlanacaktır. Şekil 2.25'de elde edilen PLL modelinin ayrık zaman blok diyagramına bir örnek olarak Şekil 2.26'da faz farkı olan sinüzoidal giriş sinyaline karşılık çıkışta düzgün bir şekilde faza kilitlendiği görülmektedir. Örneğe ilişkin filtre katsayıları aşağıdaki gibidir.

İkinci derece alçak geçiren filtre katsayıları,

b0 = 0,00015515946

b1 = 0,00031031892

b2 = 0,00015515946

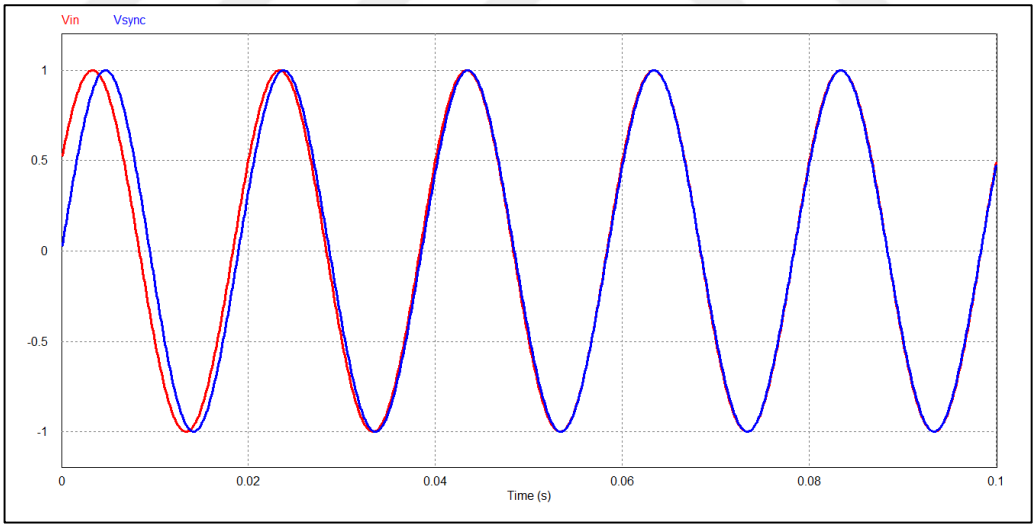
a1 = -1,9648072

a2 = 0,96542785

PI kontrolör katsayıları,

b0 = 10,5

b1 = -9,95

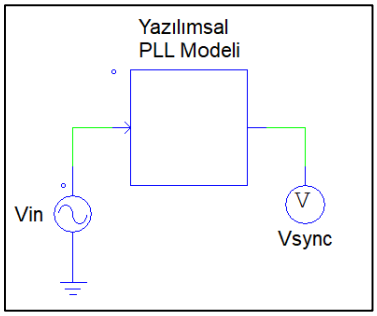


Şekil 2. 26 Sayısal PLL in sinüzoidal giriş sinyaline cevabı

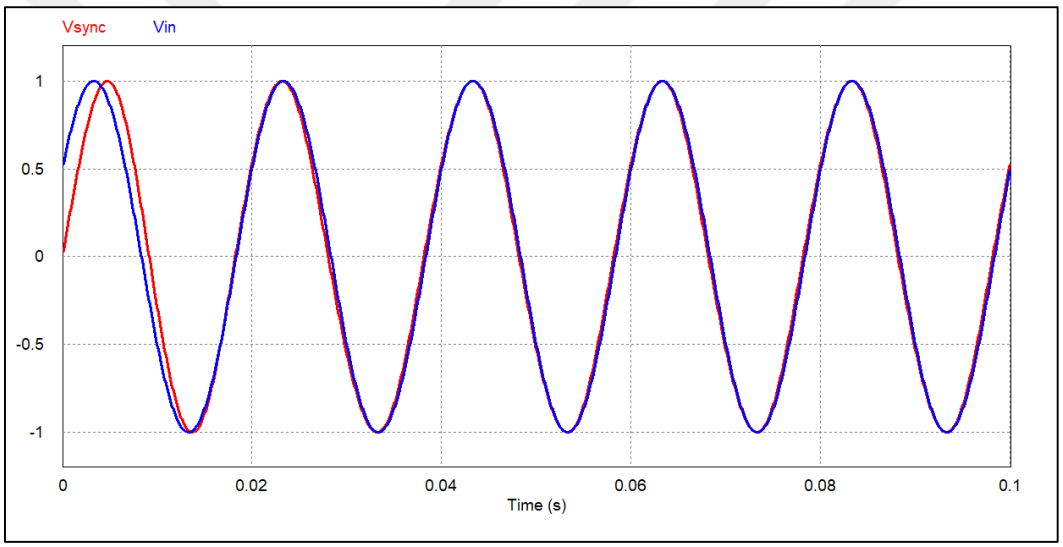
2.3.4 Dijital PLL Modelinin PSIM ile Yazılımsal Gerçekleştirilmesi

PSIM benzetim programı üzerinde, içine C/C++ kodu yazılıp benzetimlerde kullanılabilecek bir blok mevcuttur. Şekil 2.25'de elde edilen dijital PLL modelini gerçek

donanım üzerinde test etmeden önce, bu blok ile gerçekleyebiliriz. Bu blok için giriş sinyali ölçülen şebeke gerilimi, çıkış sinyali ise üretilen senkronizasyon sinyalidir. Şekil 2.27'deki modelin çıkış sinyali (Şekil 2.28) ve C blok üzerinde koşturulan kodlar aşağıdaki şekildedir.



Şekil 2. 27 Dijital PLL yazılımsal olarak gerçeklenmesi



Şekil 2. 28 Yazılımsal PLL 'in sinüzoidal giriş sinyaline cevabı

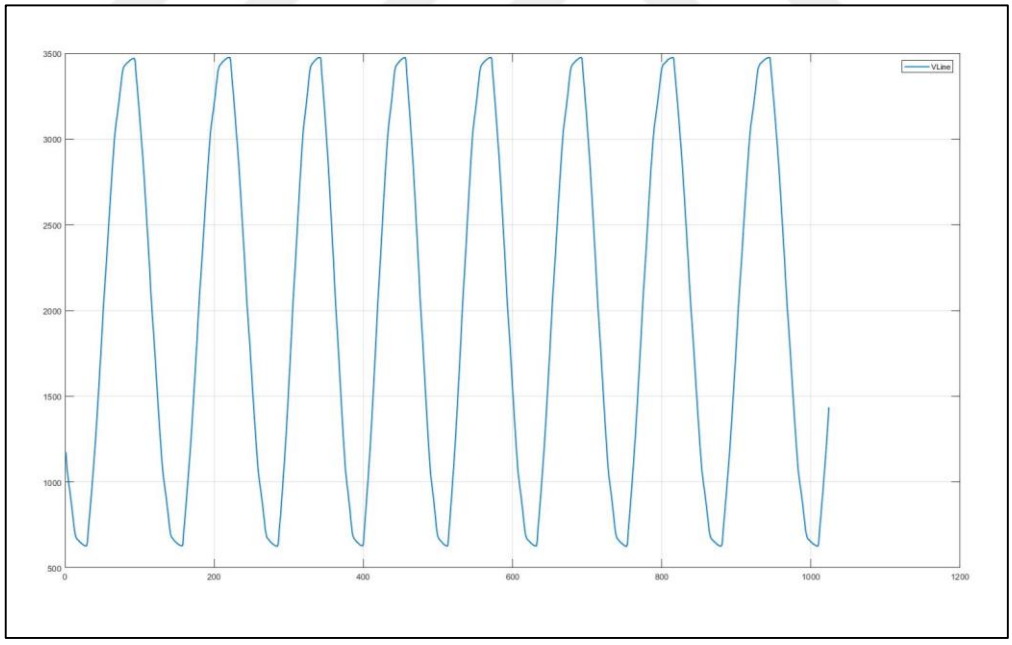
```
//---------------------------------------------------------------------
// Alçak geçiren filtre kaysayıları ve ilgili değişkenler
//---------------------------------------------------------------------
double b0 = 0.00015515946;
double b1 = 0.00031031892;
double b2 = 0.00015515946;
double a1 = -1.9648072;
double a2 = 0.96542785;

static double Xk = 0;// Durum değişkeni
```

```
static double Xk_1 = 0;// Durum değişkeninin bir önceki değeri
static double Xk_2 = 0;// Durum değişkeninin iki önceki değeri

//---------------------------------------------------------------------
// PI kontrolör kaysayıları ve ilgili değişkenler
//---------------------------------------------------------------------
double Ts = 0.0001;
double k1 = 1;
double k2 = 10000;
double kx = k2 * (Ts/2);
double c0 = kx + k1;
double c1 = kx - k1;

static double Xk_PI = 0;// Durum değişkeni
static double Xk_1_PI = 0;// Durum değişkeninin bir önceki değeri

//---------------------------------------------------------------------
// Diğer değişkenler
//---------------------------------------------------------------------
static double TriIndex = 1;
static double CosOut = 0;
static double PreOut = 0;
double input_lpf, output_lpf, input_pi, output_pi, TriangleOut;


input_lpf = in[0] * CosOut;
Xk = input_lpf - a1 * Xk_1 - a2 * Xk_2;
output_lpf = Xk * b0 + Xk_1 * b1 + Xk_2 * b2;
Xk_2 = Xk_1;
Xk_1 = Xk;

input_pi = output_lpf;
Xk_PI = input_pi + Xk_1_PI;
output_pi = c0 * Xk_PI + c1 * Xk_1_PI;
Xk_1_PI = Xk_PI;

TriangleOut = TriIndex * 1.8;
PreOut = output_pi + TriangleOut;

if(++TriIndex > 200)
```

```
{
  TriIndex = 1;
}

CosOut = cos(PreOut * M_PI / 180);
out[0] = sin(PreOut * M_PI / 180);
```

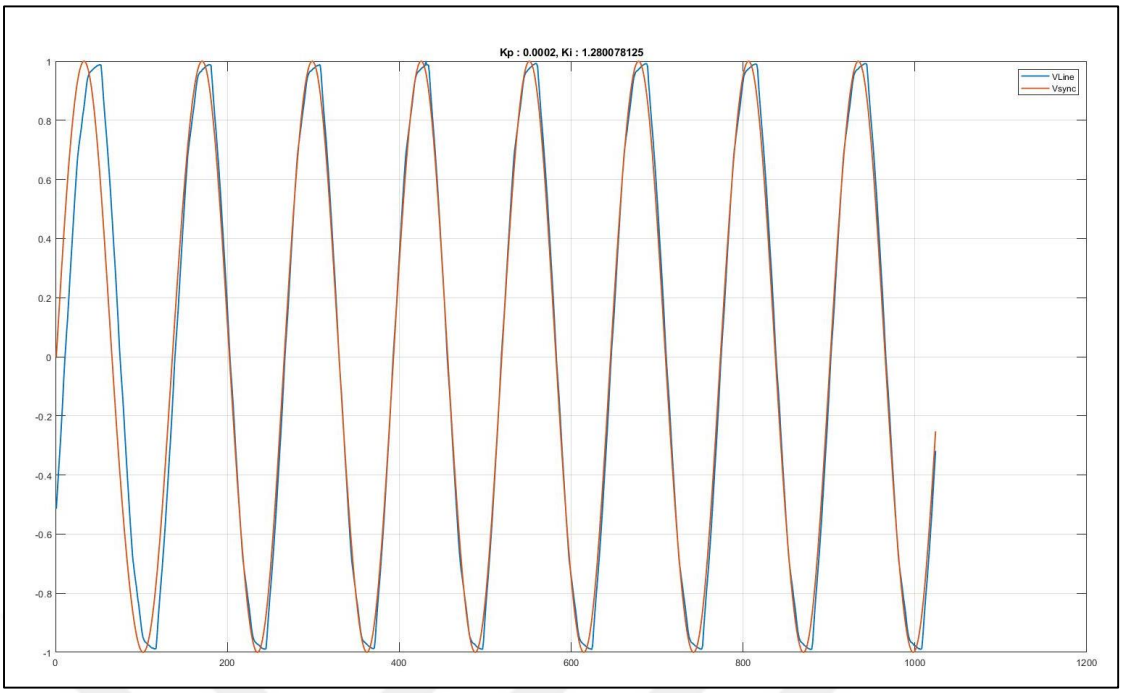
2.4 Yazılımsal PLL Donanımsal Gerçeklenmesi

Yazılımsal olarak gerçekleştirilen PLL modeli tasarlanan donanım üzerinde de test edilmiştir. Bu bölümde sadece şebeke geriliminden alınan örneklere ilişkin dalga formu ve PLL senkronizasyon sinyali yer almaktadır. Örnekleme zamanı, bir periyot içerisinde 128 örnek alınacağından 156.25 µs olarak belirlenmiştir. Bu değer şebeke periyodu 20ms, frekansı 50Hz olarak kabul edilip hesaplanmıştır. Şebeke frekansındaki ufak kaymalar PLL in ürettiği senkronizasyon sinyali ile belirli aralıklarla hesaplanıp örnekleme zamanı da dinamik olarak bir periyotta 128 örnek alacak şekilde ayarlanmaktadır. Böylelikle yapılacak tüm ölçümler daha doğru ve güvenilir bir şekilde hesaplanması sağlanmıştır.



Şekil 2. 29 Şebeke geriliminden alınan örneklenmiş sinyal

Tasarlanan donanım üzerindeki seri port ile mikrodenetleyici tarafından alınan örnekler MATLAB ortamına aktarılıp sinyaller çizdirilmiştir.



Şekil 2. 30 Şebeke gerilimine kilitlenen PLL çıkış sinyali

Yazılım içerisinde PLL algoritmasını koşturan kısım aşağıdaki şekildedir. Bu kısım örneklerin alındığı kesme içerisinde düzenli bir şekilde çağrılmaktadır.

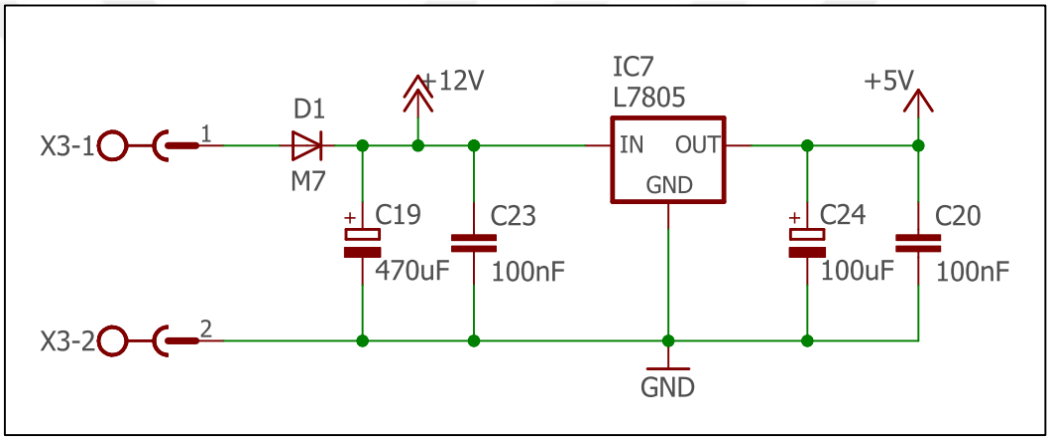
```
stPLL.wt = (stPLL.wtIndex * 360) / 128.0;
stPLL.LPF_Input = stPLL.Vin * stPLL.CosOut;
stPLL.LPF_Xk = stPLL.LPF_Input - (LPF_A1 * stPLL.LPF_Xk1) - (LPF_A2 *
stPLL.LPF_Xk2);
stPLL.LPF_Output = (stPLL.LPF_Xk * LPF_B0) + (stPLL.LPF_Xk1 * LPF_B1)
+ (stPLL.LPF_Xk2 * LPF_B2);


stPLL.PI_Input = stPLL.LPF_Output;
stPLL.PI_Xk = stPLL.PI_Input + stPLL.PI_Xk1;
stPLL.PI_Output = (stPLL.K_PI_x * stPLL.PI_Xk) + (stPLL.K_PI_y *
stPLL.PI_Xk1);


stPLL.Theta = stPLL.PI_Output + stPLL.wt;
stPLL.CosOut = arm_cos_f32(Deg2Rad(stPLL.Theta));
stPLL.Vsync = arm_sin_f32(Deg2Rad(stPLL.Theta));
stPLL.Vsign = signum(stPLL.Vsync);
```

Bu bölümde tek fazlı ve üç fazlı sistemlerde kullanılan çeşitli PLL modelleri sunulmuş, ayrık zaman modellenmesi yapılmış ve benzetim sonuçları verilmiştir. Ayrıca tasarlanan donanım üzerinde de bir örnek sunulmuştur. Bu konuda literatürde birçok çalışma mevcuttur. Özellikle hem tek fazlı ve hem de üç fazlı sistemlerde kullanılabilen ikinci dereceden genelleştirilmiş integratör tabanlı (SOGI) PLL yapıları oldukça kullanışlı ve şebekedeki bozulmalardan etkilenmeden çok hassas bir çıkış üretebilmektedir. Son yıllarda mikro denetleyicilerin ve dijital sinyal işleyicilerin (DSP) performanslarının artması ve içerisinde merkezi işlem biriminden (CPU) bağımsız bir şekilde ondalıklı ve trigonometrik işlem yapabilen birimlerin eklenmesi ile dijital platformlarda mükemmel sonuçların elde edilebilmesi mümkün hale gelmiştir.

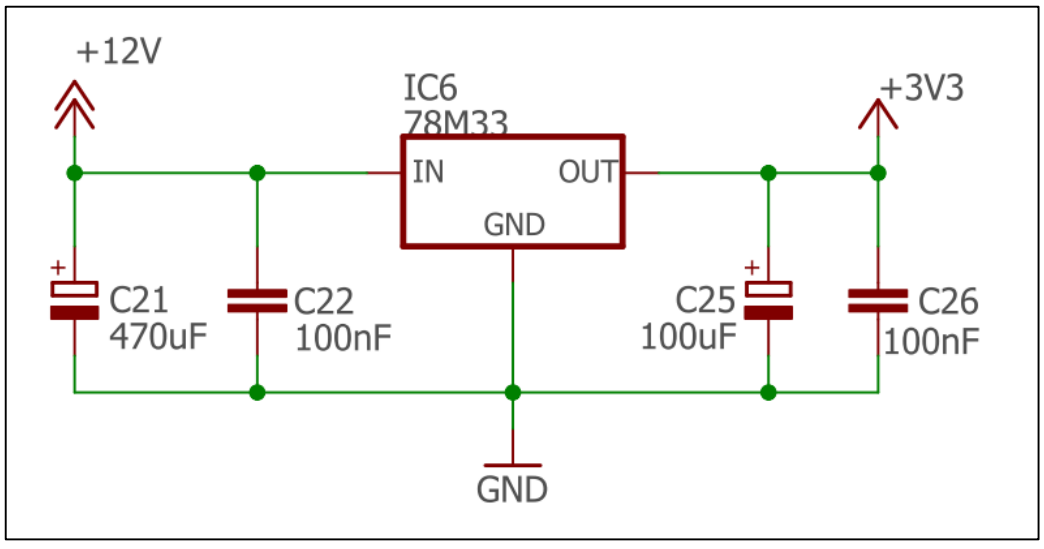
BÖLÜM 3

ÖLÇÜM SİSTEMİ İÇİN DONANIM TASARIMI

3.1 Besleme Devresi



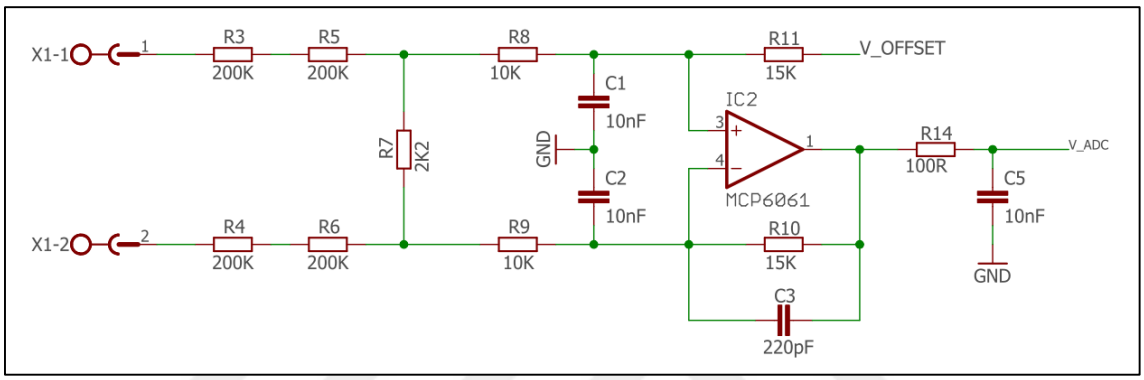
Şekil 3. 1 12V DC Gerilimi 5V DC Gerilime dönüştüren elektronik devre



Şekil 3. 2 12V DC Gerilimi 3,3V DC Gerilime dönüştüren elektronik devre

Tasarlanacak donanım, 12V DC gerilim ile beslenmektedir. Devre üzerindeki TFT LCD ekran haricindeki tüm dijital elemanlar (Mikrodenetleyici, Opamp, Haberleşme Çevrebirimleri vs.) 3,3V DC gerilimle çalışmaktadır. Sadece TFT LCD ekran 5V DC gerilimle çalışmaktadır. Bu nedenle 12V DC gerilim, lineer voltaj regülatörleri ile 5V DC ve 3,3V DC gerilime dönüştürülmektedir. 5V dönüşümü için LM7805, 3,3V dönüşümü içine 78M33 lineer regülatör kullanılmıştır. Ayrıca ters bağlantıyı engellemek için giriş kısmına bir diyot eklenmiştir.

3.2 Gerilim Ölçüm Devresi



Şekil 3. 3 Gerilim ölçüm devresi

Gerilim ölçüm devresinde gerilim bölücüler ile şebeke gerilimi seviyesi düşürülmüş, ardından diferansiyel giriş opamp devresi ile gerilim yükseltilmiş ve mikrodenetleyicinin analog dijital çevirici kısmına giriş yapılmıştır. Gerilim bölücü kısmı için, R7 direnci üzerinde düşen gerilim (3.1) eşitliği ile hesaplanabilir.

$$V_{R7} = V_{in} \cdot \frac{R7}{R3 + R4 + R5 + R6 + R7} \tag{3.1}$$

Diferansiyel girişli opamp devresinin kazancı ise R8 - R9 ve R10 – R11 dirençleri eşit olması durumunda (3.2) eşitliği ile hesaplanabilir.

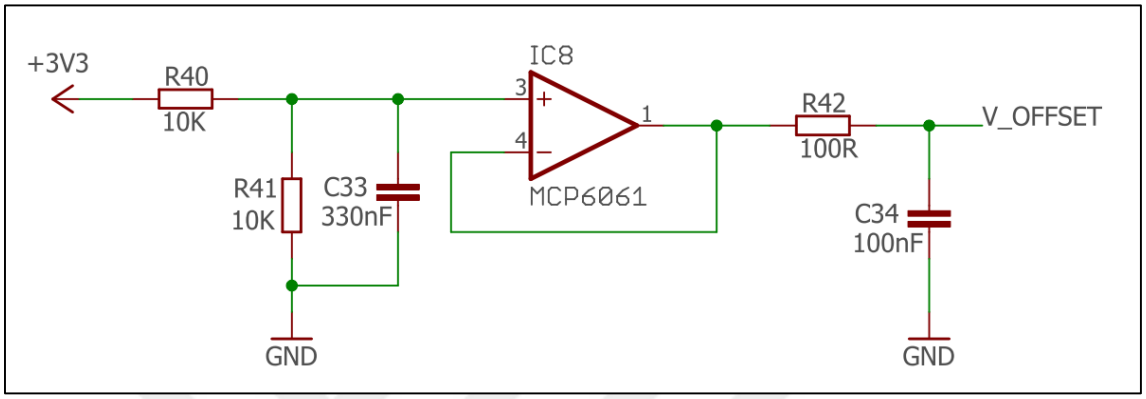
$$K = \frac{R11}{R8} = \frac{R10}{R9} = \frac{15K}{10K} = 1{,}5 \tag{3.2}$$

Opamp devresinin çıkış tarafında RC devresinin zaman sabiti ise (3.3) eşitliği ile hesaplanabilir.

$$\tau = R \cdot C = 100 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 1\mu s \tag{3.3}$$

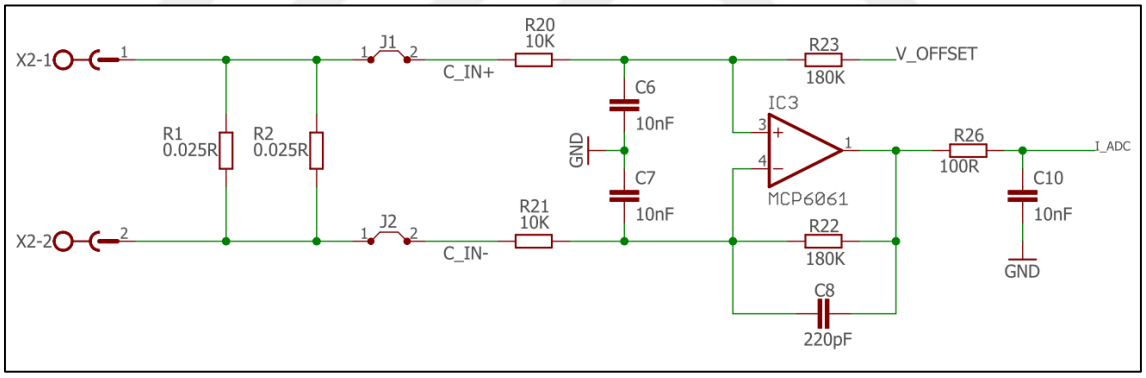
Kuvvetlendirici olarak Microchip firmasına ait MCP6061 kodlu tek beslemeli, yüksek hassasiyete sahip bir opamp kullanılmıştır.

Şebeke gerilimin hem pozitif alternansı hem de negatif alternansı ölçülmesi gerektiğinden opamp çıkışı, besleme geriliminin yarısına (1,65V) ötelenmiştir. Bu sayede analog dijital çevirici ile örneklenecek gerilim 1,65V üzerinde salınan bir sinüzoidal bir dc gerilime dönüştürülmüş olmaktadır. Bu devre içinde iki adet eşdeğer direnç ile besleme gerilimi ikiye bölünmüş ve bir adet gerilim izleyici opamp devresi ile ötelenecek gerilimlere uygulanmıştır.

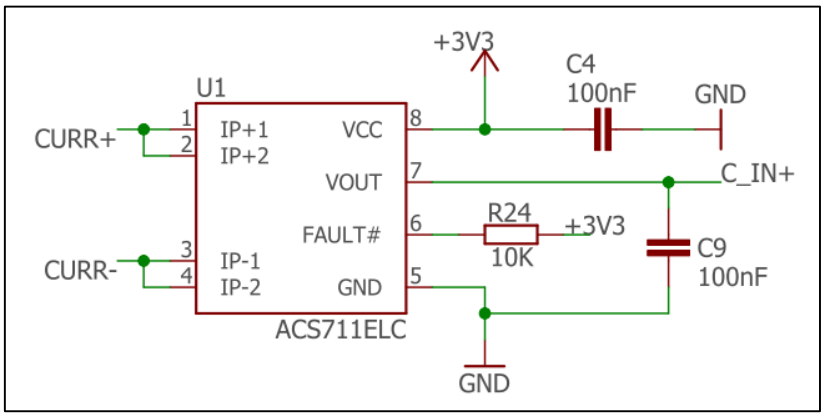


Şekil 3. 4 Gerilim öteleme (Offset) devresi

3.3 Akım Ölçüm Devresi



Şekil 3. 5 Şönt dirençli akım ölçüm devresi

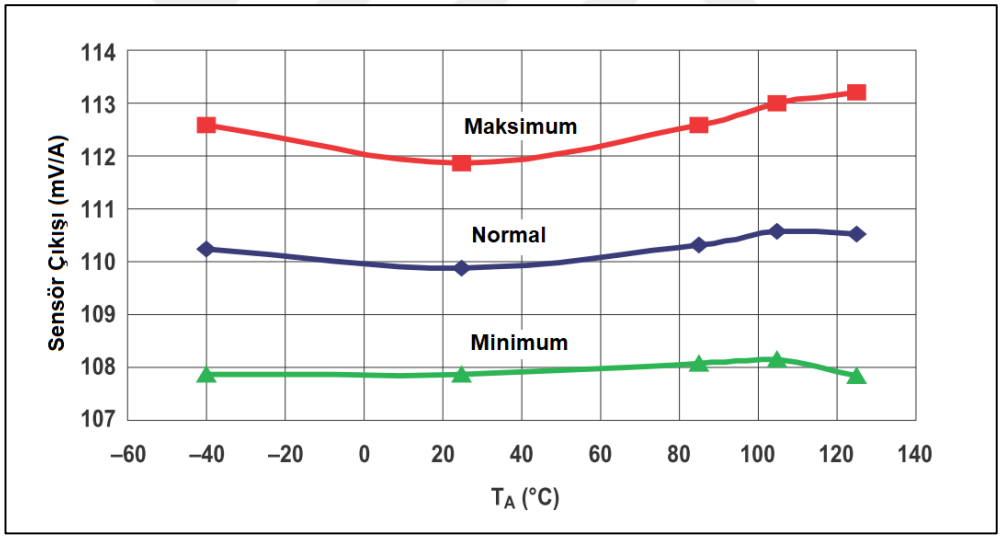


Şekil 3. 6 Alan etkili sensörlü akım ölçüm devresi

Donanım üzerinde iki adet akım ölçüm girişi bulunmaktadır. Birincisi iki adet 25mΩ değerinde paralel dirençlerin üzerinden akımı geçirip, bu dirençler üzerindeki gerilim sayesinde ölçümü gerçekleştirmek, diğeri ise yine akım girişine bağlanmış alan etkili akım sensörünün kullanıldığı akım ölçüm girişidir.

Paralel dirençler üzerindeki gerilim ile akım ölçümü gerçekleştirilecek ise J1 ve J2 kısa devre yapılmalıdır. Eğer alan etkili akım sensörü kullanılacak ise sensörün çıkışı J1 ve J2 ye bağlanmalıdır. Ölçüm denemeleri için alan etkili sensör kullanılmıştır. Bunun yanında akım giriş devresindeki diferansiyel opamp ile yükseltme ve öteleme işlemine gerek kalmadığı için sensör çıkışı direkt olarak opamp çıkışına bağlanarak ölçümler gerçekleştirilmiştir.

Alan etkili akım sensörü olarak Allegro firmasının ACS711 kodlu 3,3V tek beslemeye sahip ±12,5A aralığında ölçüm yapabilen ve -40/+125°C aralığında çalışabilen modeli kullanılmıştır. Sensörün çıkışı direkt olarak besleme geriliminin yarısına ötelenmiş olarak alınmaktadır. Sensör çıkışında ise 1A başına 110mV gerilim üretilmektedir.

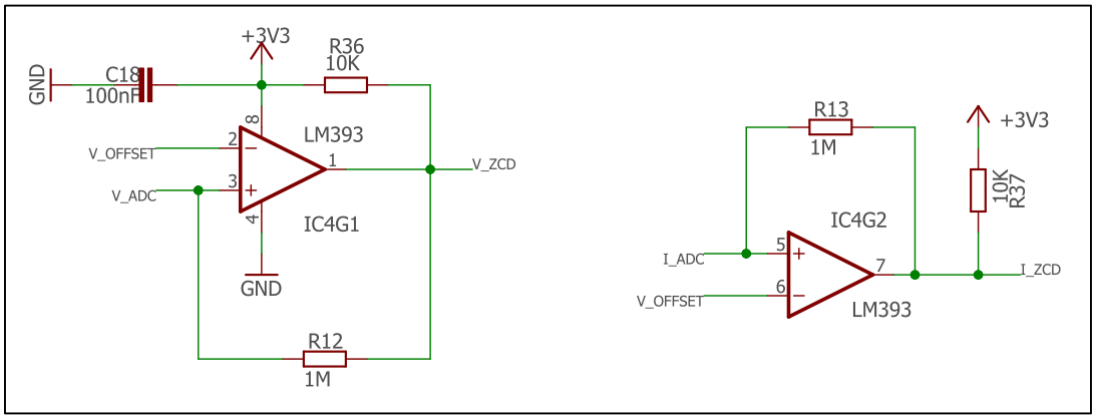


Şekil 3. 7 Sensör çıkışının sıcaklıkla değişimi

3.4 Gerilim ve Akım Sıfır Geçiş Devresi

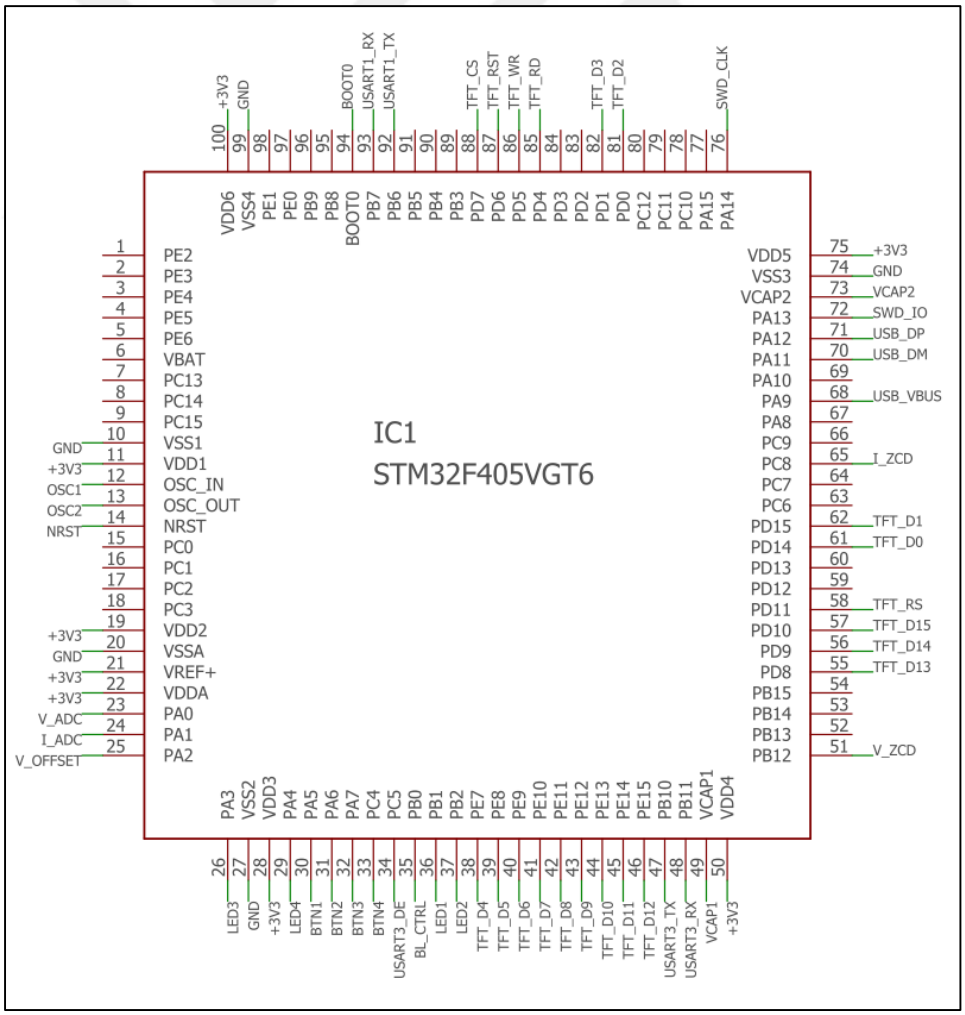
Donanım üzerinde gerilim ve akım çıkış sinyallerinden sıfır geçişlerini yakalamak amacıyla bir adet karşılaştırıcı devre eklenmiştir. Karşılaştırıcı olarak LM393 entegresi kullanılmıştır. Karşılaştırıcıların pozitif girişlerine ilgili sinyalleri, negatif girişlerine ise öteleme devresinden elden edilen gerilim girilmiştir. Gerilim seviyesi, öteleme geriliminden yüksek olduğunda çıkış pozitif, düşük olduğunda ise çıkış sıfırdır. Böylelikle girişteki sinyalin frekansı, mikrodenetleyicinin harici kesme girişlerine

bağlanarak, çıkıştan elde edilen kare dalga ile algılanmaktadır. Yazılımda sadece gerilimin sıfır geçiş sinyali harici kesmeler vasıtasıyla yakalanıp frekans ölçümü gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3. 8 Gerilim ve akım sıfır geçiş devresi

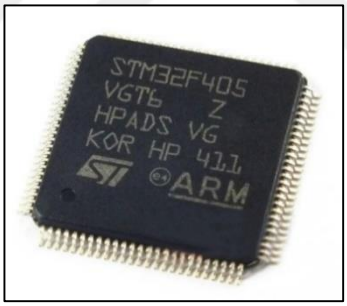
3.5 Mikrodenetleyici Temel Donanımı



Şekil 3. 9 Mikrodenetleyici Temel Donanımı

Donanım üzerinde mikrodenetleyici olarak, ST Microelectronics firmasına ait ARM Cortex M4 tabanlı 32bit çekirdeğe sahip, ondalıklı işlem birimine (FPU) sahip 168MHz hızında STM32F405VG tercih edilmiştir. Genel olarak özellikleri aşağıdaki gibidir [11].

- 168 MHz ARM Cortex M4 CPU
- FPU (Ondalıklı İşlem Birimi)
- 1 MB Flash Hafıza
- 192 KB RAM Hafıza + 4KB Yedekleme Hafızası
- 3x12bit Analog Dijital Çevirici (2.4MSPS)
- 2x12bit Dijital Analog Çevirici
- 16bit Zamanlayıcı (12 adet), 32bit Zamanlayıcı (2 adet)
- 4xUSART Seri Haberleşme Portu
- 3xI2C Haberleşme Portu
- 3xSPI Haberleşme Portu
- Canbus Haberleşme Portu
- USB 2.0 Haberleşme
- FSMC Hafıza Kontrol Birimi

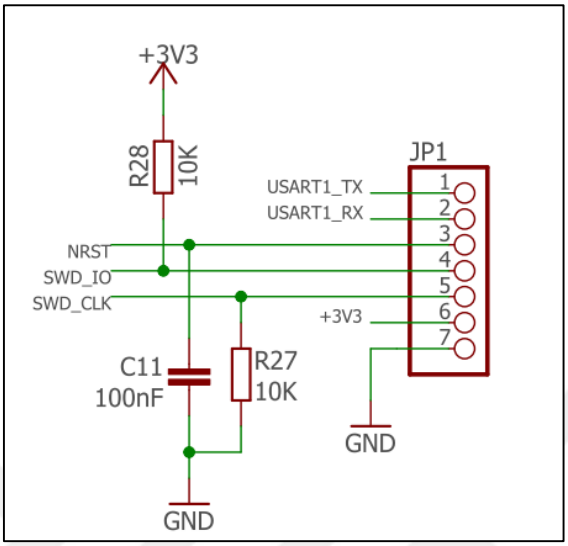


Şekil 3. 10 STM32F405VG Mikrodenetleyicisi



Şekil 3. 11 ST-LINK V2 Programlama ve hata ayıklama aracı

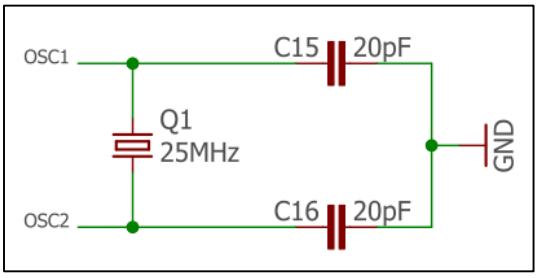
Şekil 3.10’ da görülen LQFP100 kılıf yapısına sahip STM32F405VG, 3,3V gerilimle çalışmaktadır. Ayrıca ST Microelectronics firmasının ST-LINK programlama ve hata ayıklama aracı ile SWD veya JTAG arayüzü üzerinden programlama ve hata ayıklama işlemleri yapılabilmektedir. (Şekil 3.11)



Şekil 3. 12 Mikrodenetleyici ile ST-LINK arasında bağlantı devresi

Mikrodenetleyici ile ST-LINK programlama aracı üzerinden bağlantı sağlanabilmesi için, SWD arayüzüne ait data, clock ve reset pinleri JP1 konnektörü üzerinden dışarı alınmıştır. Bunun yanında aynı konnektör üzerinde bulunan adet USART bağlantısı da mikrodenetleyicinin çalışma esnasında, çeşitli verileri seri port kanalı ile bilgisayar ortamına aktarılıp izlenmesi amacıyla eklenmiştir.

Ayrıca mikrodenetleyicinin çalışması için gerekli saat sinyalleri, dâhili rc osilatör bulunmasına rağmen daha yüksek doğruluğa sahip olması için harici bir kristal ile sağlanmıştır. (Şekil 3.13) Harici kristal frekansı 25MHz olarak seçilmiş, mikrodenetleyici içerisinde bu frekans 144MHz e kadar çıkarılmıştır. Maksimum çalışma frekansı 168 MHz olmasına rağmen, TFT LCD ekranın düzgün çalışabilmesi adına çalışma frekansı 144MHz de sınırlandırılmıştır.



Şekil 3. 13 Mikrodenetleyici ile harici kristal osilatör bağlantısı

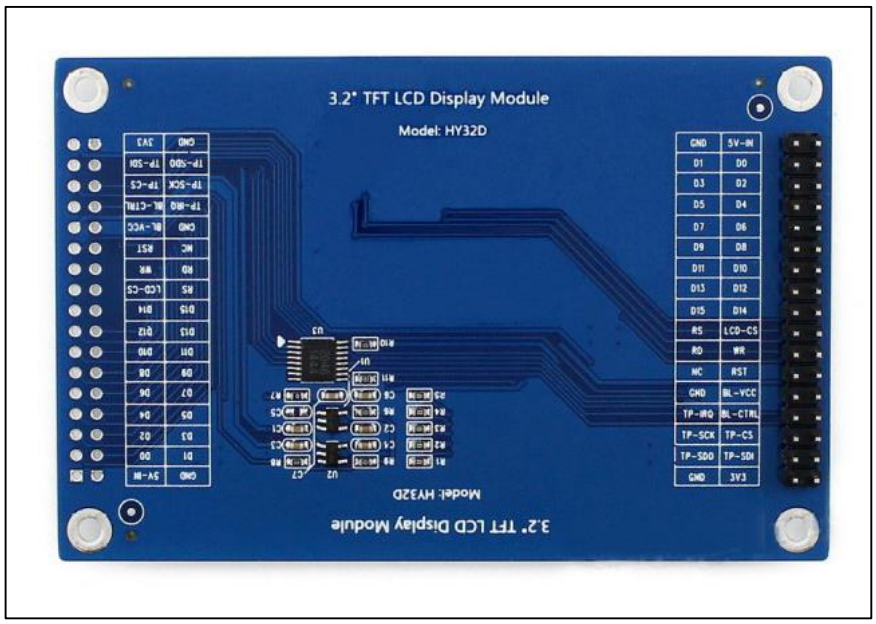
3.6 Kullanıcı Arayüzü Tasarımı

Donanım üzerinde ölçüm verilerinin gösterilmesi adına bir adet TFT LCD ekran, çalışma durumlarını belirtebilmek adına dört adet led ve kullanıcıdan çalışma ekranı sayfaları arasında geçiş yapabilmesi adına dört adet buton eklenmiştir.

TFT LCD ekran olarak 3,2” ekran büyüklüğüne sahip 320x240 piksel çözünürlüğünde, ILITEK firmasına ait ILI9328 dahili sürücülü bir modül tercih edilmiştir. Sürücü üzerinde dahili SRAM bulunması, mikrodenetleyicinin FSMC hafıza kontrol birimi ile sürülmesine olanak sağlamıştır.

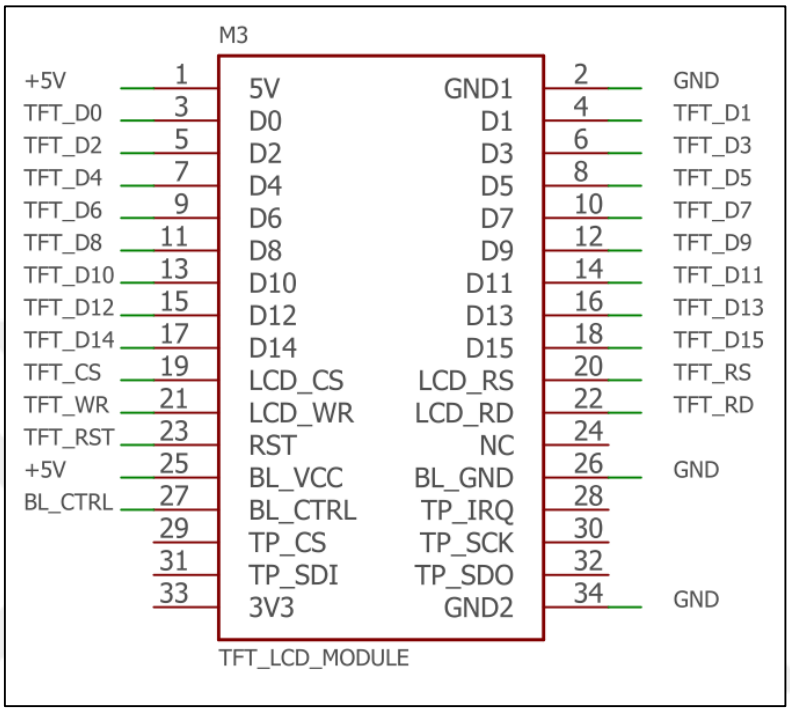


Şekil 3. 14 Donanım üzerinde kullanılan TFT LCD modülü ön yüzü



Şekil 3. 15 Donanım üzerinde kullanılan TFT LCD modülü arka yüzü

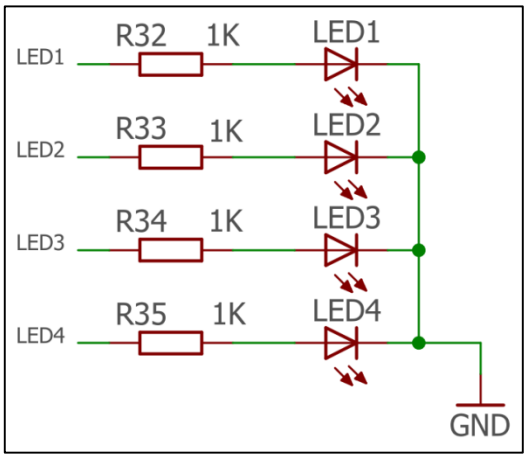
Kullanılan TFT LCD modülünün mikrodenetleyici ile bağlantısı Şekil 3.16'daki gibidir. TFT LCD ekran 16 bit RGB565 formatıyla sürülmüştür. Okuma, yazma, seçme veya resetleme sinyalleri ise mikrodenetleyicide bulunan FSMC hafıza kontrol birimi ile otomatik olarak üretilmektedir. 5V DC gerilim ile beslenmekte olan arka ışığın parlaklığı ise kontrol pinine uygulanan PWM sinyalleri ile ayarlanabilmektedir.



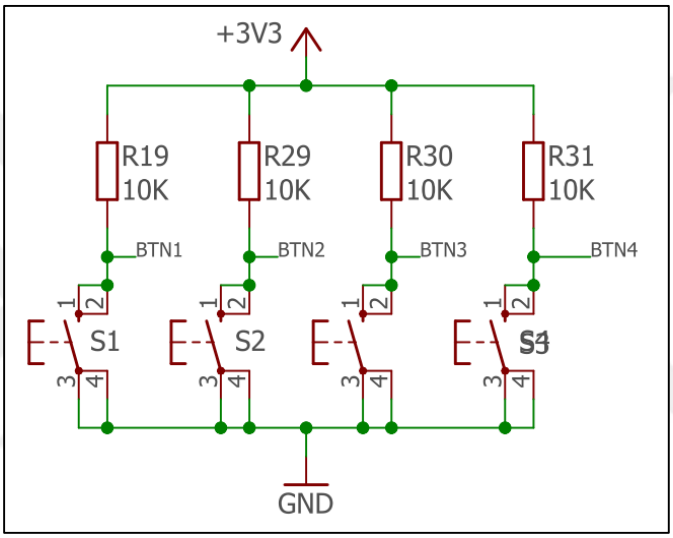
Şekil 3. 16 Mikrodenetleyici ile TFT LCD arasındaki bağlantı devresi

Çalışma durumlarını göstermek için kullanılan led diyotların bağlantısı ise aşağıdaki gibidir. (Şekil 3.17) LED1, cihazın güç durumunu gösterir. Besleme girişine enerji geldiği anda yanar. LED2, merkezi işlem biriminin (CPU) ana görev fonksiyonunda bir mesajı işlerken yanar. Bu ledin yanma durumuna göre mikrodenetleyicinin çalışma durumunun yoğunluğu gözlenebilir. LED3, haberleşme durumunu gösterir. Modbus üzerinden cihaza sorgu geldiğinde aktif olarak yanar. LED4 ise kullanımda değildir. Herhangi bir hata durumunu göstermek için ayarlanabilir. Örneğin, akım veya gerilim alt ve üst sınırlarının dışında olması gibi bir durumda aktif hale gelecek şekilde ayarlanabilir.

Butonlardan ise ilk iki tanesi çalışma ekranları arasında geçiş yapmak için etkin olarak kullanılmaktadır. İlk buton önceki sayfalara, ikinci buton ise sonraki çalışma sayfalara geçmek için kullanılır. Diğerleri ise çeşitli ölçüm parametlerini değiştirmek için yazılıma bir menü eklendiği takdirde giriş, çıkış, seçme veya değiştirme işlemleri için kullanılabilir.

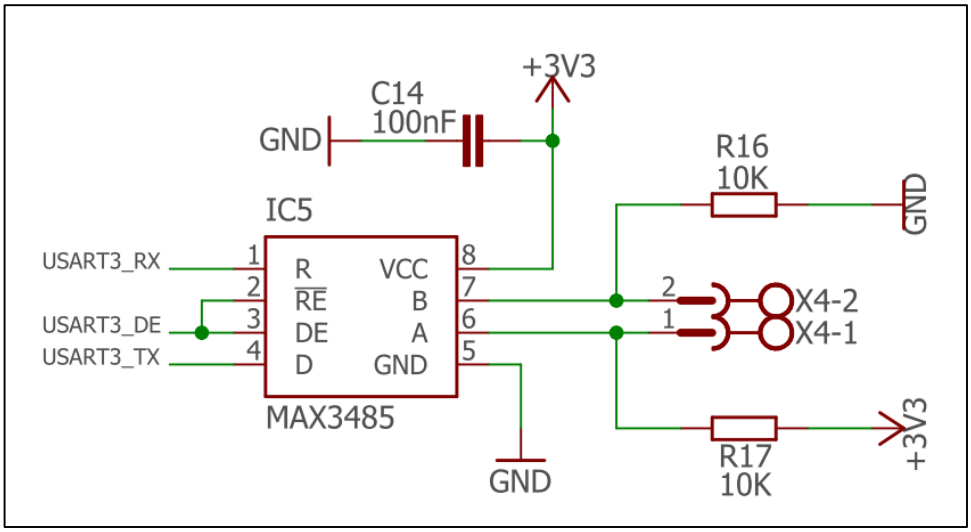


Şekil 3. 17 Mikrodenetleyici ile ledlerin bağlantı devresi



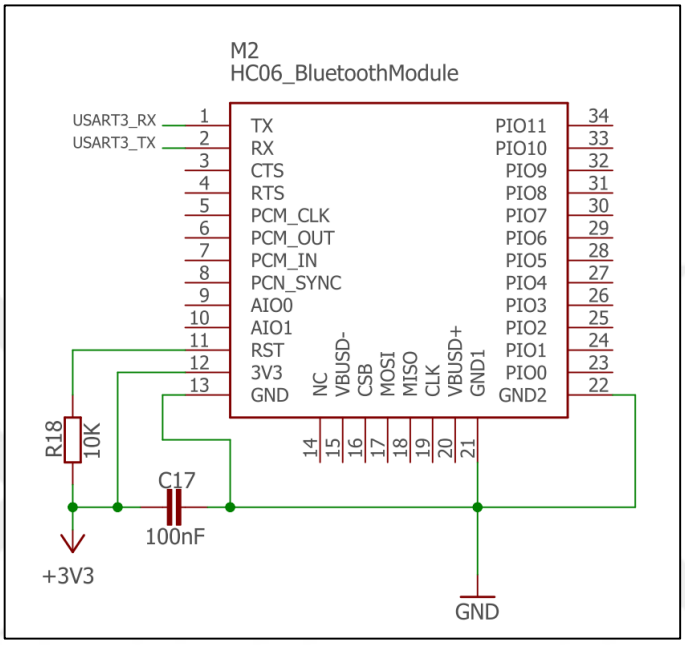
Şekil 3. 18 Mikrodenetleyici ile butonların bağlantı devresi

3.7 Haberleşme Donanımları



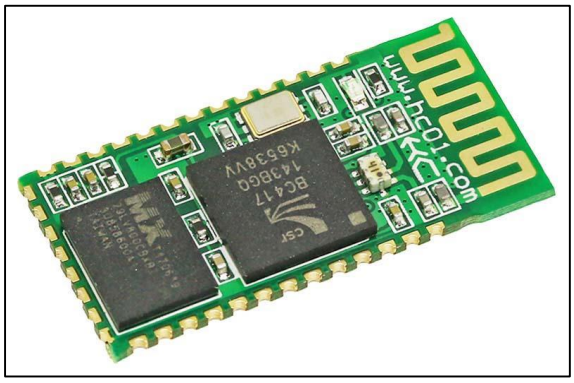
Şekil 3. 19 Mikrodenetleyici ile RS485 haberleşme devresi

Mikrodenetleyicinin haberleşmesini sağlamak için donanım üzerine hem RS485 bağlantısı (Şekil 3.19) hem de bluetooth bağlantısı (Şekil 3.20) eklenmiştir. Her iki haberleşme için de mikrodenetleyicinin USART3 birimi kullanılmıştır. İstenirse RS485 üzerinden veya bluetooth üzerinden seri haberleşme sağlanabilir. Bluetooth üzerinden yapılan bağlantı ile sağlanacak olan sanal seri port üzerinden kablosuz veri aktarımı gerçekleştirilmiştir.



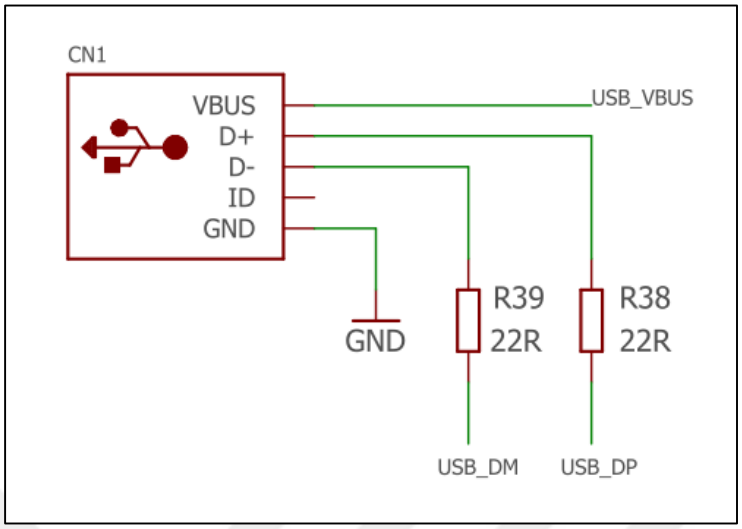
Şekil 3. 20 Mikrodenetleyici ile bluetooth modül bağlantı devresi

Kullanılan bluetooth modül HC-06 kodlu uydu modlu bluetooth modüldür. Üzerinde barındırdığı seri port protokolü (SPP) ile USART ile kablosuz bir veri aktarımı sağlamaktadır. Uydu modunda çalışabildiği için, ana ünite olan taraf bağlantıyı başlatmalıdır. Bağlantı olumlu olarak gerçekleştikten sonra oluşacak sanal seri portlar üzerinden veri aktarımı gerçekleştirilebilir hale gelecektir.



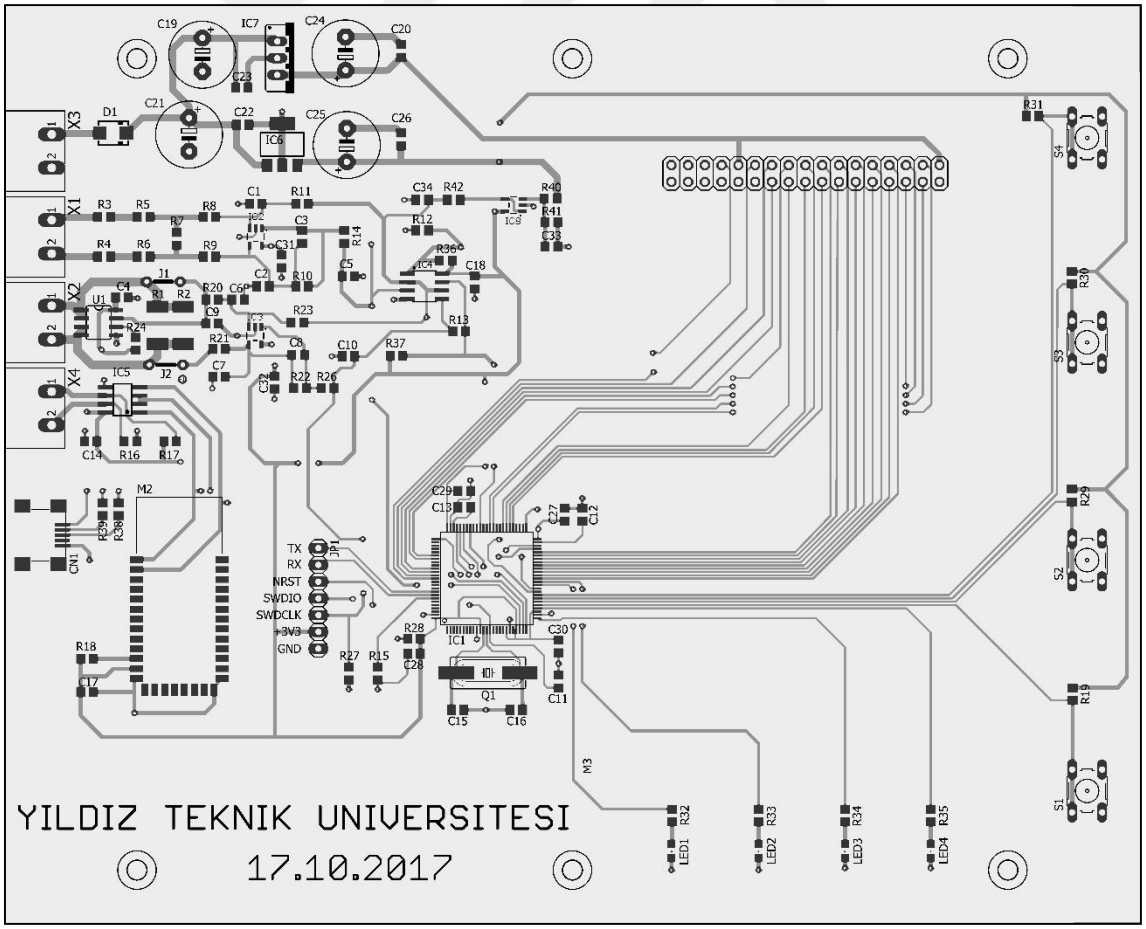
Şekil 3. 21 Kullanılan bluetooth modül (HC-06)

Donanım üzerinde RS485 ve Bluetooth haricinde birde USB 2.0 mini usb bağlantı portu eklenmiştir. İstenirse bu port üzerinden de mikrodenetleyici ile haberleşme sağlanabilir.

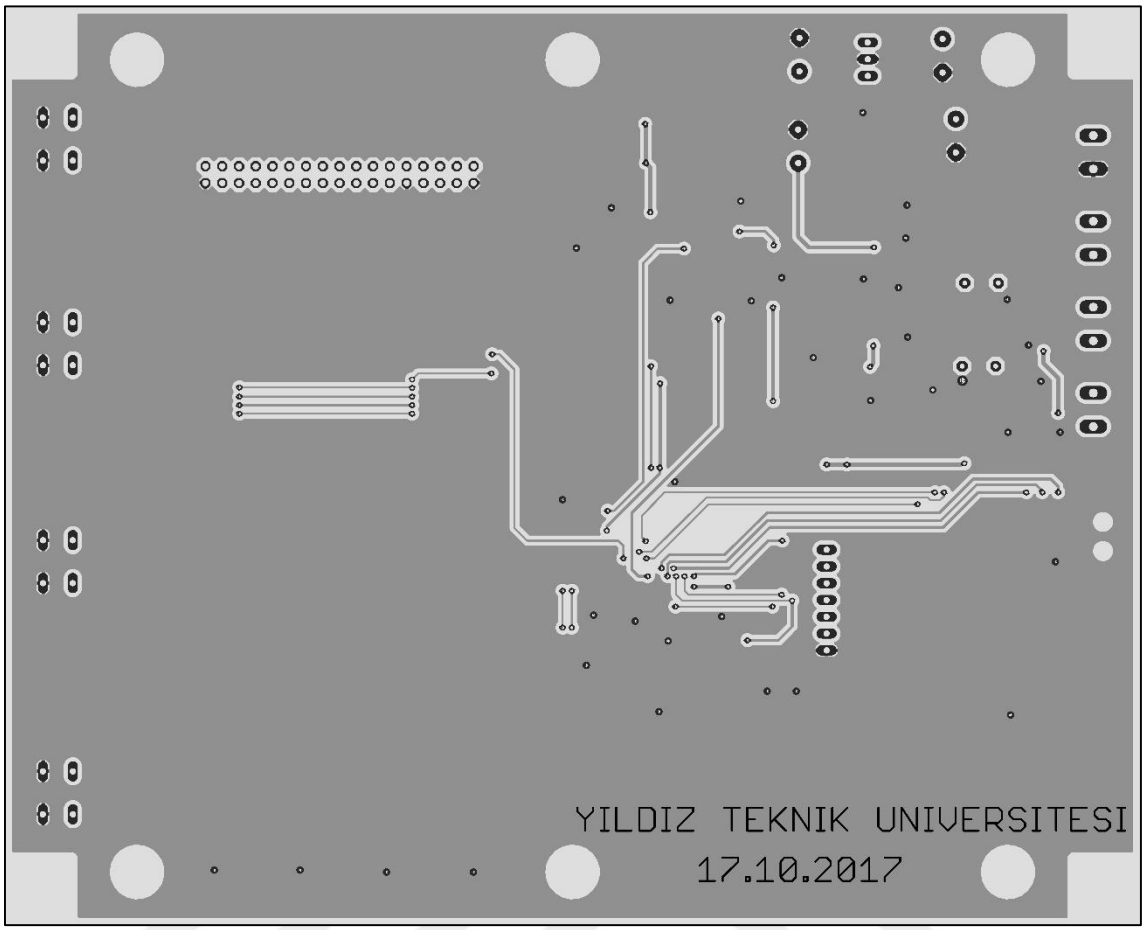


Şekil 3. 22 Mikrodenetleyici ile USB 2.0 bağlantı devresi

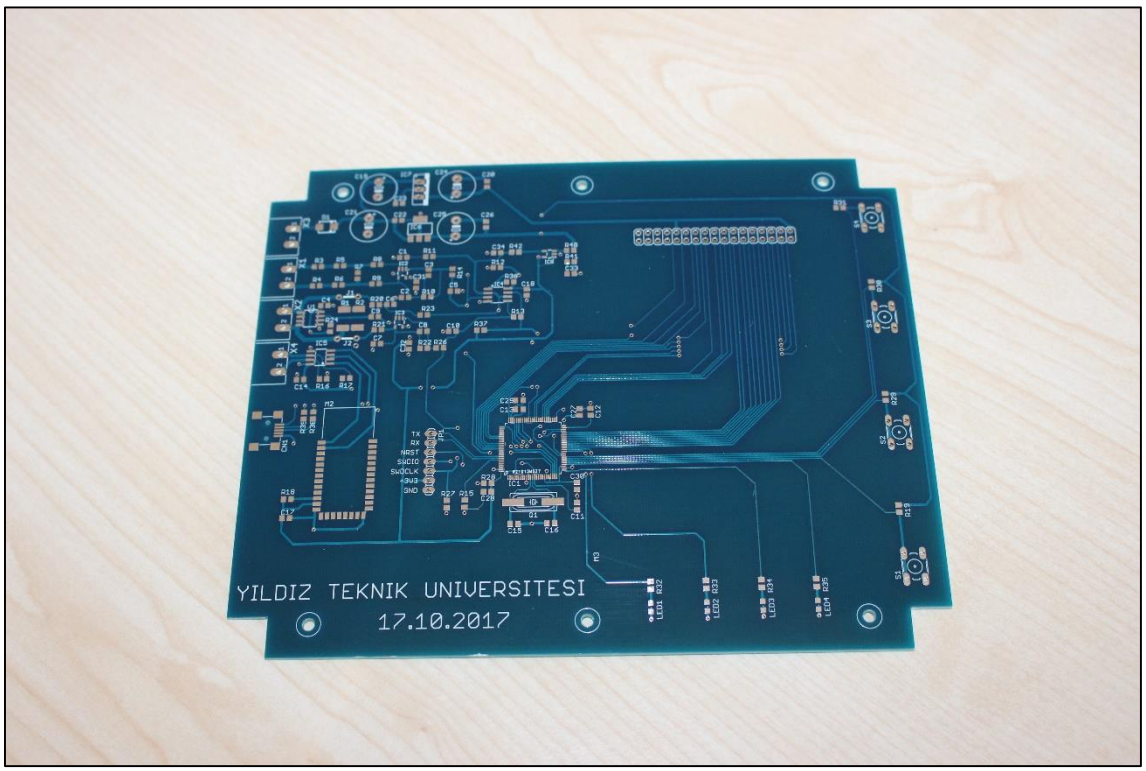
3.8 Tasarlanan Elektronik Devre Kartı



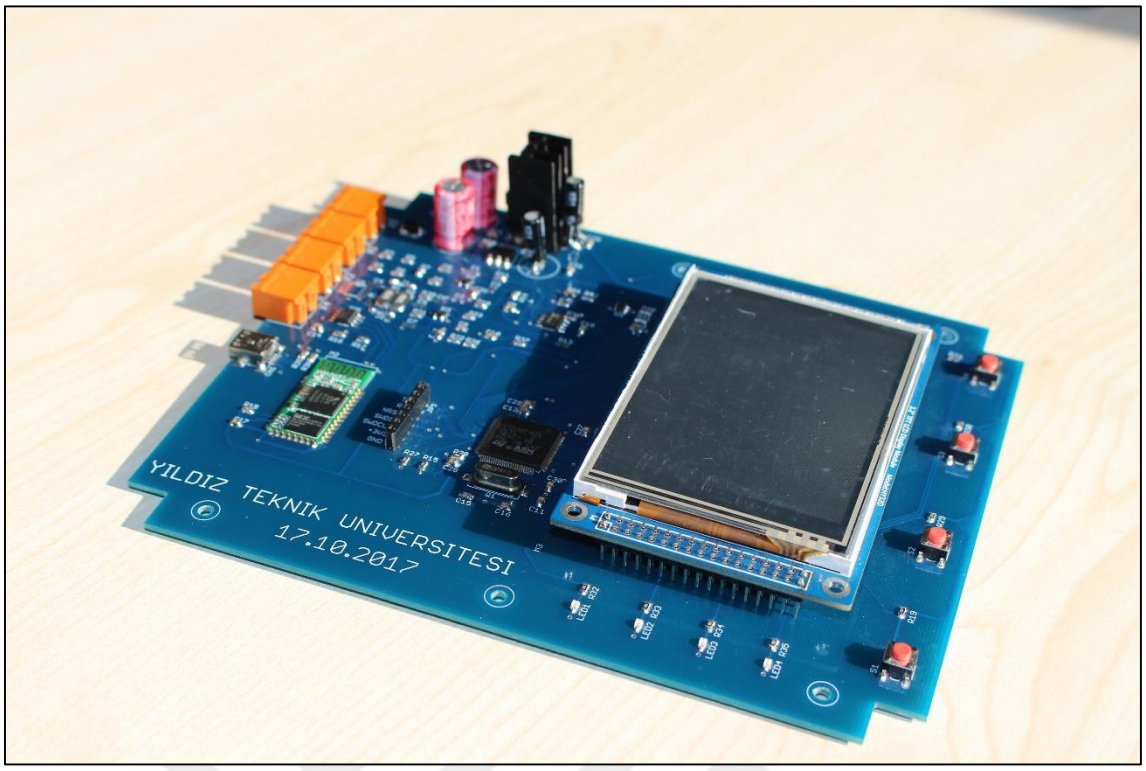
Şekil 3. 23 Tasarlanan elektronik baskılı devre kartının ön yüzü



Şekil 3. 24 Tasarlanan elektronik baskılı devre kartının arka yüzü



Şekil 3. 25 Baskılı devre kartının malzemelerinin montaj edilmemiş hali

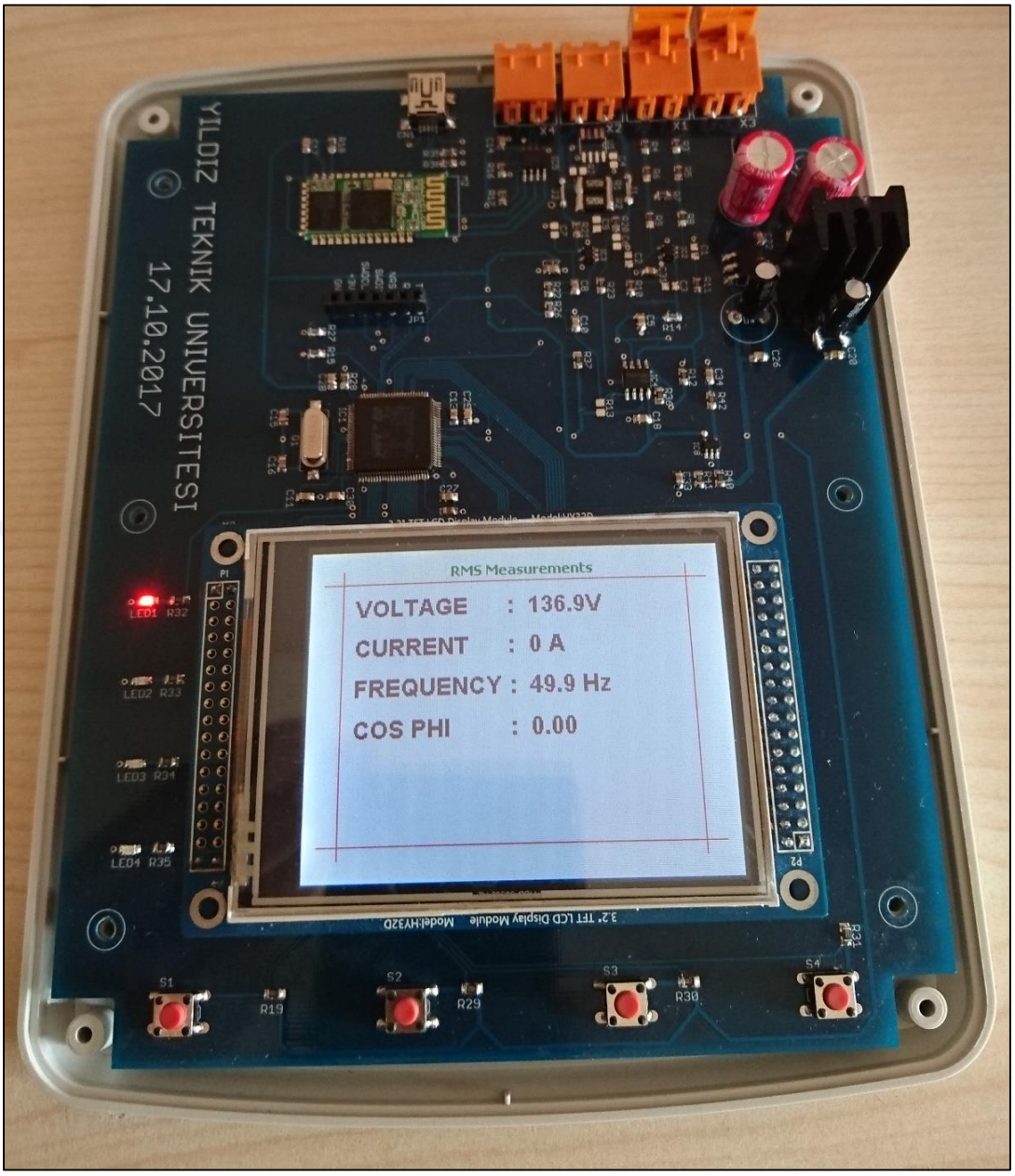


Şekil 3. 26 Baskılı devre kartı malzemelerinin montajının tamamlanmış hali

Montajı tamamlanan elektronik kartın muhafazası için Altınkaya firmasından HH-2057 kodlu plastik kutu kullanılmıştır. (Şekil 3.27)



Şekil 3. 27 Baskılı devre kartı için kullanılan plastik kutu



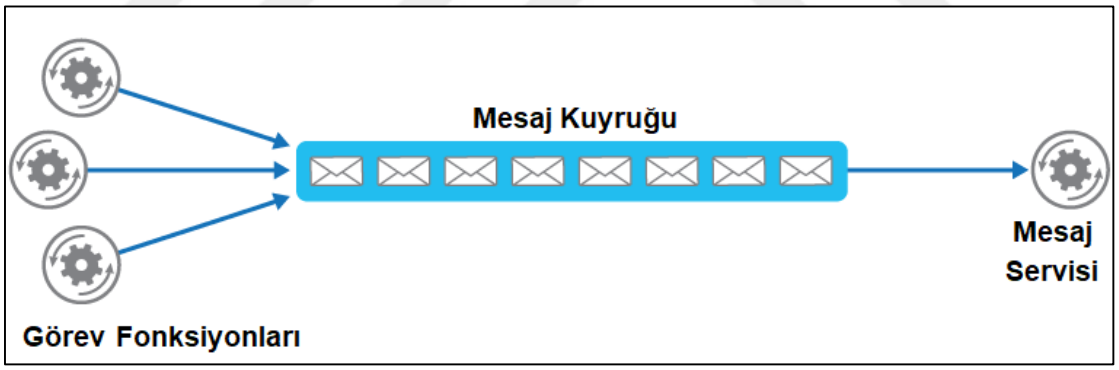
Şekil 3. 28 Elektronik donanımın örnek bir çalışma ekranı

BÖLÜM 4

ÖLÇÜM SİSTEMİ İÇİN YAZILIM TASARIMI

4.1 Mesaj Kuyruğu Tabanlı İşletim Sistemi

Yazılıma başlamadan önce yazılımda yapılacak olan işler çeşitli görev fonksiyonlarına ayrılmış ve görev fonksiyonlarına iletilebilecek mesaj yapıları için mini bir işletim sistemi tasarlanmıştır. Bu sistemde mesaj kuyruğu olarak bilinen algoritma yapıları kullanılmıştır. Bilindiği gibi mesaj kuyrukları, yazılımdaki çeşitli görev fonksiyonlarından gelen mesajlarını kuyruk yapısı şeklinde hafızada tutan ve ilk giren ilk çıkar (FIFO) mantığı ile çalışan yapılardır.



Şekil 4. 1 Mesaj kuyruğu yapısı

Yazılım içerisinde tanımlanacak olan mesaj yapısı ise üç adet veriyi içermektedir. Bu veriler, mesajların hangi görev fonksiyonlarını ilgilendirdiği yani hedef fonksiyonu, hangi mesajı içerdiği ve taşıdığı mesaja ilişkin veriyi tutan değişkenlerdir.

Ana döngü içerisinde, mesaj kuyruğu yapısına iletilen mesajları alıp, ilgili fonksiyona ileten bir sistem kurulmuştur. Bu mekanizma kuyrukta biriken mesaj olması durumunda alır, işler ve kuyruktan siler. Kuyruk yapısı maksimum 32 mesajı hafızada tutacak şekilde kurulmuştur. Yetersiz geldiği takdirde büyütülebilir fakat sistemin gerçek zamandan uzaklaşmasını göze almak demek olduğu da unutulmamalıdır.

Bu yapı içerisinde bir mesaj yapısı aşağıdaki şekildedir.

```
typedef struct
{
  eTasks_tTargetTask;
  uint16_tTargetTaskMessageID;
  uint16_tTargetTaskMessageData;
}stMessage_t;
```

Kuyruktaki mesajları alıp işleyen fonksiyonda aşağıdaki şekildedir.

```
for(;;)
{
  if(stMessageQueue.Counter)
  {
    KernelMessagePop();
    DoProcess();
  }
}
```

Kendisine bir mesaj geldiğinde, alıp işleyen ana görev fonksiyonlarının gövdesi de aşağıdaki şekildedir.

```
void TaskMain(stMessage_t  *stMessage)
{
  switch(stMessage->TargetTaskMessageID)
  {
    case msgX:
    break;

    case msgY:
    break;

    case msgZ:
    break;

    case msgT:
    break;
  }
}
```

Yazılım içerisinde ana işlemleri yerine getiren ve ölçümle alakalı kısımları yerine getiren iki adet görev fonksiyonu tanımlanmıştır. Herhangi bir çalışma anında, istenilen görev fonksiyonuna mesaj gönderilebilir. Örneğin, donanım üzerinde bulunan butonlardan herhangi birine basılma durumu gerçekleştiğinde ana görev fonksiyonuna (Main Task) mesaj atma işlemi aşağıdaki şekilde yapılabilir. (Yazılım içerisinde kurulan yapıya ilişkin tüm fonksiyonları EK-A da yer almaktadır.)

```
KernelMessage_Push(eTaskMain, msgButtonPush, stButton->ButtonNo);
```

Bu tür yapıların gerçek zamanlı işletim sistemi (RTOS) yapılarına göre avantajları bulunmaktadır. RTOS sistemlerinde görev fonksiyonları arasında sürekli olarak bir geçiş söz konusudur. Bu geçiş esnasında her görev fonksiyonunun kendisine ait değişkenleri kendine ait hafıza alanlarında saklanması gerekmektedir. Her geçiş sonrası, bu hafıza alanlarındaki veri okunup ona göre işlemlere devam edilir. Bu nedenle bu işlem zamanını harcayan önemli bir faktördür. Ayrıca RTOS sistemleri mikrodenetleyicinin hafızasında önemli ölçüde yer tutan yapılardır. Bu nedenle düşük performanslı platformlar üzerinde sağlıklı çalışmazlar.

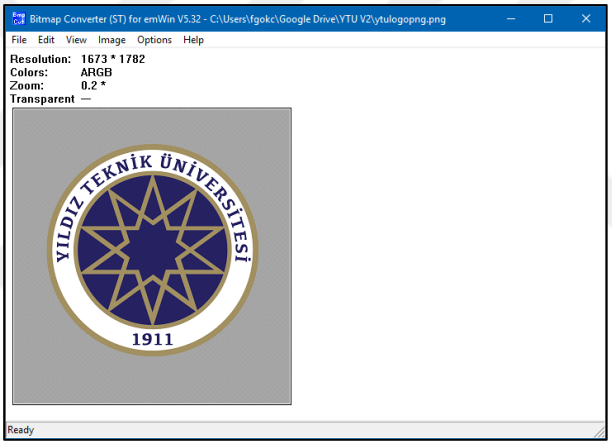
Bu tez kapsamında ise tasarlanan mesaj kuyruğu tabanlı mini işletim sisteminde ise fonksiyonlar arası sürekli bir geçiş durumu yoktur. Sadece bir görev fonksiyonuna mesaj atılması durumunda fonksiyona gidilir. Dolayısıyla bir performans kaybı söz konusu değildir. Mikrodenetleyicinin hafızasından önemli ölçüde yer kaplamaz. Bu nedenle her türlü sistemde kullanılabilir. Yazılım geliştirme esnasında oldukça büyük bir kolaylık ve esneklik sağlar. Ayrıca yazılımda okunabilirliği de artırır. Bu nedenle tez kapsamında bu tür bir yapının kurulması öngörülmüştür.

4.2 TFT LCD İçin Grafik Kütüphanesi

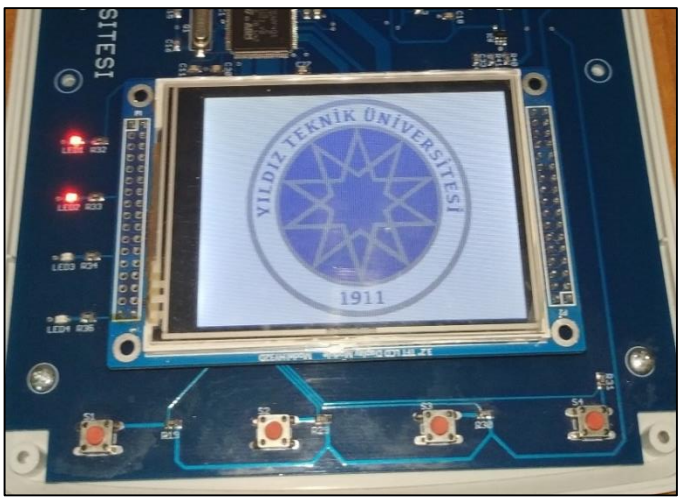
Günümüzde artık grafik ekranların yaygınlaşmasıyla ve mikrodenetleyicilerin hızlarının oldukça yükselmesi nedeniyle LCD ekranların kullanımı çok artmıştır. Bu durumun farkında olan üreticiler de çeşitli grafik kütüphaneleri ücretsiz olarak kullanıcılarına sunmaktadır. Bu tez kapsamında hazırlanan yazılımda da ST Microelectronics firmasının ücretsiz olarak sunduğu emWin grafik kütüphanesi kullanılmıştır. emWin kütüphanesi, SEGGER firması tarafından üretilmiş, çok kapsamlı bir araçtır. Birçok farklı mikrodenetleyici üzerinde kullanabilmektedir. Ayrıca birçok farklı TFT LCD sürücülerini, haberleşme arayüzlerini ve resim formatlarını desteklemektedir. Bunun

yanında dokunmatik uygulamaları da desteklemektedir. Ayrıca sürücüsüz kullanılabilen TFT LCD ekranlarda, gerçek zamanlı işletim sistemi kullansın veya kullanmasın oldukça verimli bir şekilde kullanılabilen bir yapıya sahiptir. Bu nedenle ST, NXP gibi firmalar bu kütüphaneyi ücretsiz olarak sunmaktadır. Fakat kütüphane açık kaynak olarak sunulmamıştır. Çeşitli platformlar için (Cortex M0, Cortex M3, Cortex M4, Cortex M7 vs.) derlenmiş kütüphane dosyaları mevcuttur. C/C++ dili kullanarak geliştirilen projelere dâhil edilerek kullanıma sunulmuştur.

Bunların yanında emWin aracı, hazır pencereler tasarlayıp C/C++ kodlarını oluşturabilmek için GUI Builder isminde bir Windows programı, Windows üzerinde yüklü olan fontları projelerde kullanabilmek için bir font dosyası dönüştürme aracı ve resim dosyalarını C/C++ dizilerine dönüştürebilen çevirici programlarına da sahiptir. Bu ufak araçlarda, emWin grafik kütüphanesini oldukça kullanışlı ve yaygın hale getirmiştir.



Şekil 4. 2 emWin resim dosyası dönüştürme aracı



Şekil 4. 3 İlk açılışta ekranda gösterilen YTU logosu

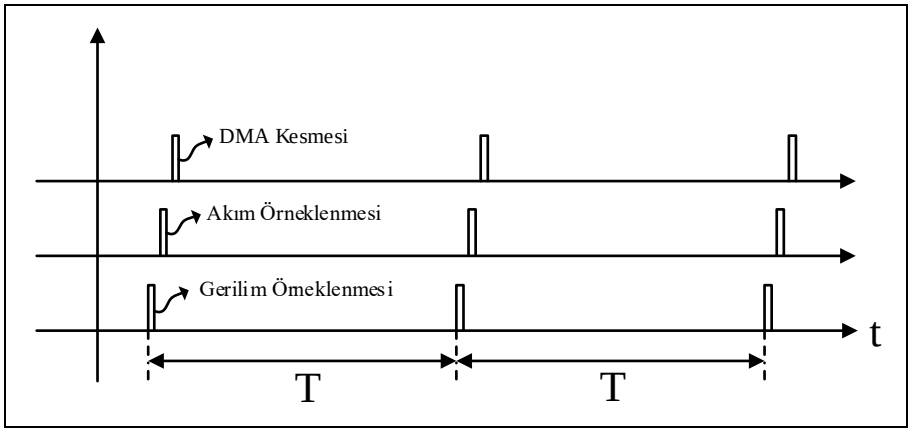
4.3 Ayrık Zamanda Gerilim ve Akımın Etkin Değer Hesabı

İlk bölümde sürekli zamanda etkin değer hesabına ilişkin (4.1) eşitliği elde edilmişti. Bu bölümde ise (4.2) eşitliği ile sayısal olarak etkin değer hesabı mikrodenetleyiciye yaptırılması sağlanacaktır.

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{0}^{T} v(t)^2\, dt} \tag{4.1}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N} {V_i}^2} \tag{4.2}$$

Etkin (efektif) değer hesabını, (4.2) eşitliğinde ifadeden de anlaşıldığı üzere gerilim sinyalinden alınan örneklerin karelerinin toplamının ortalamasının karekökünü alarak yapabiliriz. Mikrodenetleyici içerisinde yer alan hafıza erişim birimi (DMA) sayesinde otomatik olarak sıra ile alınan örnekler, belirlenmiş adreslere yazıldıktan sonra kesme üretilmesi üzerine kurgulanmıştır. Analog dijital çevirici birimi (ADC) ise zamanlayıcı (TIMER) birimi ile periyodik olarak tetiklenerek örnekleme işlemi gerçekleştirilmiştir. Gerilim kanalından alınan örneğin ardından akım kanalı örneklenip ardından da sonuçlar DMA birimi tarafından ilgili değişkenlere aktarılır. Böylelikle gerilim ve akımdan periyodik olarak örnekleme sağlamış olur. Örnekleme süresi ise periyot başına 128 adet örnek alacak şekilde ayarlanmıştır. 50Hz şebeke frekansı için 156.25 µs dir. Fakat ikinci bölümde anlatıldığı üzere bu süre PLL çıkışına senkron şekilde ayarlandığı için frekans değişimi olduğu takdirde bu süre dinamik olarak ayarlanmıştır.



Şekil 4. 4 Örneklemeye ilişkin zamanlama diyagramı

Aşağıda DMA kesmesinde ham değerlerin örneklerin saklandığı dizilere aktarılmasına ilişkin kesme alt fonksiyonu görülmektedir. Alınacak örnek sayısı tamamlandığında ise ölçme ile ilgili görev fonksiyonuna örneklerin alındığına dair mesaj bildiriminde bulunulmuştur.

```
void DMA2_Stream0_IRQHandler(void)
{
  if(DMA_GetITStatus(DMA2_Stream0, DMA_IT_TCIF0))
  {
    DMA_ClearITPendingBit(DMA2_Stream0, DMA_IT_TCIF0);

    stTaskMeas.SampleBuffer[0][stTaskMeas.SampleIndex] =  InstantRawValues[0];
    stTaskMeas.SampleBuffer[1][stTaskMeas.SampleIndex] =  InstantRawValues[1];

    if(++stTaskMeas.SampleIndex == TOTAL_SAMPLE_NUM)
    {
      stTaskMeas.SampleIndex = 0;
      KernelMessagePush(eTaskMeas, msgSamplesCollected, 0);
    }
  }
}
```

Örnekleme tamamlandığında ise orijinal dizilere, yeni alınacak örnekler atılmaya devam edileceğinden, örneklerin tutulduğu dizilerin kopyası alınmıştır. İlk olarak örnekler, ötelenmiş olarak alındığı için bu öteleme miktarının örnek değerlerinden çıkarılması gerekmektedir. Bu işlem hem gerilim hem de akım örneklerinin bulunduğu iki dizi içinde uygulanmıştır.

```
arm_mean_q15((int16_t *)stTaskMeas.CopyBuffer[0], TOTAL_SAMPLE_NUM,
(int16_t *)&stTaskMeas.AverageVal[0]);

arm_mean_q15((int16_t *)stTaskMeas.CopyBuffer[1], TOTAL_SAMPLE_NUM,
(int16_t *)&stTaskMeas.AverageVal[1]);

for(int i = 0; i < TOTAL_SAMPLE_NUM; i++)
{
  stTaskMeas.CopyBuffer[0][i] -= stTaskMeas.AverageVal[0];
  stTaskMeas.CopyBuffer[1][i] -= stTaskMeas.AverageVal[1];
}
```

Bir sonraki adım olarak örneklerin karelerinin toplamı ilgili değişkenlere aktarılmış, ardından da karekökü alınarak ham etkin değeri elde edilmiştir. Bu aşamadan sonra elde edilen değerler ortalama filtreden geçirilerek grafik ekran üzerinde daha yumuşak geçişe sahip sonuçlar gösterilmiş olacaktır.

```
arm_power_q15(stTaskMeas.CopyBuffer[0],TOTAL_SAMPLE_NUM, &TotalSquare[0]);
arm_power_q15(stTaskMeas.CopyBuffer[1],TOTAL_SAMPLE_NUM, &TotalSquare[1]);

v = (uint16_t)sqrt((double)TotalSquare[0] / (TOTAL_SAMPLE_NUM));
i = (uint16_t)sqrt((double)TotalSquare[1] / (TOTAL_SAMPLE_NUM));
```

4.4 Harmonikler ve FFT Analizi

Lineer olmayan yükler, şebekeden harmonikli akımlar çekilmesine sebep olurlar. Hem şebeke gerilimi hem de akımı harmonikli olabilir [5]. Harmonikli bir sistemde gerilim veya akımda bulunan farklı frekanslardaki sinüs ve kosinüs bileşenleri fourier analizi yardımı ile hesaplanabilir. Fourier analizine göre periyodik bir sinyal, frekansları birbirinin tam katı olan sinüs ve kosinüs bileşenlerin toplamı şeklinde ifade edilebilir.

$$i(t) = I_o + a_1 \cdot \cos(wt) + a_2 \cdot \cos(2wt) + \cdots + a_n \cdot \cos(n \cdot wt) + b_1 \cdot \sin(wt) + b_2 \cdot \sin(2wt) + \cdots + b_n \cdot \sin(n \cdot wt) \quad (4.3)$$

$$i(t) = I_o + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cdot \cos(n \cdot wt) + B_n \cdot \sin(n \cdot wt)] \quad (4.4)$$

Harmonikli bir sistemde, eğer dc bileşen bulunmuyor ise I_o değeri sıfır olmaktadır [5].

Sinyal tek fonksiyon simetrisine (4.5) sahip ise kosinüs bileşenleri bulunmayacaktır [5].

$$i(wt) = -i(-wt) \quad (4.5)$$

Sinyal çift fonksiyon simetrisine (4.6) sahip ise sinüs bileşenleri bulunmayacaktır [5].

$$i(wt) = i(-wt) \quad (4.6)$$

Sinyal yarım dalga simetrisine (4.7) sahip ise çift numaralı bileşenler de olmayacaktır [5].

$$i(wt) = -i(wt + \pi) \quad (4.7)$$

Fourier analizinde DC bileşen (4.8), An ve Bn katsayıları da (4.9) ve (4.10) eşitlikleri ile hesaplanabilir [5].

$$I_0 = \frac{1}{T}\int_0^T i(wt)\, dwt \tag{4.8}$$

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T i(wt)\cdot \cos(n\cdot wt)\, dwt \tag{4.9}$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T i(wt)\cdot \sin(n\cdot wt)\, dwt \tag{4.10}$$

A_n ve B_n katsayılarını kullanarak ilgili harmonik bileşenin etkin değeri ve harmonik bileşenin faz farkı aşağıdaki şekilde bulunabilir [4].

$$a_n\cdot \cos(n\cdot wt) + b_n\cdot \sin(n\cdot wt) = I_n\cdot \sin(n\cdot wt + \varphi_n) \tag{4.11}$$

$$I_n = \sqrt{{A_n}^2 + {B_n}^2} \tag{4.12}$$

$$\varphi_n = arctan\frac{a_n}{b_n} \tag{4.13}$$

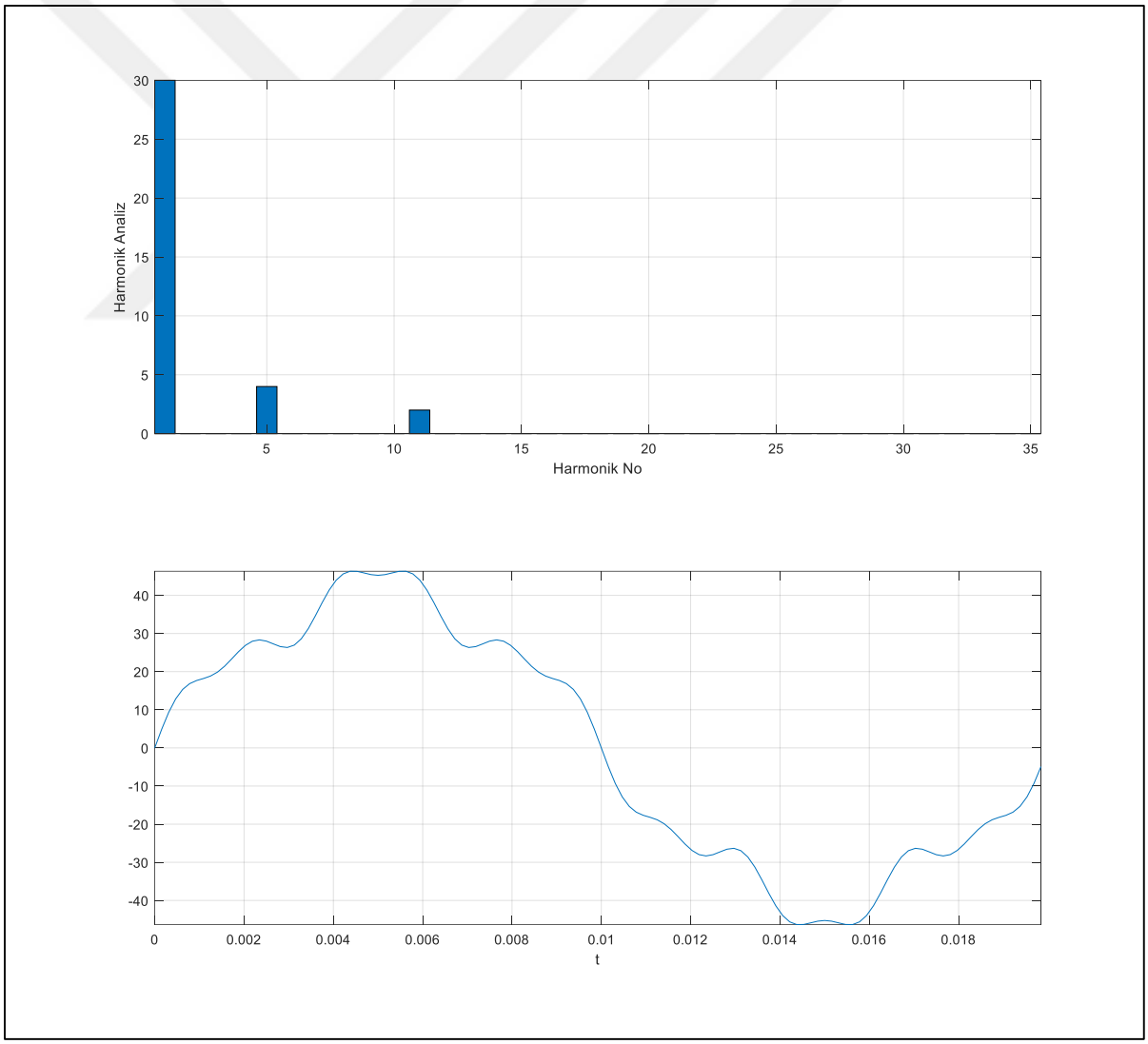
Harmoniklerin efektif değerlerini (4.12) eşitliği ile ve harmoniklerin faz açıları da (4.13) eşitliği ile hesaplanabilir. Tüm harmonikler dâhil olmak üzere efektif değeri de (4.14) eşitliği ile hesaplanabilir.

$$I = \sqrt{{I_1}^2 + {I_2}^2 + {I_3}^2 + \cdots + {I_n}^2} \tag{4.14}$$

Fourier analizi yardımı ile akım harmoniklerini aşağıdaki şekilde matlab üzerinde inceleyebiliriz.

```
clear all
clc

f = 50;
T = 1/f;
w = 2*pi*f;
Fs = 6400;
Ts = 1/Fs;
L = Fs/f;
t = (0:L-1)*Ts;

N = 35
I_rms = 0;

i = 30*sqrt(2)*sin(w*t)+4*sqrt(2)*sin(5*w*t)+2*sqrt(2)*sin(11*w*t);

An = zeros(1,N);
Bn = zeros(1,N);
Cn = zeros(1,N);
```

```
for j=1:length(i)
    for n = 1 : N
        An(n) = An(n) + (2/T)* Ts * i(j) * cos(n*w*(Ts*(j-1)));
        Bn(n) = Bn(n) + (2/T)* Ts * i(j) * sin(n*w*(Ts*(j-1)));
        Cn(n) = sqrt( An(n)^2 + Bn(n)^2 )/sqrt(2);
    end
    I_rms = I_rms + i(j)^2;
end

I_rms = sqrt(I_rms / L);
I1_rms = Cn(1);
THDI = sqrt( I_rms^2 - I1_rms^2 ) / I1_rms;

subplot(2,1,1);
bar(Cn); grid; axis tight; ylabel('Harmonik Analiz'); xlabel('Harmonik
No');

subplot(2,1,2);
plot(t,i); grid; axis tight; xlabel('t');
```



Şekil 4. 5 Akım harmoniklerinin efektif değerleri

4.5 Faz Açısı (Cos φ) Hesaplanması

Gerilim ve akımın efektif değerleri hesaplandıktan sonraki adım cos φ hesaplaması olacaktır. Bunun için önce gerilim sinyalinin ana harmonik bileşeni ile akım sinyalinin ana harmonik bileşeninin faz açılarının hesaplanması gerekmektedir [4].

$$\varphi = \varphi_v - \varphi_i \tag{4.15}$$

φ_v ve φ_i değerleri, bir önceki bölümde anlatıldığı üzere fourier analizi yardımı ile elde edilen A_n ve B_n katsayıları yardımı ile hesaplanabilir.

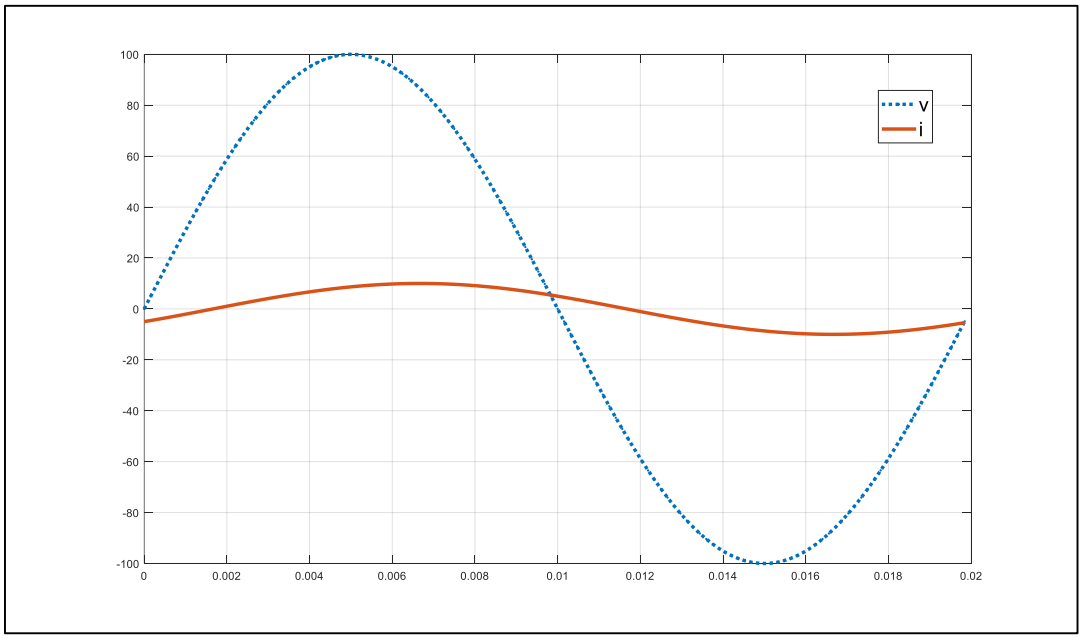
$$\varphi_{1_v} = arctan\frac{a_{1_v}}{b_{1_v}} \tag{4.16}$$

$$\varphi_{1_i} = arctan\frac{a_{1_i}}{b_{1_i}} \tag{4.32}$$

Bu durumda;

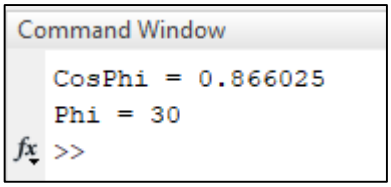
$$Cos\,\varphi = Cos\,\varphi_1 = Cos\,(\varphi_{1_v} - \varphi_{1_i}) \tag{4.17}$$

olarak hesaplanacaktır. Harmoniksiz ve aralarında 30° faz farkı bulunan bir gerilim ve akım sinyalinin (Şekil 4.6) cos φ değeri matlab ortamında aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.



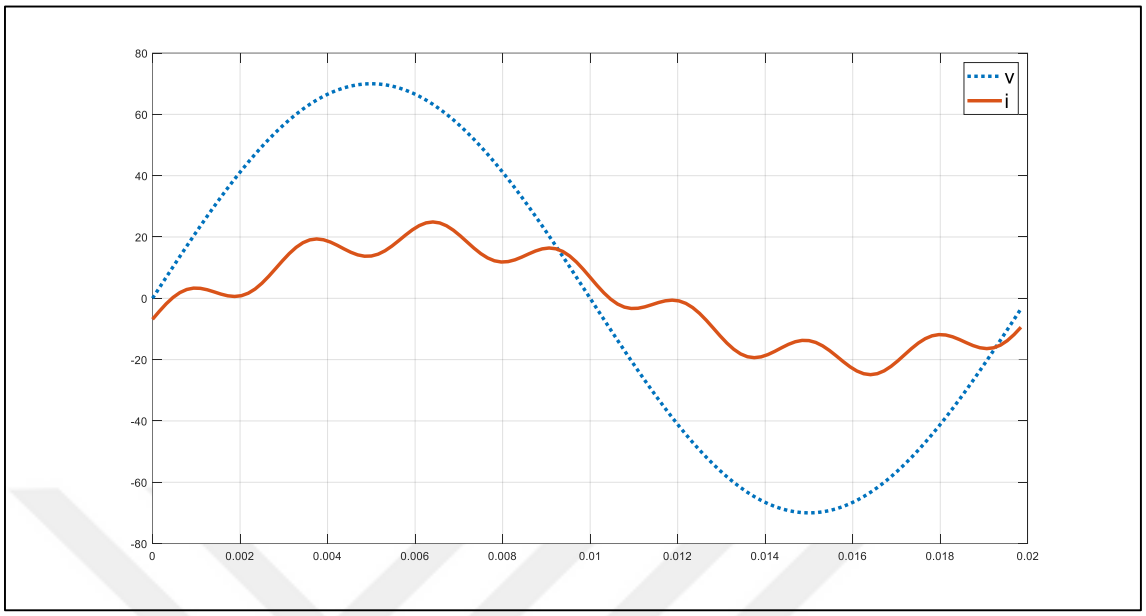
Şekil 4. 6 Faz farkı hesaplanacak gerilim ve akım sinyali

```
clear all
clc

f = 50;
T = 1 / f;
Fs = 6400;
Ts = 1/Fs;
Ls = Fs/f;
t = (0:Ls-1)*Ts;
w = 2*pi*f;
N = 1;

v = 100 * sin(w*t);
i = 10 * sin(w*t - (pi/6));

An = zeros(1,N);
Bn = zeros(1,N);

for j=1:length(v)
    for n = 1 : N
        An(n) = An(n) + (2/T)* Ts * v(j) * cos(n*w*(Ts*(j-1)));
        Bn(n) = Bn(n) + (2/T)* Ts * v(j) * sin(n*w*(Ts*(j-1)));
    end
end

PhiV = atand(An(1)/Bn(1));

An = zeros(1,N);
Bn = zeros(1,N);

for j=1:length(i)
    for n = 1 : N
        An(n) = An(n) + (2/T)* Ts * i(j) * cos(n*w*(Ts*(j-1)));
        Bn(n) = Bn(n) + (2/T)* Ts * i(j) * sin(n*w*(Ts*(j-1)));
    end
end

PhiI = atand(An(1)/Bn(1));

Phi = PhiV - PhiI;
CosPhi = cosd(Phi);

fprintf('CosPhi = %g\n',CosPhi);
fprintf('Phi = %g\n',Phi);
```



Şekil 4. 7 Harmoniksiz bir sistem için matlab üzerinde cos φ hesabı

Akım sinyali harmonikli ve temel bileşeni 20° faz farklı olan bir gerilim ve akım sinyali (Şekil 4.8) için de cos φ hesabı aşağıdaki şekilde olacaktır.



Şekil 4. 8 Faz farkı hesaplanacak gerilim ve harmonikli akım sinyali

```
v = 70 * sin(w*t);
i = 20 * sin(w*t - (pi/9)) + 5 * sin(7*w*t);
```

```
Command Window
   CosPhi = 0.939693
   Phi = 20
fx >>
```

Şekil 4. 9 Harmonikli bir sistem için matlab üzerinde cos φ hesabı

Yazılımda yukarıdaki işlemleri gerçekleştiren kısım EK-B de verilmiştir.

4.6 Güç faktörü (PF) hesaplanması

Faz açısı hesaplandıktan sonraki adım güç faktörü hesaplanması olacaktır. Harmonik bulunmayan bir sistemde $V_{rms} = V_{1_rms}$ ve $I_{rms} = I_{1_rms}$ ifadeleri geçerli olduğundan, cos φ ve güç faktörü değeri eşit olmaktadır.

$$PF = \frac{V_{1_rms}}{V_{rms}} \cdot \frac{I_{1_{rms}}}{I_{rms}} \cdot \cos\varphi \tag{4.18}$$

$$PF = K_v \cdot K_i \cdot \cos\varphi \tag{4.19}$$

Genellikle gerilimi harmoniksiz olarak kabul edilen bir şebekede güç faktörü ise (4.20) eşitliği ile tanımlanabilir.

$$PF = \frac{I_{1_{rms}}}{I_{rms}} \cdot \cos\varphi \tag{4.20}$$

Harmonikli bir sistemde akım için toplam harmonik bozunum (THD_I) değeri (4.21) eşitlikleri ile tanımlanır.

$$THD_I = \frac{\sqrt{{I_2}^2 + {I_3}^2 + \cdots {I_n}^2}}{I_1} \tag{4.21}$$

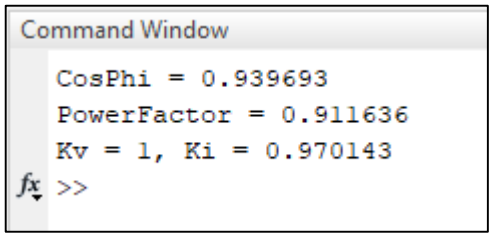
Şebeke gerilimi harmoniksiz olması durumunda, güç faktörü değeri THD_I değerine bağlı olarak (4.22) eşitliği gibi yazılabilir.

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + {THD_I}^2}} \cdot \cos\varphi \tag{4.22}$$

Yazılımda da fourier analizi yardımı ile gerilim ve akım harmonikleri hesaplanacak ve elde edilen THD değeri ve cos φ kullanılarak güç faktörü hesaplanabilecektir. Bu adımlar Matlab üzerinde aşağıdaki gibi gerçekleştirilebilir.

```
clear all
clc

f = 50;
T = 1 / f;
Fs = 6400;
Ts = 1/Fs;
Ls = Fs/f;
t = (0:Ls-1)*Ts;
w = 2*pi*f;
N = 10;

Vrms = 0;
Irms = 0;

v = 70 * sin(w*t);
i = 20 * sin(w*t - (pi/9)) + 5 * sin(7*w*t);
```

```
An = zeros(1,N);
Bn = zeros(1,N);
Cn = zeros(1,N);

for j=1:length(v)
    for n = 1 : N
        An(n) = An(n) + (2/T)* Ts * v(j) * cos(n*w*(Ts*(j-1)));
        Bn(n) = Bn(n) + (2/T)* Ts * v(j) * sin(n*w*(Ts*(j-1)));
        Cn(n) = sqrt( An(n)^2 + Bn(n)^2 )/sqrt(2);
    end
    Vrms = Vrms + v(j)^2;
end

PhiV = atand(An(1)/Bn(1));
Vrms = sqrt(Vrms / length(i));
Kv = Cn(1)/Vrms;

An = zeros(1,N);
Bn = zeros(1,N);
Cn = zeros(1,N);

for j=1:length(i)
    for n = 1 : N
        An(n) = An(n) + (2/T)* Ts * i(j) * cos(n*w*(Ts*(j-1)));
        Bn(n) = Bn(n) + (2/T)* Ts * i(j) * sin(n*w*(Ts*(j-1)));
        Cn(n) = sqrt( An(n)^2 + Bn(n)^2 )/sqrt(2);
    end
    Irms = Irms + i(j)^2;
end

PhiI = atand(An(1)/Bn(1));
Irms = sqrt(Irms / length(i));
Ki = Cn(1)/Irms;

Phi = PhiV - PhiI;
CosPhi = cosd(Phi);
PF = Kv * Ki * CosPhi;

fprintf('CosPhi = %g\n', CosPhi);
fprintf('PowerFactor = %g\n', PF);
fprintf('Kv = %g, Ki = %g\n', Kv, Ki);
```



Şekil 4. 10 Harmonikli bir sistem için matlab üzerinde güç faktörü hesabı

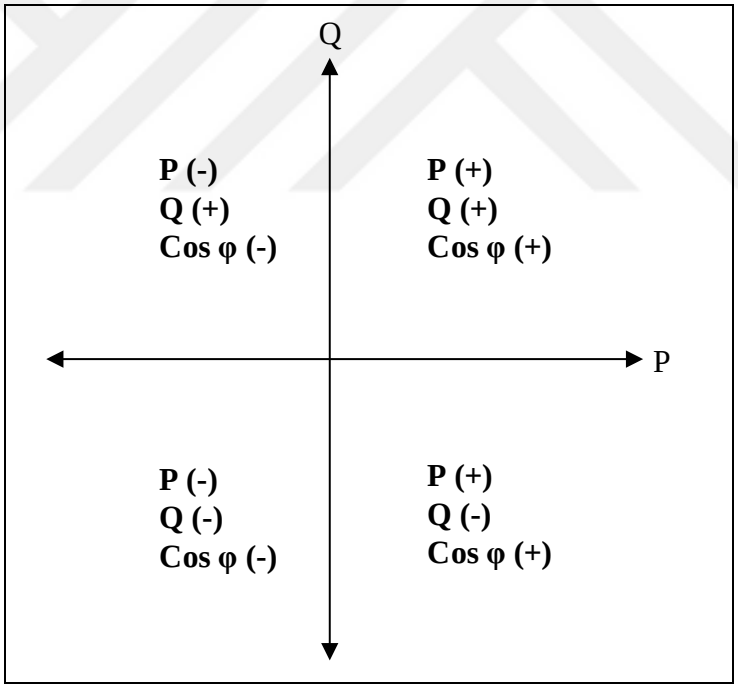
Bu işlemlerin gerçekleştirildiği yazılım kısmı EK-C de verilmiştir.

4.7 Güç ve Enerji Hesabı

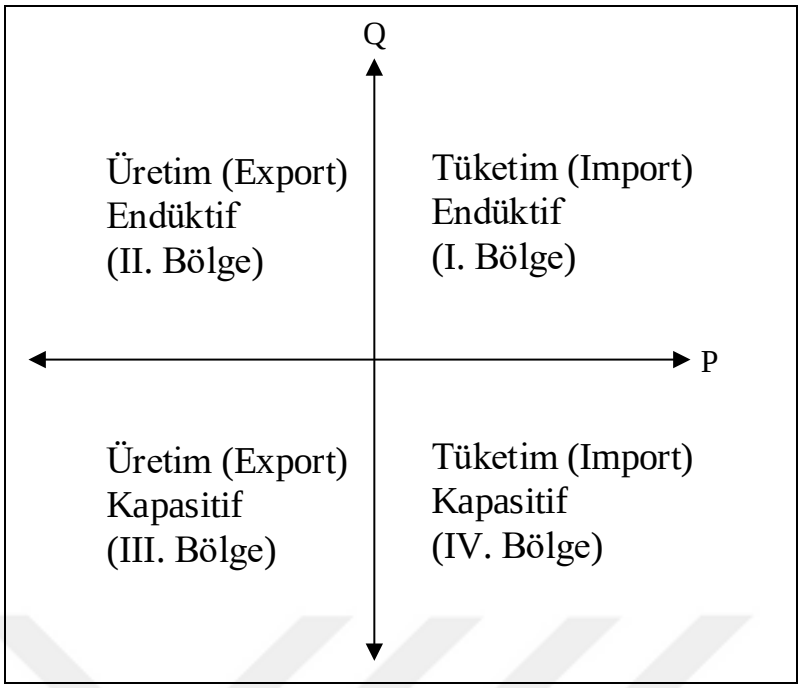
Gerilim ve akım değerlerinin etkin değerleri, cos φ ve güç faktörü hesapları tamamlandıktan sonraki adım güç ve enerji hesaplarının yapılmasıdır. Görünür güç, aktif güç ve reaktif güç yazılım içerisinde aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır.

```
S = stTaskMeas.Voltage * stTaskMeas.Current;
P = S * stTaskMeas.CosPhi;
Q = S * stTaskMeas.SinPhi;
```

Enerji hesabında ise faz açısının pozitif ve negatif olma durumuna göre enerji akışının yönü şebekeden yüke veya yükten şebekeye doğru olabilir. Faz açısı pozitif ise enerji akışı şebekeden yüke yani tüketim yönünde (Import), negatif ise yükten şebekeye yani üretim yönünde (Export) olarak tanımlanmaktadır. Bunun yanında enerji akış yönü ile birlikte reaktif gücün pozitif veya negatif olma durumuna göre endüktif veya kapasitif reaktif güç olarak hesaba katılacaktır.



Şekil 4. 11 Faz açısının işaretine göre güçlerin durumu



Şekil 4. 12 Güçlerin durumuna göre enerji akış yönü

Birinci bölgede, cos φ ve sin φ pozitif olduğundan aktif güç ve reaktif güç pozitif, ikinci bölgede cos φ negatif ve sin φ pozitif olduğundan aktif güç negatif, reaktif güç pozitif, üçüncü bölgede cos φ ve sin φ negatif olduğundan aktif güç ve reaktif güç negatif, dördüncü bölgede ise cos φ pozitif ve sin φ negatif olduğundan aktif güç pozitif, reaktif güç negatif olmaktadır. Q ekseninin sağ tarafı enerji akış yönü için tüketim yönü, sol tarafı ise üretim yönü olmaktadır. Reaktif güç açısından ise P ekseninin üst kısmı endüktif, alt kısmı kapasitif reaktif güç olmaktadır.

Elektriksel enerji değeri ise genel olarak (4.23) ve (4.24) eşitliklerindeki gibi ifade edilir. Birimi ise watt-saniye dir. Enerji sistemlerinde birim olarak genellikle watt-saat (Wh) veya kilowatt-saat (kWh) olarak kullanılmaktadır. Yazılım içerisinde de, enerji değerleri güç değerlerinin durumuna göre kümülatif olarak toplanarak elde edilmiş ve kWh birimine göre hesaplanmıştır.

$$E_p = P \cdot t \tag{4.23}$$

$$E_q = Q \cdot t \tag{4.24}$$

```
if(stTaskMeas.CosPhi >= 0)
{
  stTaskMeas.PowerDirection = IMPORT;
```

```
  stTaskMeas.stEnergiesImport.ActiveEnergy += ((0.16 * P) / 3600);

  if(Q >= 0)
  {
    stTaskMeas.stEnergiesImport.InductiveReactiveEnergy += ((0.16 * Q)
    / 3600);
  }
  else
  {
    stTaskMeas.stEnergiesImport.CapacitiveReactiveEnergy += ((0.16 * -
    Q) / 3600);
    }
}
else
{
  stTaskMeas.PowerDirection = EXPORT;
  stTaskMeas.stEnergiesExport.ActiveEnergy += ((0.16 * -P) / 3600);

  if(Q >= 0)
  {
    stTaskMeas.stEnergiesExport.InductiveReactiveEnergy += ((0.16 * Q)
    / 3600);
  }
  else
  {
    stTaskMeas.stEnergiesExport.CapacitiveReactiveEnergy += ((0.16 * -
    Q) / 3600);
  }
```

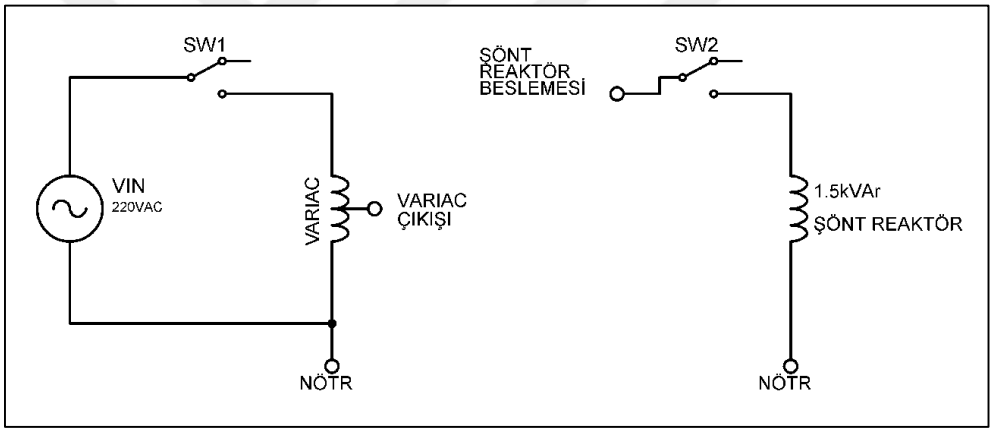
Yazılımda örnekleme işlemi temel olarak periyot başına 128 örnek olarak 8 periyot örnekleme alınarak yapıldığı için hesaplamalar 1024 örnek üzerinden yapılmıştır. Dolayısıyla ile 160ms aralıklarla 1024 örnek alınması tamamlandığından enerji değerleri de bu süre zarfında hesaplanan güç değerleri referans alınarak hesaplanmıştır.

BÖLÜM 5

DONANIMSAL GERÇEKLEME VE ÖLÇÜM SONUÇLARI

5.1 Endüktif Yük Test Ünitesi

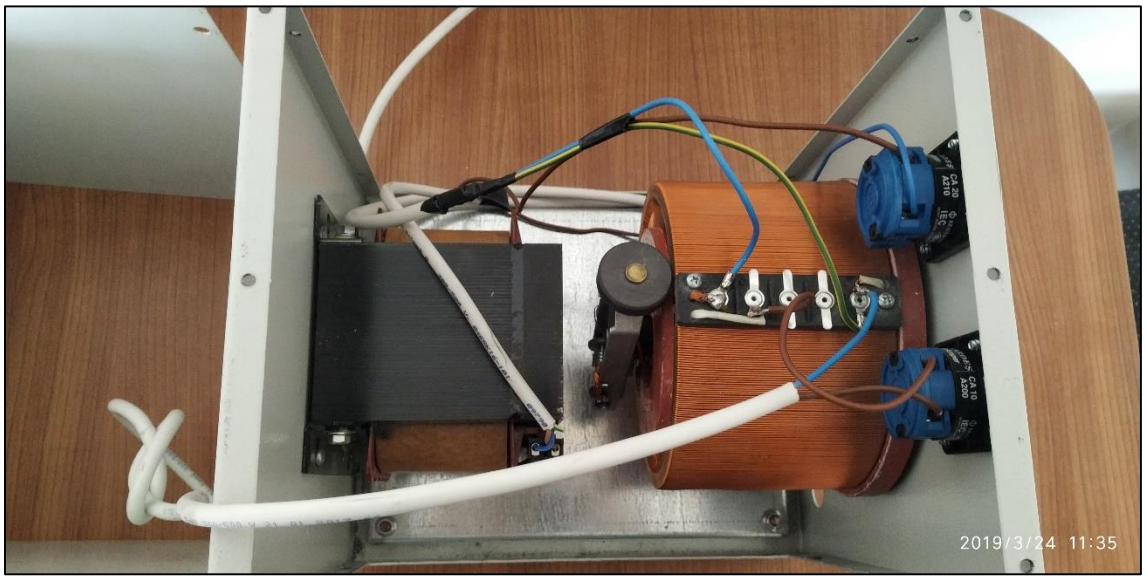
Tasarlanan donanım ile ölçümler, gerilimi variac ile ayarlanabilir 1.5kVAr endüktif yük (Şönt Reaktör) ile yapılmıştır.



Şekil 5. 1 Endüktif yük test ünitesi



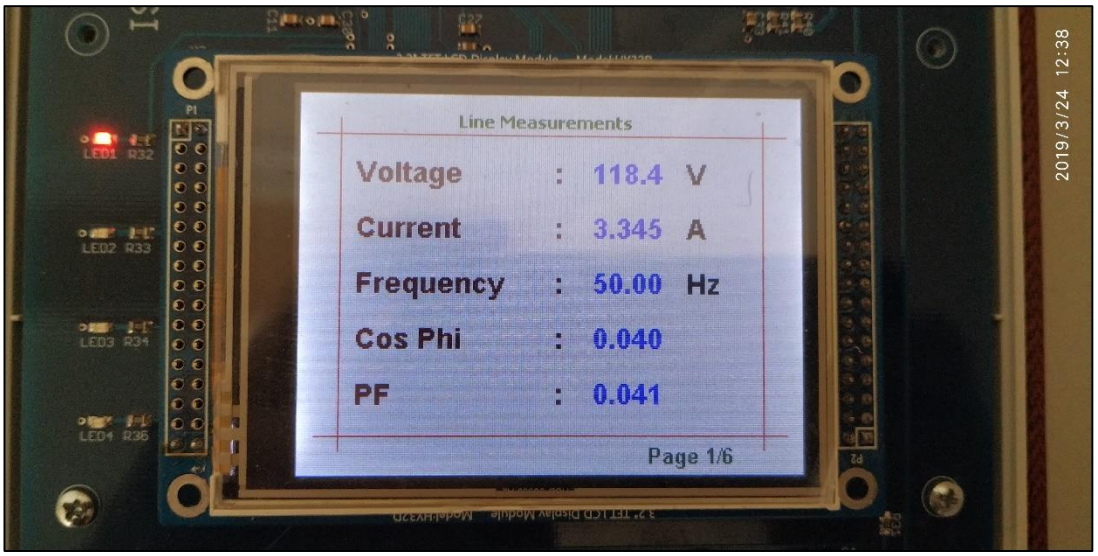
Şekil 5. 2 Endüktif yük test panosu



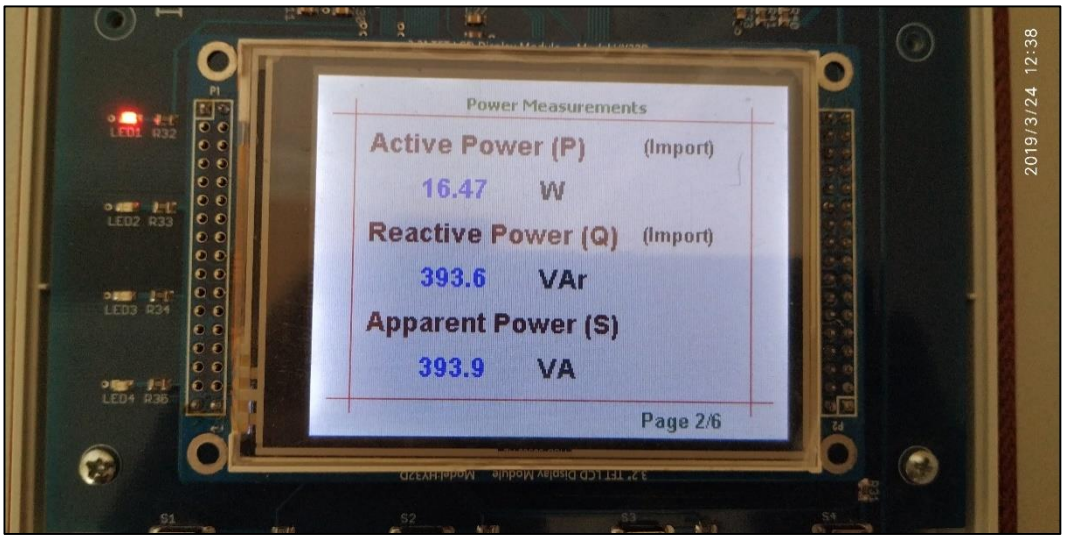
Şekil 5. 3 Test panosunun iç kısmı

5.2 Çalışma Ekranları

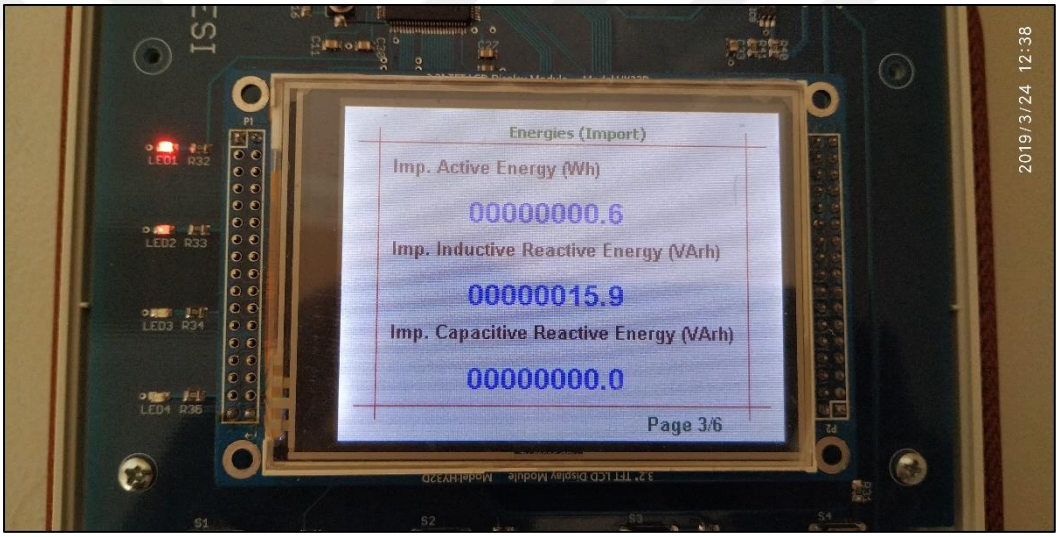
Donanım üzerindeki grafik ekran için 6 adet çalışma ekranı tasarlanmıştır. Bu ekranlar vasıtasıyla ölçüm sonuçları takip edilebilir. Bunun haricinde ölçüm sonuçlarını modbus haberleşme vasıtasıyla okuyabilmek te mümkün olacaktır. Modbus haberleşme için adres haritaları EK-D de bulunmaktadır.



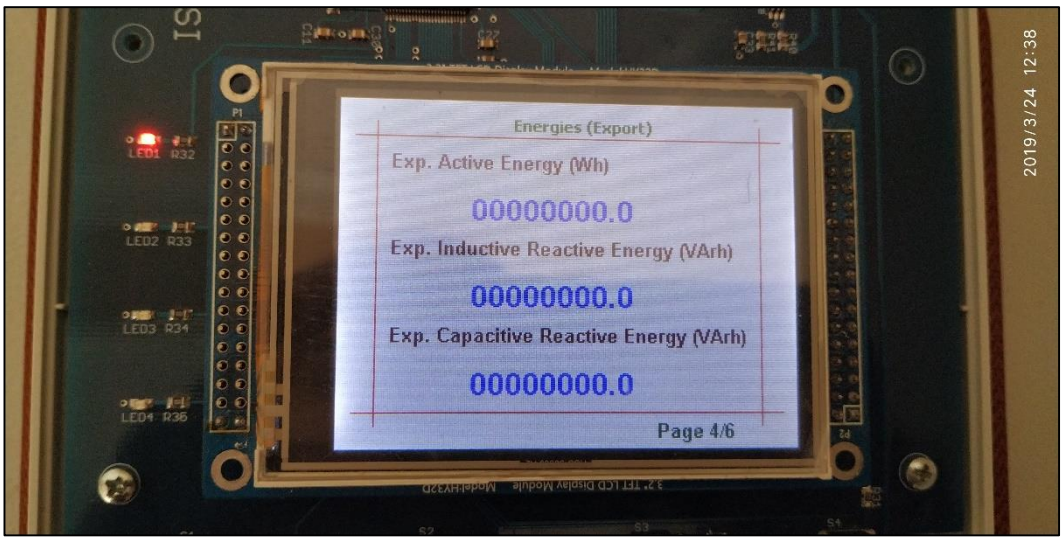
Şekil 5. 4 Gerilim, akım, frekans, Cos φ ve PF ekranı



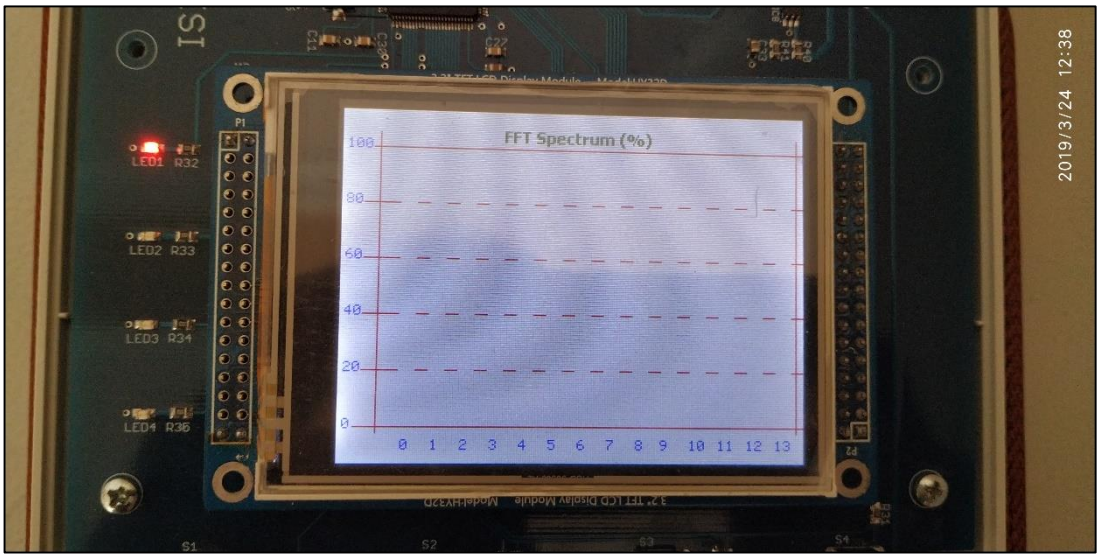
Şekil 5. 5 Aktif, reaktif ve görünür güç ekranı



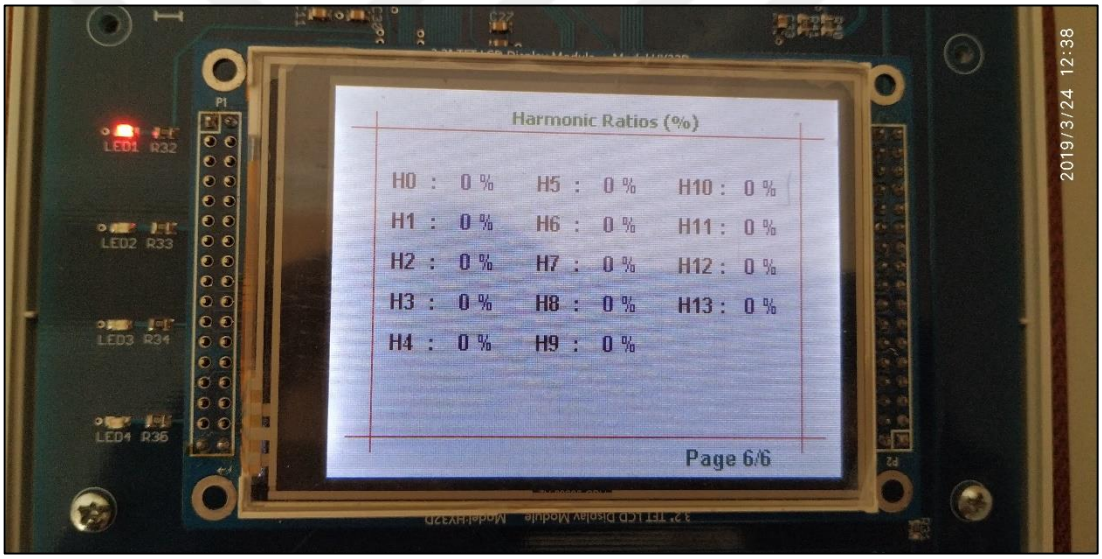
Şekil 5. 6 Tüketim yönünde aktif ve reaktif enerjiler ekranı



Şekil 5. 7 Üretim yönünde aktif ve reaktif enerjiler ekranı



Şekil 5. 8 Harmonik spektrum grafik ekranı



Şekil 5. 9 Harmonik spektrum değer ekranı

5.3 Örnekleme Frekansının Ölçüm Üzerindeki Etkisi

Bu kısımda farklı örnekleme frekanslarında örnekleme alınarak, ölçüm sonuçları ile referans alınan ölçü aleti arasında karşılaştırma yapılmıştır. V*, ölçü aletinden okunan değer, V ise grafik ekran üzerinde tarafımızdan ölçülen değerleri göstermektedir.

Çizelge 5. 1 Farklı örnekleme frekanslarında ölçüm sonuçları

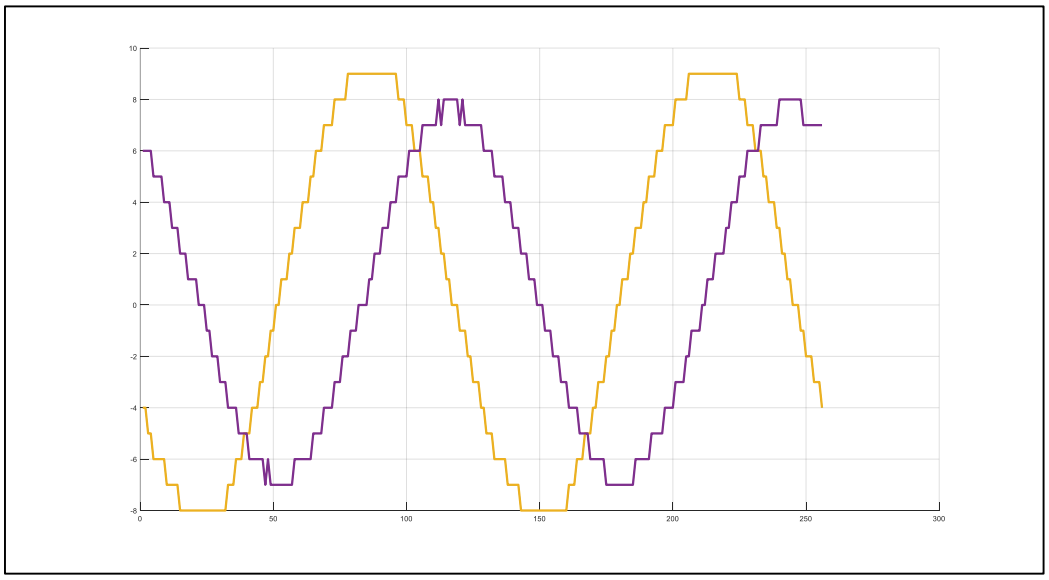
Fs	N	V* (V)	V (V)	I (A)	Gerilim Hatası (%)
12,8 kHz	256	74,32	73,85	2,113	0,63
6,4 kHz	128	74,37	73,99	2,116	0,51
3,2 kHz	64	73,37	73,00	2,091	0,50
1,6 kHz	32	73,75	73,36	2,099	0,53

5.4 Analog Dijital Çevirici Çözünürlüğünün Ölçüm Üzerindeki Etkisi

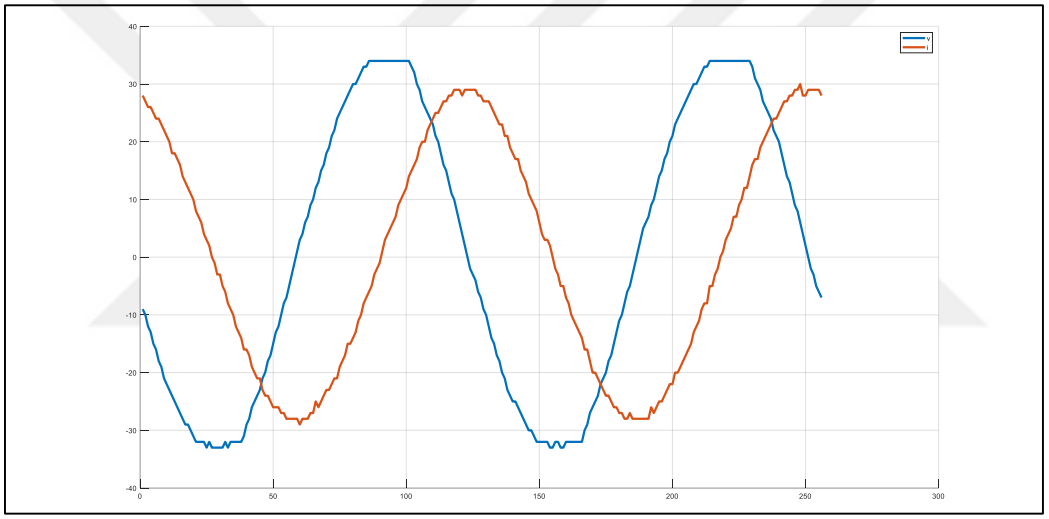
Bu kısımda mikrodenetleyicinin analog dijital çevirici çözünürlüğünü değiştirilerek çeşitli çözünürlüklerdeki ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. V*, ölçü aletinden okunan değer, V ise grafik ekran üzerinde tarafımızdan ölçülen değerleri göstermektedir.

Çizelge 5. 2 Farklı çözünürlüklerde ölçüm sonuçları

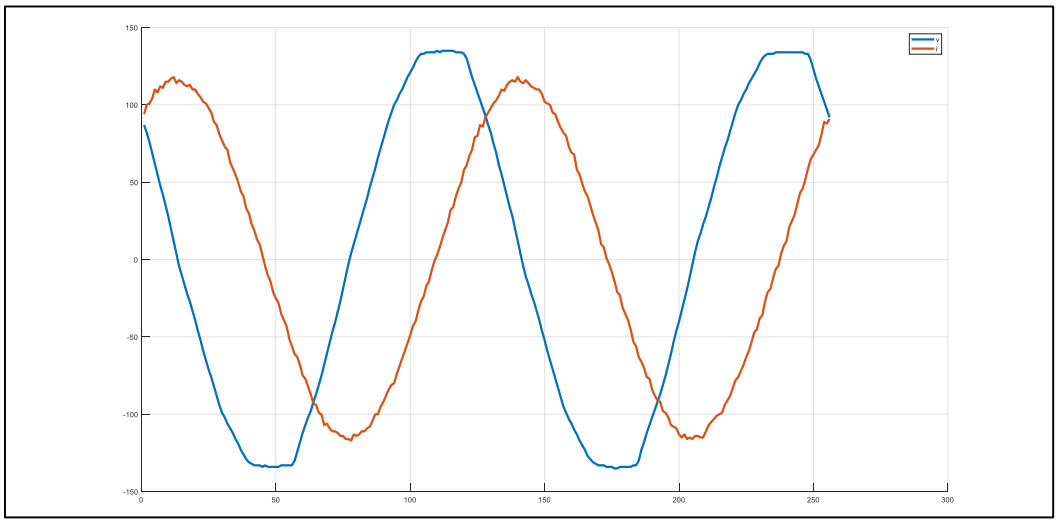
Çözünürlük	V* (V)	V (V)	Hata (%)
12 bit	83,02	82,72	0,36
10 bit	86,30	85,40	1,04
8 bit	86,42	83,60	3,26
6 bit	86,55	80,26	7,27



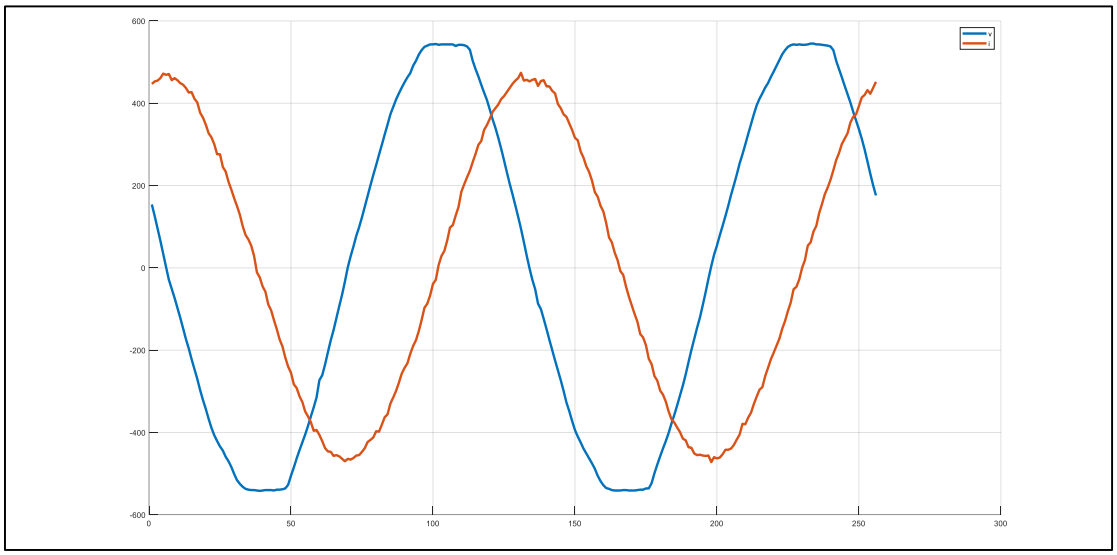
Şekil 5. 10 ADC çözünürlüğü 6 bit iken gerilim ve akım örnekleri



Şekil 5. 11 ADC çözünürlüğü 8 bit iken gerilim ve akım örnekleri



Şekil 5. 12 ADC çözünürlüğü 10 bit iken gerilim ve akım örnekleri



Şekil 5. 13 ADC çözünürlüğü 12 bit iken gerilim ve akım örnekleri

5.5 Toplam Örnek Adedinin Ölçüm Üzerindeki Etkisi

Bu kısımda ise toplam alınan örnek sayısı çeşitli değerlerde tutularak, hesaplanan ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Bir periyotta alınan örnek sayısı sabit olarak 128 adet tutulmuş, ölçüm periyodu 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 olarak değiştirilerek toplam örnek sayısında farklı değerler elde edilmiştir.

Çizelge 5. 3 Çeşitli örnekleme sayılarındaki ölçüm sonuçları

Toplam Örnek Adedi	Periyot	V* (V)	V (V)	Hata (%)
128	1	87,62	87,37	0,29
256	2	87,96	87,53	0,49
384	3	87,37	86,93	0,50
512	4	87,21	86,66	0,63
640	5	86,80	85,92	1,01
768	6	87,50	86,97	0,61
896	7	86,58	86,11	0,54
1024	8	86,99	86,60	0,45

5.6 Ölçümü Etkileyen Diğer Faktörler

Örnekleme frekansı, analog dijital çevirici çözünürlüğü ve alınan örnek sayıları gibi faktörler ölçüm sonuçlarını doğrudan etkileyen etkenlerdir. Bunların yanında etki eden birtakım faktörler de bulunmaktadır. Kullanılan elektronik malzemelerin sıcaklığa bağlı olarak değerlerinin değişimleri, gerilim ve akım girişlerinde bulunan işlemsel kuvvetlendiricilerin hassasiyetleri, alan etkili sensörlerin dış manyetik alandan etkilenmesi, mikroişlemcinin ondalıklı işlem yapabilme kabiliyetine bağlı olarak matematiksel işlemlerde hassasiyet kaybı ve kalibrasyon için kullanılan cihazların doğruluğu gibi etkenleri ölçümü etkileyen faktörlerin arasında sayabiliriz. Bu gibi faktörlerin etkisi en aza indirildiği takdirde çok iyi ölçüde sonuçlar elde etmek mümkün olacaktır.

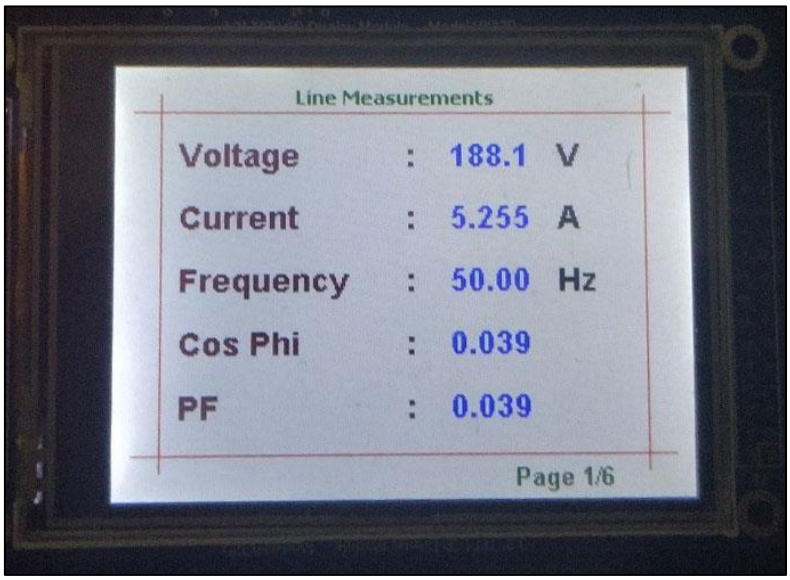
5.7 Endüktif Şönt Reaktör Üzerinde Ölçümler

Testler sürecinde kullanılmak üzere hazırlanan endüktif şönt reaktörlü sistem üzerinde çeşitli ölçümler yapılmıştır. Görüldüğü üzere cos φ değeri, 0,039 olarak ölçülmüştür. Derece olarak 87,7649° açıya karşılık gelmektedir. İdeal saf endüktif yükte ise beklenen faz açısının 90° olmasıdır. Şönt reaktör omik – endüktif karakterde olduğundan şönt reaktör aktif güçte çekmektedir. Fakat saf endüktif yüke çok yakın olduğu için neredeyse hiç aktif güç çekilmemekte ve gücün tamamına yakını reaktif olarak tüketilmektedir.

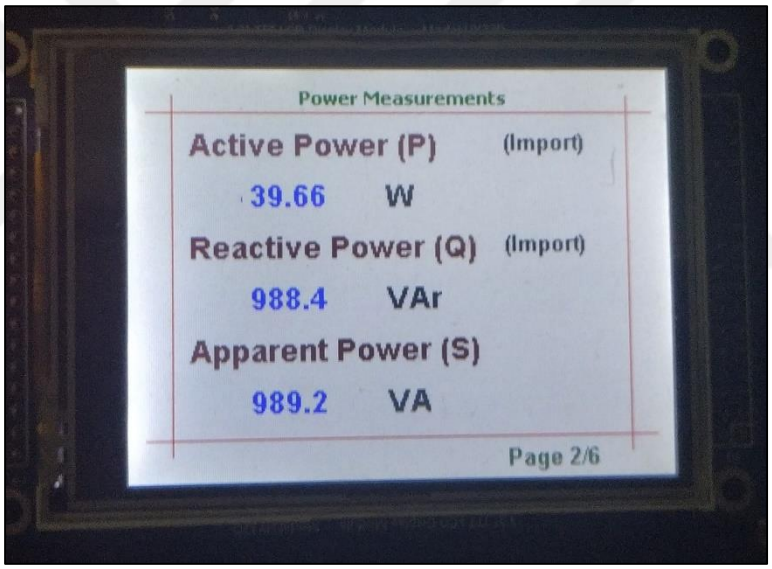
Şönt reaktörlerde çekilen reaktif gücün yaklaşık olarak %3-5 mertebesinde bir aktif güç te tüketilmektedir. Şekil 5.15' te görüldüğü gibi, 39,66W aktif güç, 988,4VAr endüktif reaktif güç değerleri ölçülmüştür.

$$\frac{39.66}{988.4} \cdot 100 = \%\ 4{,}01$$

Yaklaşık olarak reaktif gücün % 4'ü kadar aktif güç te tüketildiği gözlenmiştir. Kullanılan şönt reaktör yaklaşık olarak 1,5 kVAr güce sahiptir. Maksimum 6,5 A mertebelerinde akım çekilebilmektedir. Fakat ayarlı AC gerilim kaynağı, varyak çıkışında şebeke gerilimi %100 veya daha fazlası alınamadığından tam yükte çalıştırılamamıştır.



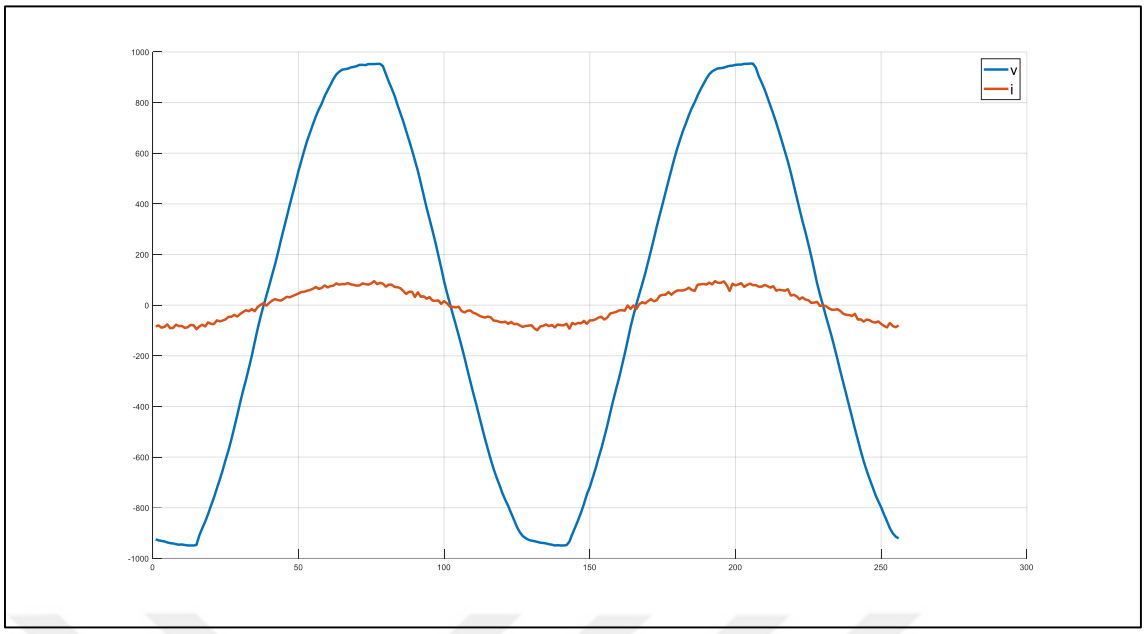
Şekil 5. 14 Şönt reaktör üzerinde ölçümler



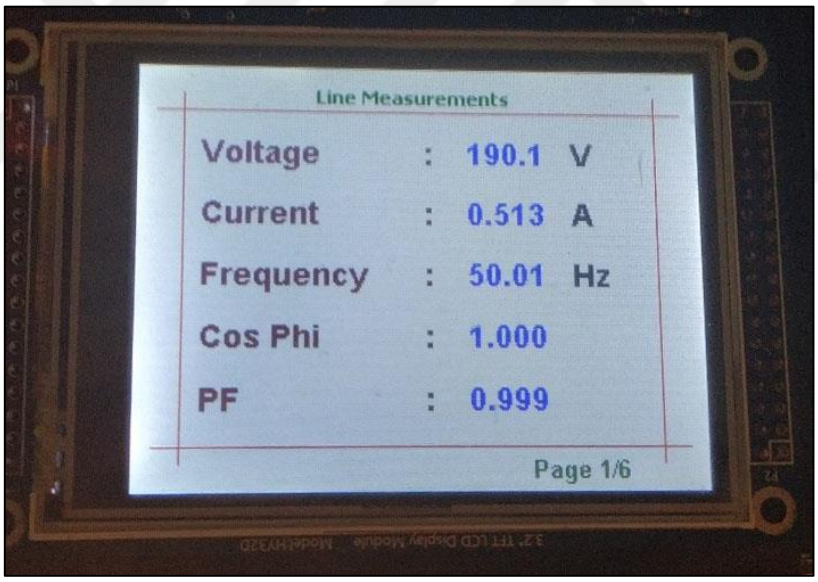
Şekil 5. 15 Şönt reaktör üzerinde güç ölçümleri

5.8 Akkor Flamanlı Lamba Üzerinde Ölçümler

Akkor flamanlı lambalar ile de çeşitli ölçümler yapılıp test edilmiştir. Biri 50W diğeri 70W toplam 120W gücünde akkor flamanlı lamba, ayarlı ac gerilim kaynağına yük olarak bağlanmış ve ölçüm sonuçları alınmıştır. Bu tür lambalar yük olarak tamamına yakınını aktif olarak çekmektedir.

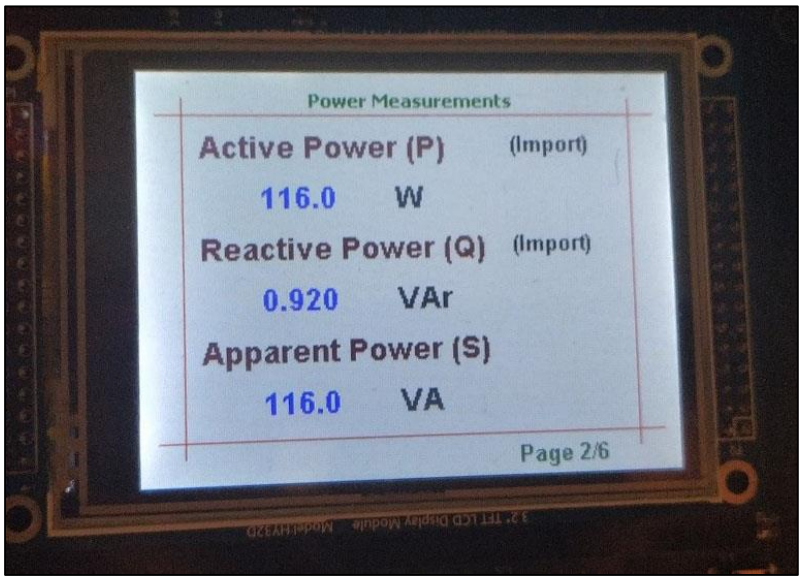


Şekil 5. 16 Akkor flamanlı lamba gerilim ve akım sinyalleri



Şekil 5. 17 Akkor flamanlı lamba üzerinde ölçümler

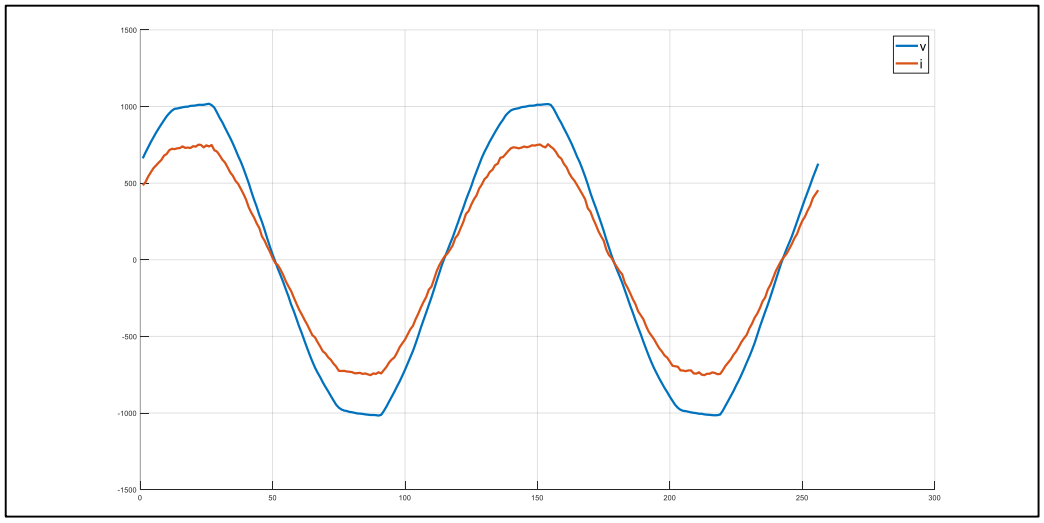
Şekil 5.17 ‘ de görüldüğü üzere aktif güç 116W, reaktif güç 0,920VAr olarak ölçülmüştür. Cos φ değeri 1,000, PF değeri ise 0,999 olarak ölçülmüştür. Dolayısıyla gücün neredeyse tamamı aktif olduğu görülmektedir.



Şekil 5. 18 Akkor flamanlı lamba üzerinde güç ölçümleri

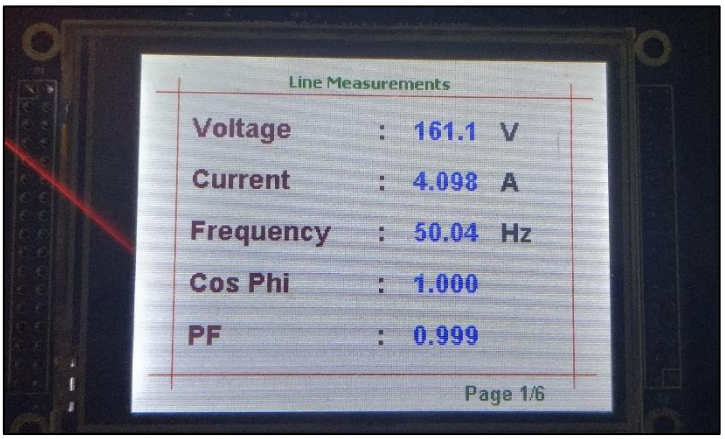
5.9 Fön Makinesi Üzerinde Ölçümler

1800W gücünde bir fön makinesi ile de çeşitli ölçümler yapılıp test edilmiştir. Ayarlı ac gerilim kaynağına yük olarak bağlanmış ve ölçüm sonuçları alınmıştır. Bu tür cihazlar da güç olarak tamamına yakınını aktif olarak çekmektedir.

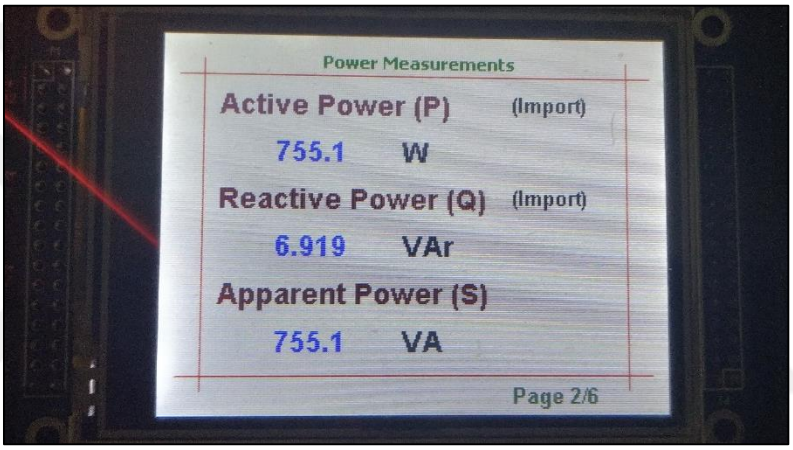


Şekil 5. 19 Fön makinesi gerilim ve akım sinyalleri

Şekil 5.20' de fön makinesinde de Cos φ değeri, 1,000 olarak ölçülmüştür. 755,1W aktif güç çekerken, 6,919VAr reaktif güç çekilmiştir. Burada da çekilen gücün tamamına yakını aktif güç olarak harcandığı görülmektedir.



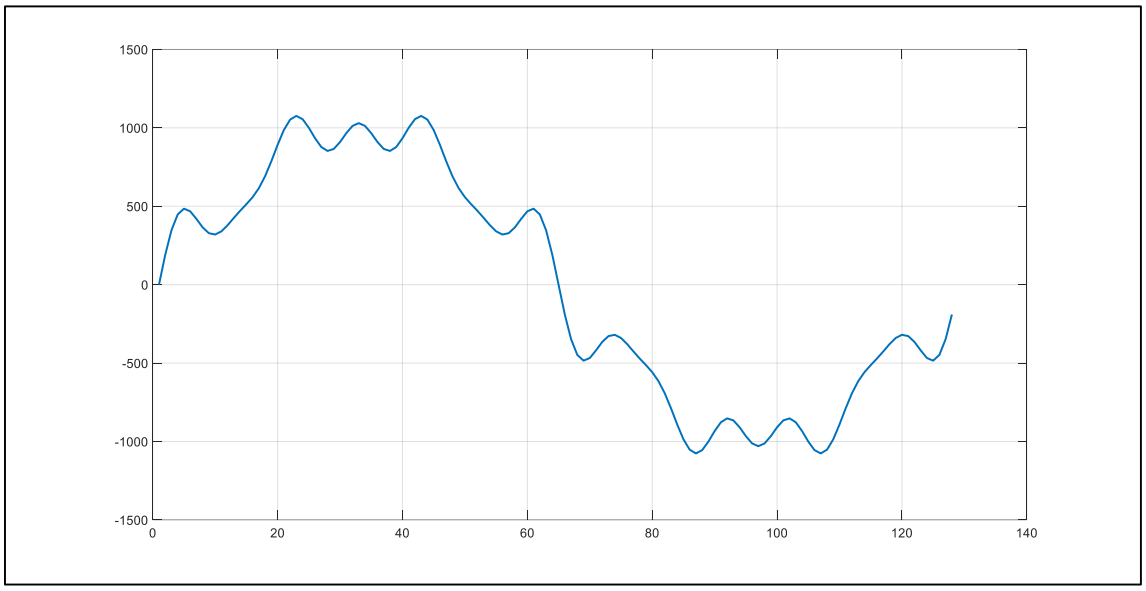
Şekil 5. 20 Fön Makinesi üzerinde ölçümler



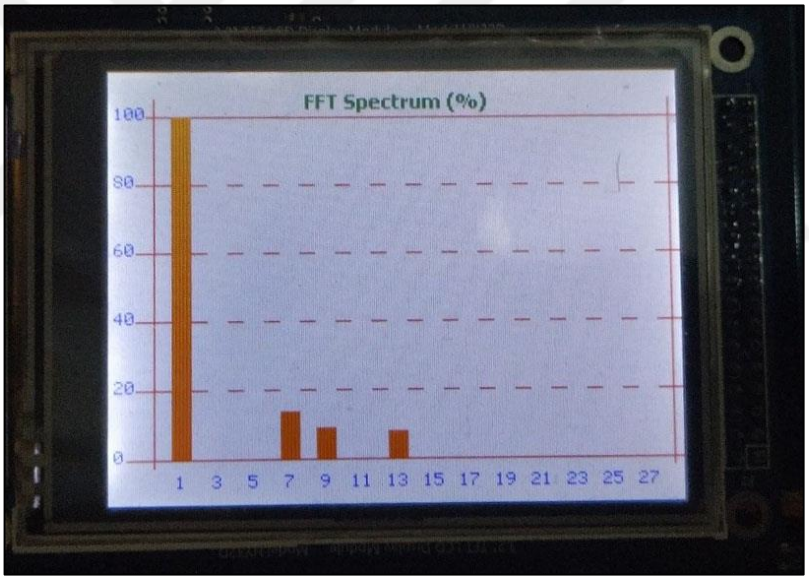
Şekil 5. 21 Fön Makinesi üzerinde güç ölçümleri

5.10 Harmonik Ölçümleri ve Frekans Spektrumu

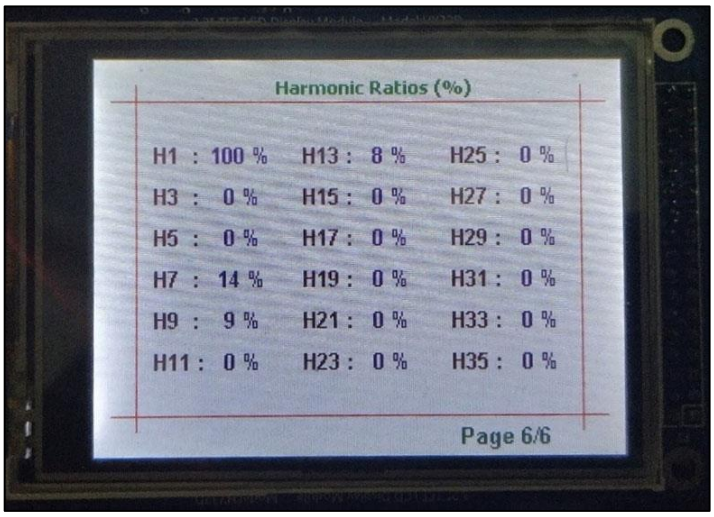
Bu bölümde farklı harmonikler içeren sinyaller matlab üzerinde üretilmiş ve elde edilen anlık değer dizileri üzerinde, mikrodenetleyici ile fourier analizi yapılmıştır. Harmonik içeren sinyallerin formları ve ölçüm sonuçlarına ilişkin grafik ekran üzerindeki fft spektrumları aşağıdaki gibidir.



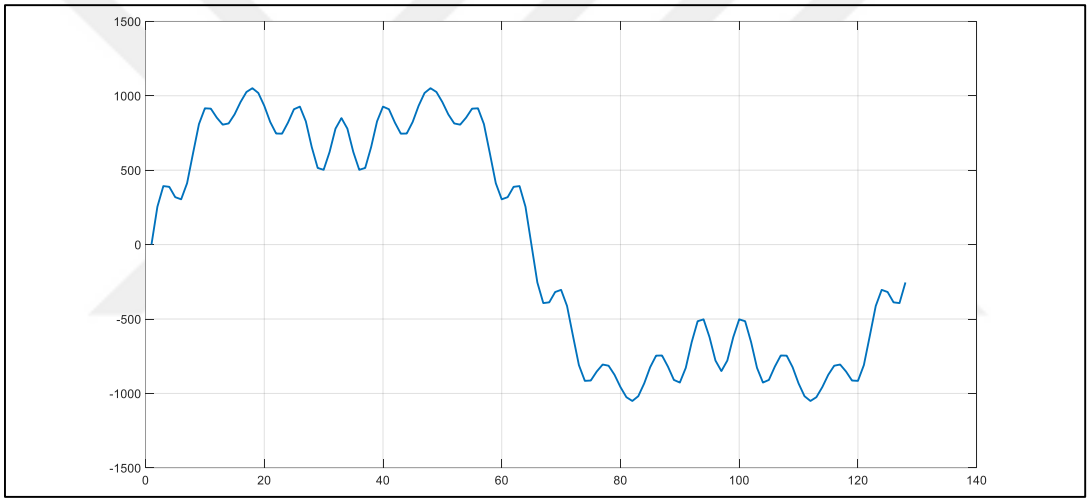
Şekil 5. 22 Sinyal 1: 1000sin(wt) + 150sin(7wt) + 100sin(9wt) + 80sin(13wt)



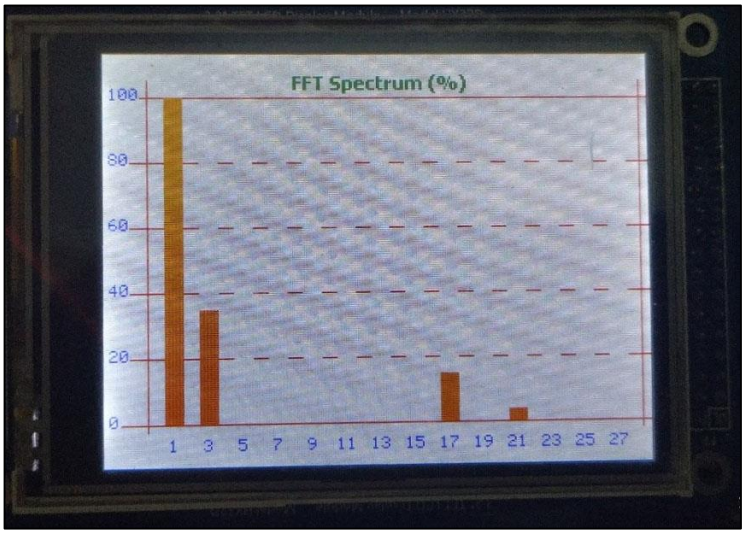
Şekil 5. 23 Sinyal 1 fft spektrumu



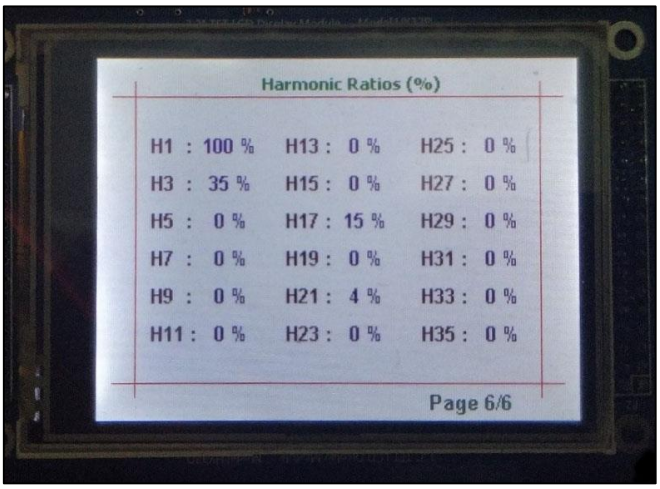
Şekil 5. 24 Sinyal 1 harmonik oranları



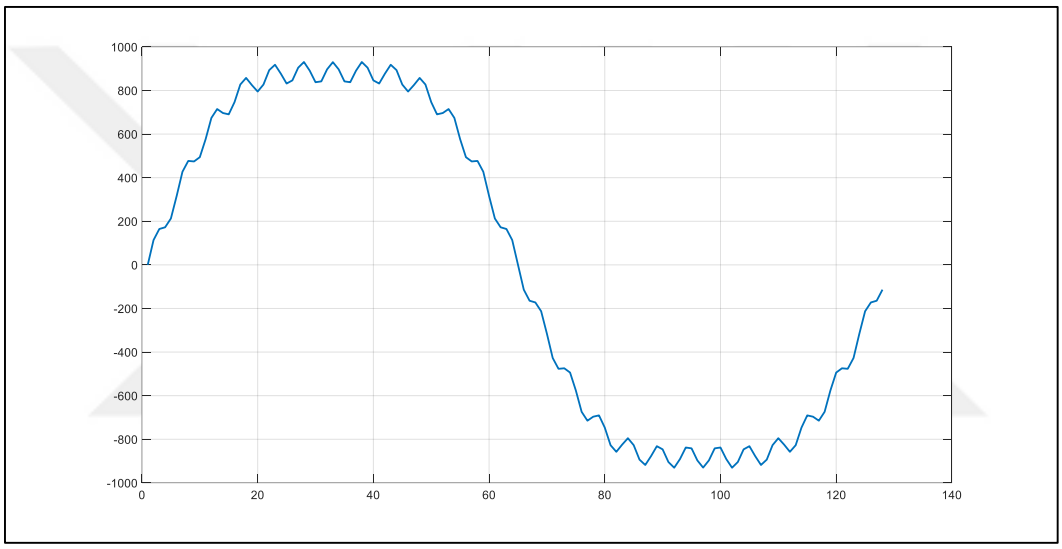
Şekil 5. 25 Sinyal 2: 1000sin(wt) + 350sin(3wt) + 150*sin(17wt) + 50sin(21wt)



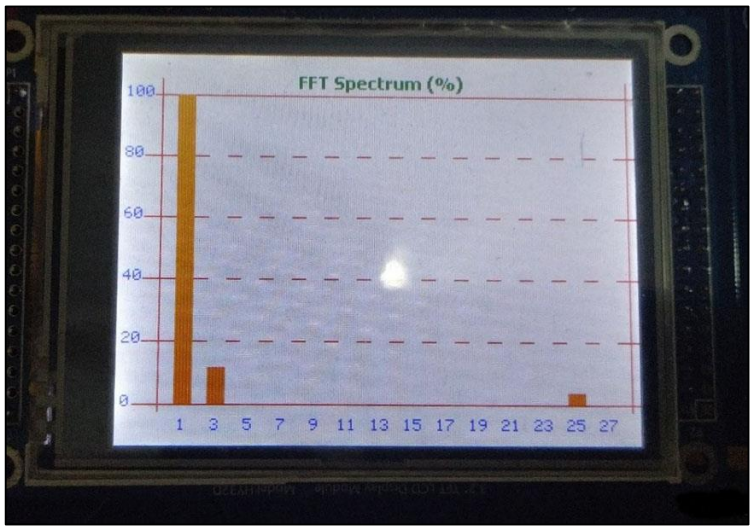
Şekil 5. 26 Sinyal 2 fft spektrumu



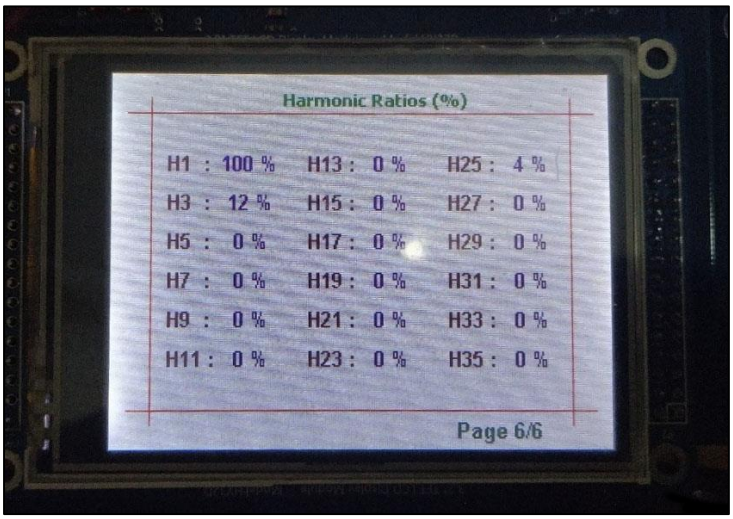
Şekil 5. 27 Sinyal 3 harmonik oranları



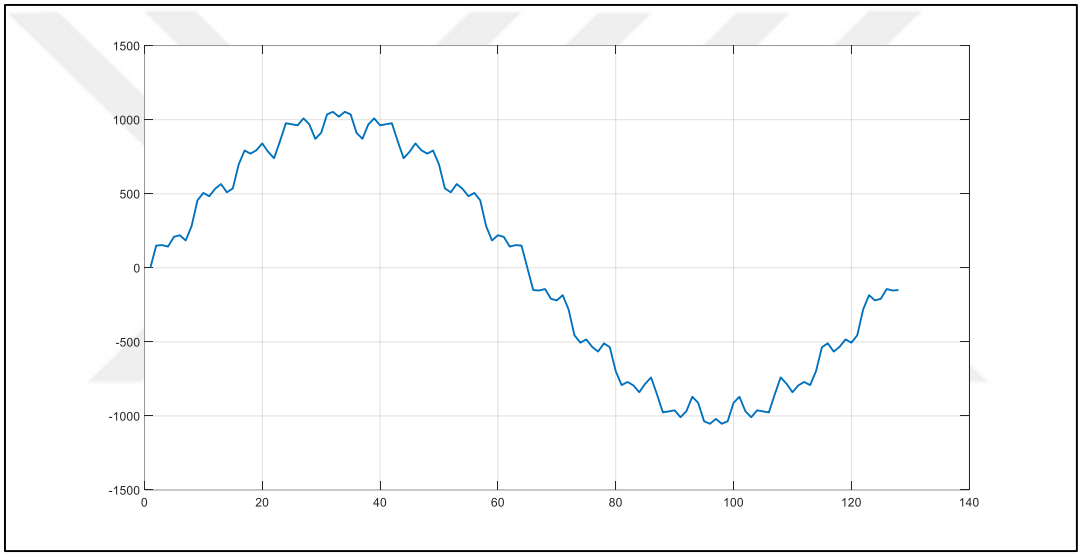
Şekil 5. 28 Sinyal 3: 1000sin(wt) + 120sin(3wt) + 10sin(25wt)



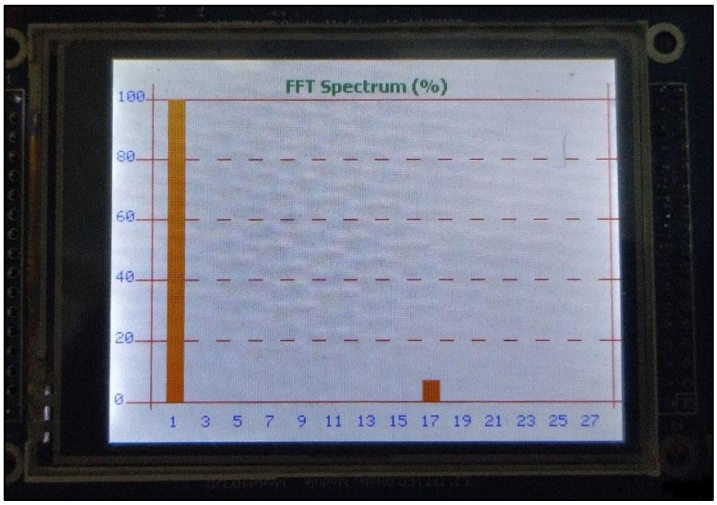
Şekil 5. 29 Sinyal 3 fft spektrumu



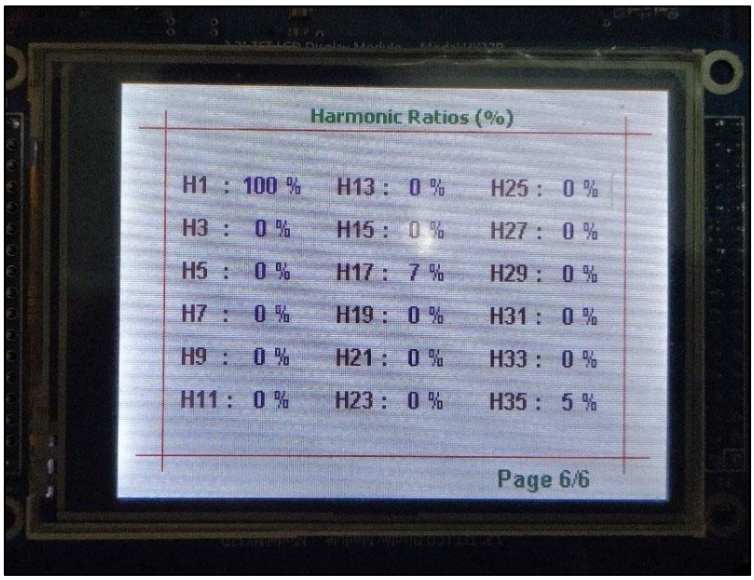
Şekil 5. 30 Sinyal 3 harmonik oranları



Şekil 5. 31 Sinyal 4: 1000sin(wt) + 70sin(17wt) + 50sin(35wt)



Şekil 5. 32 Sinyal 4 fft spektrumu



Şekil 5. 33 Sinyal 4 harmonik oranları

BÖLÜM 6

MODBUS HABERLEŞME

6.1 Modbus Haberleşme

Modbus protokolü, 1979 yılında Modicon firması tarafından endüstriyel cihazların birbiriyle haberleşmesi için sunulmuş yazılımsal bir haberleşme protokolüdür [12]. Fiziksel olarak RS232, RS485 seri haberleşme altyapısı ile kullanılabildiği gibi TCP/IP veya UDP protokol standartları üzerinden ethernet altyapısı ile kullanılabilmektedir. Yapı itibariyle gürültülere karşı doğal bir bağışıklığı olması ve maliyet açısından uygun olması nedeniyle RS485 fiziksel altyapısı genellikle tercih edilmektedir. Modbus protokolünün farklı formatlarını aşağıdaki gibi sayılabilir.

- Modbus RTU
- Modbus ASCII
- Modbus TCP/IP
- Modbus RTU (TCP/IP üzerinden)
- Modbus UDP

Adres	Fonksiyon	Veri	CRC
1 byte	1 byte	n x 1 byte	2 byte

Şekil 6. 1 Modbus RTU veri formatı

Ölçüm sistemi için tasarlanan sistemde hızlı olması ve kullanımı yaygın olması nedeniyle modbus rtu formatı kullanılmıştır. Donanım üzerinde mevcut olan hem RS485 çıkışı üzerinden hemde aynı seri kanala bağlı olan bluetooth üzerinden kullanılabilir durumdadır.

Modbus haberleşmede bir adet ana (master) cihaz ve en fazla 247 adet ana cihaza bağlı uç birim (slave) cihaz bulunabilir. Her bir uç birimin bir adresi bulunur. Ve tüm yapı ana cihazların, uç birimlere sorgu gönderip, alması üzerine kurgulanmıştır. Uç birimler ise sürekli dinleme modunda bekler ve kendilerini ilgilendiren sorgu geldiğinde ilgili işlevi yerine getirirler. Ana cihaz tarafından gönderilen sorgular, tüm uç birimler paralel bağlı olduğundan tamamı tarafından algılanır fakat sadece adresi uyan uç birim tarafından cevap verilir.

6.2 Modbus Haberleşmede Parametre Türleri

Modbus haberleşmede dört tip parametre türü bulunmaktadır.

- Coil
- Discrete Input
- Holding Register
- Input Register

Parametre türleri, bit veya 16 bit formatlarındadır. Bit parametre türünde ve sadece okunabilen türden olan parametreler “Discrete Input”, hem okunup hem de yazılabilen türden olanlar ise “Coil” olarak isimlendirilir. 16bit parametre türünde ve sadece okunabilen türden olan parametreler “Input Register”, hem okunup hem de yazılabilen türden olanlar ise “Holding Register” olarak isimlendirilir [13]. Tasarlanan donanıma ait parametre listesi EK-D’de verilmiştir. Tüm parametreler sadece okunabilir olduğundan Input Register tipinde tanımlanmıştır. Temel veri tipi 16 bit olduğundan, 32 bitlik parametreler, sıralı iki 16 bit parametre olarak tanımlanmıştır.

6.3 Modbus Haberleşme Fonksiyonları

Modbus haberleşmede 24 adet fonksiyon bulunmaktadır [13]. Fakat bunların tamamı genelde kullanılmaz. En yaygın olarak kullanılanları, bit veri tipinde veya 16 bit veri tipindeki parametreler için okuma ve yazma fonksiyonlarıdır. Her fonksiyonun bir numarası vardır. Ana (master) cihaz tarafından gönderilen sorgularda veri paketinin içine fonksiyon numarası da eklenir. Buna göre istenilen görev yerine getirilir. En sık kullanılan fonksiyonlar aşağıdaki gibi listelenebilir.

- “Coil” okuma (01)
- “Input Status” okuma (02)
- “Holding Register” okuma (03)
- “Input Register” okuma (04)
- “Coil” yazma (05)
- “Holding Register” yazma (06)
- Çoklu “Coil” yazma (15)
- Çoklu “Holding Register” yazma (16)

Tasarlanan yazılım içindeki tüm parametreler 16 bit ve sadece okunabilir tipte olduğundan tamamı Input Register olmaktadır. Bu nedenle “04” numaralı fonksiyon ile okumalar gerçekleştirilir. Örnek bir Input Register okuma sorgusu ve cevabı aşağıdaki şekilde olmaktadır.

Uç Birim Adresi	0x01
Fonksiyon Kodu	0x04
Parametre Başlangıç Adresi (MSB)	0x00
Parametre Başlangıç Adresi (LSB)	0x00
Parametre Adedi (MSB)	0x00
Parametre Adedi (LSB)	0x01
CRC (LSB)	0x31
CRC (MSB)	0xCA

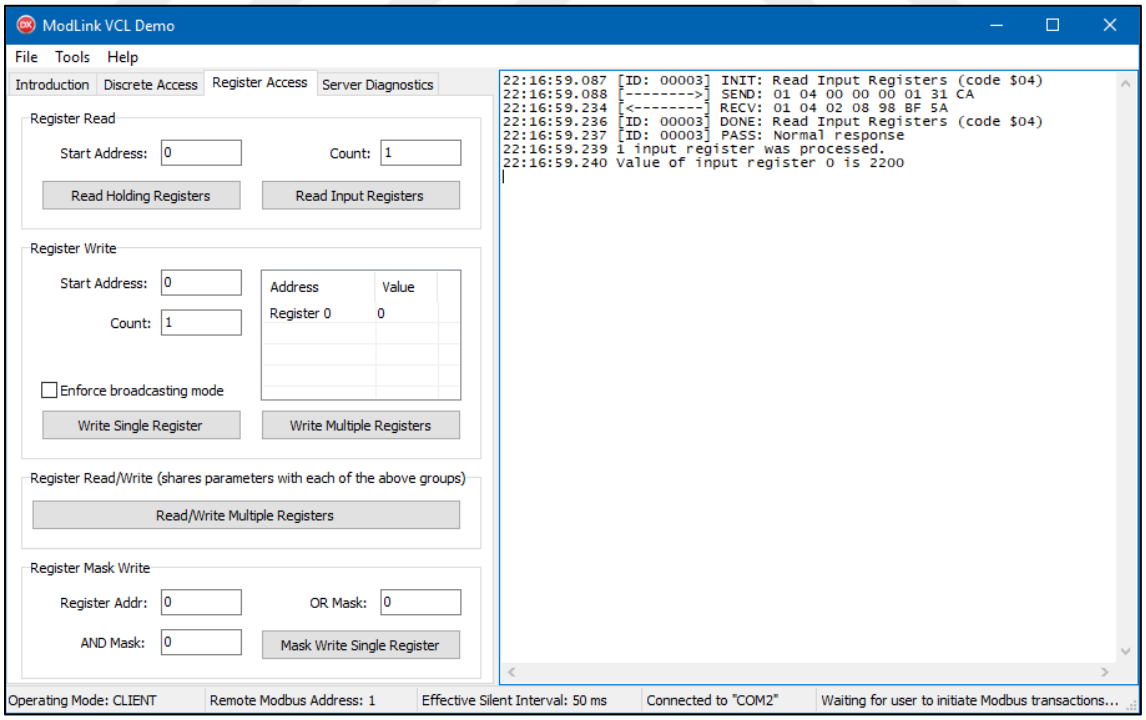
Şekil 6. 2 Input Status okuma fonksiyonu sorgu mesajı

Uç Birim Adresi	0x01
Fonksiyon Kodu	0x04
Byte Adedi	0x02
İstenilen Veri (MSB)	0x08
İstenilen Veri (LSB)	0x98
CRC (LSB)	0xBF
CRC (MSB)	0x5A

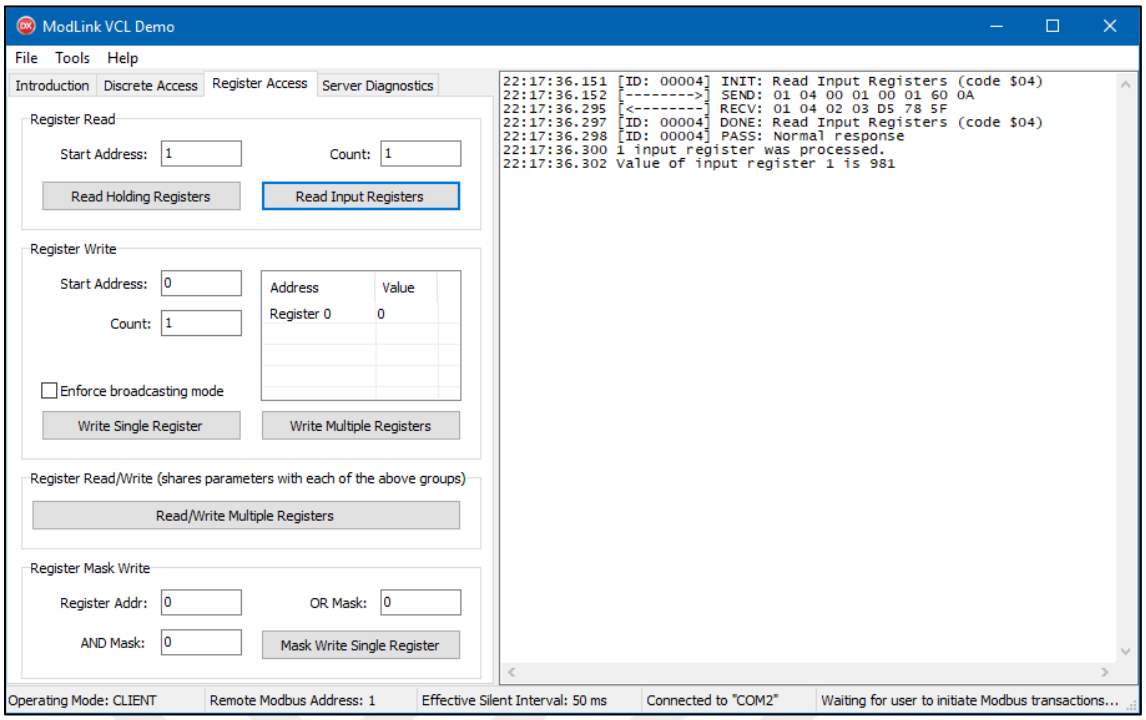
Şekil 6. 3 Input Status okuma fonksiyonu cevap mesajı

6.4 Modbus Haberleşme Testleri

Haberleşme testleri için bilgisayar üzerinde Modlink isimli programın ücretsiz sürümü kullanılmıştır. Bu program sayesinde modbus haberleşme sorguları gönderilebilir ve haberleşme sırasında gönderilen ve alınan veriler izlenebilmektedir. Şekil 6.3'de gerilim, Şekil 6.4'te akım değerleri okunması gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6. 4 Modbus haberleşme ile gerilim değerinin okunması



Şekil 6. 5 Modbus haberleşme ile akım değerinin okunması

RTU formatındaki modbus haberleşmede CRC16 hata kontrol algoritması kullanılır. CRC16 hata kontrol değeri tüm gönderilen sorguların sonuna eklenerek alıcı tarafa gönderilir. Alıcı tarafta kendisine gelen mesajı CRC16 hata kontrol algoritmasından geçirir. Sonucunda elde ettiği değer ile kendisine gelen değeri karşılaştırır. Sonuçlar örtüşüyor ise verinin doğru bir şekilde aktarıldığı kabul edilir ve gerekli işlemlere devam edilir. Eğer hesaplanan değer ile kendisine gelen değer örtüşmüyor ise veri alınırken, bozulma gerçekleştiği kabul edilir ve gelen veri paketi kabul edilmez. Bu şekilde güvenli bir haberleşme sağlanmış olur.

BÖLÜM 7

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez kapsamında, elektriksel sistemlerde sayısal olarak ölçümler yapabilmek üzere bir gömülü sistem tasarımı yapılmış ve çeşitli sistemler üzerinde ölçümler yapılarak ölçümü etkileyecek faktörler incelenmiştir. Bu faktörlerin yanında ölçüm kalitesini doğrudan etkileyecek çeşitli etkenler de mevcuttur. Direnç, kondansatör gibi kullanılan elektronik malzemelerin sıcaklık ile değişimleri önemli bir etkendir. Çünkü sıcaklık ile malzemelerin değerleri de belirli bir oranda değişebilmektedir. Bu durumdan olumsuz olarak etkilenmeyi en aza indirmek adına, kullanılan malzemelerin daha yüksek hassasiyete ve daha düşük sıcaklık katsayısına sahip olanları tercih edilebilir. Bir başka etken olarak, akım girişinde kullanılan alan etkili sensörün dış manyetik alandan etkilenmesidir. Bu durumun olumsuz etkisini en aza indirebilmek adına donanım üzerinde sensörün bulunduğu bölgenin manyetik olarak izolasyonunun sağlanması ve yakınından geçen akım yollarının yeterli miktarda uzaklığa konulması olabilir. Bir başka etken olarak gerilim ve akım girişlerinde kullanılan işlemsel kuvvetlendiricilerin hassasiyetidir. Düşük hassasiyetli bir işlemsel kuvvetlendirici özellikle sıfır civarında ölçümler yaparken oldukça kötü sonuçlara sebebiyet verecektir. Bu nedenle kaliteli ve yüksek hassasiyete sahip bir işlemsel kuvvetlendirici tercih edilmesi sonuçları olumlu yönde etkileyecektir. Bir başka etken de, seçilen mikrodenetleyicidir. Eğer yüksek performansa sahip ondalıklı işlem yapabilme kabiliyetine sahip bir mikrodenetleyici tercih edilmezse, matematiksel işlemler esnasında hassasiyet kaybına neden olacağından sonucu olumsuz etkileyecektir. Bunların yanında, kalibrasyon işlemleri için kullanılan cihazların doğruluğu, kalitesi de sonuçları doğrudan etkileyen harici bir faktör olarak sayabiliriz. Kaliteli ve yüksek hassasiyete sahip bir kalibrasyon cihazı kullanılması sonuçların doğruluğunu artıracaktır.

KAYNAKLAR

[1] Kuşdoğan, Ş. ve Beşer, K.E., (2018). Elektrik Ölçme, Ders Notları, Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli.

[2] Arifoğlu, U., (2013). Elektrik Elektronik Devrelerinin Analizi, 1.Basım, Alfa Yayınları, Sakarya.

[3] Arifoğlu, U., (2007). Elektrik Elektronik Mühendisliğinin Temelleri - Alternatif Akım Devreleri, 3.Basım, Alfa Yayınları, Sakarya.

[4] Arifoğlu, U., (2002). Güç Sistemlerinin Bilgisayar Destekli Analizi, 1.Basım, Alfa Yayınları, Sakarya.

[5] Bodur, H., (2014). Güç Elektroniğinde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri, Ders Notları, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.

[6] European Power Supply Manufacturers Association (EPSMA), (2010). Guidelines to the standard EN 61000-3-2.

[7] Blooming, T.M. ve Carnovale, D., (2006). "Application of IEEE STD 519-1992 Harmonic Limits", Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference, 18-23 June 2006, Appleton, WI.

[8] Texas Instruments, (2017). Software Phase Locked Loop Design Using C2000 Microcontrollers for Single Phase Grid Connected Inverter, Application Report.

[9] Texas Instruments, (2013). Software Phase Locked Loop Design Using C2000 Microcontrollers for Three Phase Grid Connected Applications, Application Report.

[10] Özdemir, A., (2010). Dijital Kontrol Sistemleri, Ders Notları, Sakarya Üniversitesi, Sakarya.

[11] ST Microelectronics, (2016). STM32F405VG Microcontroller Datasheet.

[12] Drury, B., (2009). The Control Techniques Drives and Controls Handbook, Second Edition, The Institution of Engineering and Technology.

[13] Modicon, (1996). Modbus Protocol Reference Guide.

EK-A

İŞLETİM SİSTEMİ FONKSİYONLARI

A.1 Mesaj Sisteminin Servis Fonksiyonu

```
void KernelRun(void)
{
  for(;;)
  {
    if(stMessageQueue.Counter)
    {
      mRunLedOn();
      KernelMessagePop();
      DoProcess();
      mRunLedOff();
    }
  }
}
```

A.2 Sisteme Mesaj Gönderme Fonksiyonu

```
void KernelMessagePush(eTasks_t TargetTask, uint16_t
TargetTaskMessageID, uint16_t TargetTaskMessageData)
{
  stMessageQueue.Objects[stMessageQueue.WriteIndex].TargetTask     =
  TargetTask;

stMessageQueue.Objects[stMessageQueue.WriteIndex].TargetTaskMessageID
= TargetTaskMessageID;

stMessageQueue.Objects[stMessageQueue.WriteIndex].TargetTaskMessageDat
a = TargetTaskMessageData;
```

```
  if(++stMessageQueue.WriteIndex == MESSAGE_QUEUE_SIZE)
  {
    stMessageQueue.WriteIndex = 0;
  }

  if(++stMessageQueue.Counter == MESSAGE_QUEUE_SIZE)
  {
    stMessageQueue.Counter = 0;
  }
}
```

A.3 Sistemden Mesaj Çekme Fonksiyonu

```
void KernelMessagePop(void)
{
  stMessageQueue.CurrentObject.TargetTask     =
stMessageQueue.Objects[stMessageQueue.ReadIndex].TargetTask;
  stMessageQueue.CurrentObject.TargetTaskMessageID    =
stMessageQueue.Objects[stMessageQueue.ReadIndex].TargetTaskMessageID;
  stMessageQueue.CurrentObject.TargetTaskMessageData  =
stMessageQueue.Objects[stMessageQueue.ReadIndex].TargetTaskMessageData
;

  if(++stMessageQueue.ReadIndex == MESSAGE_QUEUE_SIZE)
  {
    stMessageQueue.ReadIndex = 0;
  }
  --stMessageQueue.Counter;
}
```

EK-B

COS φ HESAPLAMA FONKSİYONU

```
for (i = 0; i < SAMPLE_MAX; i++)
{
  for (j = 0; j < N; j++)
  {
    An[j] += (2/FFT_T)* Ts * (float)stTaskMeas.CopyBuffer[0][i] *
    arm_cos_f32((j+1)*FFT_w*(FFT_Ts*i));
    Bn[j] += (2/FFT_T)* Ts * (float)stTaskMeas.CopyBuffer[0][i] *
    arm_sin_f32((j+1)*FFT_w*(FFT_Ts*i));
  }
}

PhiV = (float32_t) atan(An[0]/Bn[0]);
ClearFFTCoeff();

for (i = 0; i < SAMPLE_MAX; i++)
{
  for (j = 0; j < N; j++)
  {
    An[j] += (2/FFT_T)* Ts * (float)stTaskMeas.CopyBuffer[0][i] *
    arm_cos_f32((j+1)*FFT_w*(FFT_Ts*i));
    Bn[j] += (2/FFT_T)* Ts * (float)stTaskMeas.CopyBuffer[0][i] *
    arm_sin_f32((j+1)*FFT_w*(FFT_Ts*i));
  }
}
PhiI = (float32_t) atan(An[0]/Bn[0]);
Phi = PhiV - PhiI;
ClearFFTCoeff();
stTaskMeas.stLineParamsRaw[stTaskMeas.RawIndex].CosPhi =
arm_cos_f32(Phi);
```

EK-C

GÜÇ FAKTÖRÜ HESAPLAMA FONKSİYONU

```
for (k = 0; k < N; k++)
{
    arm_sqrt_f32(((An[k]*An[k] + Bn[k]*Bn[k])/2) , &Cn[k]);
    Temp += Cn[k] * Cn[k];
}

arm_sqrt_f32(Temp, &Temp);
Kv = Cn[0]/Temp;

for (k = 0; k < N; k++)
{
    arm_sqrt_f32(((An[k]*An[k] + Bn[k]*Bn[k])/2) , &Cn[k]);
    Temp += Cn[k] * Cn[k];
}

arm_sqrt_f32(Temp, &Temp);
Ki = Cn[0]/Temp;

stTaskMeas.stLineParamsRaw[stTaskMeas.RawIndex].PowerFactor = Kv * Ki *
stTaskMeas.stLineParamsRaw[stTaskMeas.RawIndex].CosPhi;
```

EK-D

MODBUS HABERLEŞME ADRES HARİTASI

Adres (Decimal)	R/W	Tip	Açıklama	Çarpan
0	R	U16	Gerilim	10
1	R	U16	Akım	1000
2	R	S16	Cos φ	1000
3	R	S16	PF	1000
4	R	U16	Frekans	100
5	R	U16	THD_V	100
6	R	U16	THD_I	100
7	R	S16	Aktif Güç	1000
8	R	S16	Reaktif Güç	1000
9	R	U16	Görünür Güç	1000
10	R	U32	Aktif Enerji (Imp)	10
12	R	U32	End. Reaktif Enerji (Imp.)	10
14	R	U32	Cap. Reaktif Enerji (Imp.)	10

16	R	U32	Aktif Enerji (Exp)	10
18	R	U32	End. Reaktif Enerji (Exp.)	10
20	R	U32	Cap. Reaktif Enerji (Exp.)	10

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Ferudun GÖKCEGÖZ

Doğum Tarihi ve Yeri : 30.06.1987, İstanbul

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : fgokcegoz@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Müh.	Yıldız Teknik Üniversitesi	2019
Lisans	Elk. Elektronik Müh.	Sakarya Üniversitesi	2010
Lise	Fen Bilimleri	Mecidiyeköy Lisesi	2005

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2019 – (devam)	Are Mühendislik	Arge Müh.
2018 - 2019	Elartek Mühendislik ve Kont. Sist.	Kurucu Ortak
2017 - 2018	Antcom Enerji İzleme Sist.	Kurucu Ortak
2005 - 2017	Grup Arge Enerji ve Kontrol Sist.	Arge Müh.
2010 - 2014	Sisel Mühendislik ve Elektronik	Arge Müh.