

**T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**HARMONİK ÜRETEN YÜKLERİ TESPİT
EDEBİLEN CİHAZ TASARIM VE ANALİZİ**

**FİKRET YILMAZ
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GEBZE
2016**

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**HARMONİK ÜRETEN YÜKLERİ TESPİT
EDEBİLEN CİHAZ TASARIM VE ANALİZİ**

FİKRET YILMAZ
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
PROF. DR. M. HAKAN HOCAOĞLU

GEBZE
2016

T.R.
GEBZE TECHNICAL UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

**DESIGN AND ANALYSIS OF A DEVICE TO
FIND HARMONIC PRODUCERS**

FİKRET YILMAZ

**A THESIS SUBMITTED FOR THE DEGREE OF
MASTER OF SCIENCE
DEPARTMENT OF ELECTRONIC ENGINEERING**

THESIS SUPERVISOR
PROF. DR. M. HAKAN HOCAOĞLU

GEBZE

2016



YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 27.06.2016 tarih ve 2016/43 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 27.09.2016 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Fikret YILMAZ'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Prof. Dr. Mehmet Hakan HOCAOĞLU

ÜYE

: Yrd. Doç. Dr. Tuba GÖZEL

ÜYE

: Yrd. Doç. Dr. Mehmet Fatih NUROĞLU

ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
...../...../..... tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

Akım ve gerilim karakteristikleri sinüzoidal olamayan, harmonikli akım çeken güç elektroniği temelli yüklerin kullanımının artması ile birlikte elektrik şebekesindeki güç kalitesi düşmektedir. Güç elemanlarının üzerinden geçen akımdaki harmoniğin artması ile birlikte güç kayıpları artmakta ve elemanların ömürleri kısalmaktadır. Bu dezavantajın ortadan kaldırılması ve güç kalitesinin artırılması için harmonik üreten yük kullanıcılarının harcadıkları enerji bedelinin daha yüksek fiyatlandırılması veya söz konusu kullanıcıların cezalandırılması düşüncesi harmonik bozulma kaynaklarının tespit edilmesi için teşvik edici temel unsur olmuştur. Literatürde harmonik kaynağını tespit için çeşitli metot/indisler geliştirilmiştir.

Bu tez çalışmasında, harmonik kaynaklarının tespiti için literatürde yaygın olarak bilenen tek noktadan (asen kron) ölçümlere dayanan metot/indisler incelenmiş. Harmonik kaynaklarını belirleyecek cihazın ihtiyacı olan yetenekler belirlenerek donanım ve yazılım tasarımları yapılmıştır. Daha önce üniversite laboratuvarında kurulan deney düzenekleri ile alınan ölçüm sonuçları ile gerçekleştirilen cihazın aldığı sonuçlar karşılaştırılarak doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Harmonik, Harmonik Bozulma, Harmonik Kaynağı Tespiti, Gömülü Sistem.

SUMMARY

Usage of power electronics based devices of those voltage and current characteristics are non-sinusoidal, is dramatically increased in the last of decades. This development causes an increase on harmonic pollution, and as a result power quality of the electrical systems get worsen. Power losses increase and network elements lifetime become shorter because of that poor power quality. The ideas “higher pricing of energy consumption which creates harmonics” or “possible sanctions against the consumers who cause high harmonic generating loads” to become more popular in order power quality and reduce power losses. Therefore, methods/indices have been developed in order to detect harmonic sources.

In this study a device that measures, calculates harmonic levels and identifies harmonic source via single point asynchronous methods is designed and tested. The test results and analysis is presented in the thesis.

Keywords: Harmonic, Harmonic Pollution, Harmonic Source Finding, Embedded System.

TEŞEKKÜR

Başta, yüksek lisans eğitimimde ve akademik hayatımda desteğini ve yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyip bilgisi ile bu çalışmanın oluşmasının yolunu açan danışmanım Prof. Dr. M.Hakan HOCAOĞLU'na,

Bütün çalışmam boyunca yanımda olan, bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan değerli hocam Doc. Dr. Murat Erhan BALCI'ya ve arkadaşlarım Onur ÖZTÜRK ile Ahmet KÖKSOY'a,

Çalışmalarım süresince göstermiş olduğu desteklerinden dolayı sevgili eşim Serpil YILMAZ'a, kızım Öykü YILMAZ'a ve abim Selçuk YILMAZ'a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım sırasında destekleri ile sürekli yanımda olan Müdürümüz Metin KAHRAMAN'a ve Tüm Elektronik Mühendislik firmasına teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xii
TABLolar DİZİNİ	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	2
1.2. Tezin İçeriği	3
2. HARMONİK KAYNAĞI TESPİT METOT/İNDİSLERİ	5
2.1. Kaynak-Yük Kalite (KYK) İndisi	5
2.2. Harmonik Global (HG) İndisi	6
2.3. Uygun Akım (UA) İndisi	7
2.4. Lineer Akım (LA) İndisi	8
2.5. Kaydırılmış İletkenlik Gücü (DSC) Metodu	10
2.6. Değerlendirme ve Deneysel Sonuçlar	11
3. DONANIM	13
3.1. Gerçeklenen ilk Tasarım	13
3.2. Örnekleme Hızı	14
3.3. Harmoniklerin Hesaplanması	15
3.3.1. Harmonikler	15
3.3.1. Harmoniklerin Hesaplanması	16
3.4. Metod/İndislerin İşlem Yükleri	17
3.5. Akım Ölçümü	23
3.5. Gerilim Ölçümü	26
3.6. Ölçümlerin Kalibrasyonu ve Testi	28
3.7. İşlemci	31
3.7.1. STM32F429 Özellikleri	32

3.7.2. ASD Yapısı	34
3.7.3. İşlem Gücü FFT dönüşüm kütüphanesi	36
3.8. Baskılı Devre (PCB) Tasarımı	36
3.9. Sonuç	40
4. YAZILIM VE GELİŞTİRME ORTAMI	41
4.1 ARM Geliştirme Ortamı	41
4.1.1. Yazılım Geliştirme Ortamı	42
4.1.2. Debug İşleminde Değişken Değerlerini Okuma	44
4.2. Yazılım Yapısı	45
4.3. Analog Sayısal Dönüştürücü (ASD) Birimi	45
4.4. Döngüsel Hafıza Kullanımı	47
4.5. Lcd Arabirimi	49
4.5.1. Ekran Arabirim Kodları	50
4.6. Harmoniklerin FFT İle Hesaplanması	56
4.7. Metot/ İndislerinin Hesaplanması	60
4.8. Sonuç	61
5. DENEY SONUÇLARI	62
5.1. Harmonik Kaynağı Tespit Sistemi	62
5.2. Şebeke Ölçüm Sonuçları	63
5.3. Metot/İndislerin Hesaplama Sonuçları	64
6. SONUÇLAR VE İLERİKİ ÇALIŞMALAR	66
KAYNAKÇA	68
ÖZGEÇMİŞ	71
EKLER	72
Diğer Ekler (CD)	

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler ve Kısaltmalar</u>	<u>Açıklamalar</u>
N	: Hesaplamalarda kullanılan harmonik sayısı.
ω_1, ω_n	: Temel frekansın ve harmoniklerin açısal hızı.
n	: Harmonik numarası.
V_0, I_0	: Gerilim ve akım DA. bileşeninin etkin değeri.
$V_1, V_{1+}, V_n, V_{m,1}$: Temel harmonik gerilimi, temel harmonik pozitif sıra gerilimi ve n. harmonik gerilimi, m iletkeninden geçen temel harmonik gerilimi.
$I_1, I_{1+}, I_n, I_{m,1}$: Temel harmonik akımı, temel harmonik pozitif sıra akımı ve n. harmonik akımı, m iletkeninden geçen temel harmonik akımı.
P, P_1, P_{1+}	: Ortalama, temel harmonik, temel harmonik pozitif sıra güçleri.
P_k, P_n	: k. veya n. harmonik aktif gücünü ifade eder.
$\theta_1, \theta_{1+}, \theta_n, \theta_{m,1}$: Temel harmonik pozitif sıra gerilim açısı, n. harmonik gerilim açısı ve m iletkeninden geçen temel harmonik gerilim açısı.
$\delta_1, \delta_{1+}, \delta_n, \delta_{m,1}$: Temel harmonik Temel harmonik pozitif sıra akım açısı, n. harmonik akım açısı ve m iletkeninden geçen temel harmonik akım açısı.
$I_{lk}, I_{sk}, I_{lk_m}, I_{sk_m}$: HG indisinde tanımlı toplam akımın parçaları, m iletkeninden geçen akımı.
$m = a, b, c$: Çok fazlı ifadelerde A, B ve C iletkenlerini gösterir.
$Z_n, Z_{m,n}$: UA indisindeki n.harmonik yük empedansı ve m iletkenin yük empedansı.
$i_{co}(t), i_{nco}(t), i_m(t), i_{co,m}(t)$: UA indisindeki toplam akımların parçaları ve m iletkenin akım parçaları.
R	: Temel harmonik direnci.
X_n	: n. harmonik indüktif reaktansı.
$ Z_n $: n. harmonik eşdeğer empedansının genliği.
Θ_n	: n. harmonik eşdeğer empedansının açısı.
I_{nl}	: UA akım indisinde tanımlı lineer olmayan akım.

G_n, G_e	: DSC indisinde tanımlı iletkenlik tanımları.
I_{sc}	: DSC indisinde tanımlı kaydırılmış iletkenlik akımı.
V_{rms}	: Gerilim etkin değeri.
$U_{m,n}$: DSC indisinde tanımlı gerilimle aynı fazda n. harmonik hat akımları sebebiyle m iletkeninden çekilen güç.
C_0	: Şebeke sinyalindeki DC bileşen
C_n	: Harmonik seviyesi
φ_1	: Harmonik açısı
F_1, F_s	: Elektrik şebekesi temel frekansı ve örnekleme frekansı.
AC	: Alternatif akım.
ASD	: Analog Sayısal dönüştürücü.
DC	: Doğru akım.
DFT	: Ayrık fourier dönüşümü.
DSC	: Kaydırılmış iletkenlik gücü metodu.
ESD	: Elektrostatik deşarj.
FFT	: Hızlı fourier dönüşümü.
HG	: Harmonik global indisi.
KYK	: Kaynak-yük kalite indisi.
LA	: Lineer akım indisi.
OPAMP	: İşlemsel kuvvetlendirici.
PCB	: Baskılı Devre.
THD	: Toplam harmonik bozulma.
THDi	: Toplam akım harmonik bozulması.
THDv	: Toplam gerilim harmonik bozulması.
THKA	: Taşınabilir Harmonik Kaynağı Analizörü.
UA	: Uygun akım indisi.

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Şekil No:</u>	<u>Sayfa</u>
3.1: Çalışmalarda gerçekleştirilen ilk tasarım.	14
3.2: 50Hz temel harmonik ile 3. ve 5. harmoniklerin toplamı.	16
3.3: Fark sinyallerini ölçebilen ASD'lerin akım ölçüm devresi.	24
3.4: Tek yönlü sinyalleri ölçebilen ASD'lerin akım ölçüm devresi.	24
3.5: OPAMP ile çıkış akımı yükseltilmiş akım ölçüm devresi.	25
3.6: Şebekeye seri bağlanmış dirençler ile faz ve nötür voltajlarının gerilim bölücü ile ASD'ye uygulanması.	26
3.7: 3 fazın yıldız şeklinde bağlanarak orta noktası referans seviyesi olarak belirlenmiş devre.	27
3.8: Besleme voltajının orta noktasını (zahiri toprak) oluşturan devre.	28
3.9: Örnek giriş ve çıkış grafikleri.	29
3.10: STM32F429 Discovey geliştirme kiti.	33
3.11: Gerilim kanallarının PCB çizimi.	38
3.12: Akım kanallarının PCB çizimi.	38
3.13: Montajı tamamlanmış THKA devresi.	40
4.1: Keil geliştirme ortamı.	42
4.2: Yazılım debug ekranı.	43
4.3: Değişken değerlerini dosyaya yazan program kodu.	44
4.4: Bir analog kanal için yazılmış pseudo kod.	45
4.5: ASD birimi ile şebekeden örneklerin alındığı kodlar.	47
4.6: Döngüsel hafızanın çalışma şekli.	48
4.7: Kullanıcı arabirimindeki butonlar.	51
4.8: Bir butonun ekrana çizen kodlar.	51
4.9: Dokunmatik alanları oluşturan fonksiyon kullanımı.	51
4.10: Kullanıcının dokunduğu butonun işleyen kod.	52
4.11: Ölçümlerin zaman uzayındaki görüntüsünü ekrana çizen kod.	53
4.12: Kullanıcı arabiriminin zaman uzayı görünümü.	53
4.13: Ölçümlerin frekans uzayında ki görüntüsünü ekrana çizen kod.	54
4.14: Kullanıcı arabirimi frekans uzayı görünümü.	54

4.15:	Kullanıcı arabirimi harmoniklerin sayısal görünümü.	55
4.16:	Kullanıcı arabirimi metot/indislerin sonuçları.	55
4.17:	Ekranın grafik alanını temizleme rutinleri.	56
4.18:	Karmaşık FFT dönüşüm ayarlarını tutan S değişkeni hazırlama fonksiyonu.	56
4.19:	FFT dönüşüm fonksiyonu.	57
4.20:	Karmaşık sayıları kutupsal forma dönüştüren fonksiyonlar	57
4.21:	ASD'den alınan verilerin FFT dönüşümüne hazırlanması.	58
4.22:	Faz 1 gerilim kanalı için FFT ve kutupsal form dönüşümü.	59
4.23:	Sıfır geçiş noktasını yakalama kodları.	59
4.24:	Harmonik kaynağı tespit metot/indislerin hesaplama rutinleri.	60
5.1:	AAK ile rezistif yük deney düzeneği	63
5.2:	THKA deney düzeneği.	64

TABLolar DİZİNİ

<u>Tablo No:</u>	<u>Sayfa</u>
2.1: Harmonik Kaynağı tespit metot/indislerinin deneysel sonuçları.	12
3.1: DFT ve FFT işlem yükleri, formül olarak.	17
3.2: Dönüşümdeki örnek sayısına göre DFT ve FFT işlem yükleri.	17
3.3: KYK indisinin işlem yükü.	18
3.4: HG indisinin işlem yükü.	19
3.5: UA indisinin işlem yükü.	20
3.6: LA indisinin işlem yükü.	21
3.7: DSC metodunun işlem yükü.	22
3.8: THKA üzerinde hesaplanan metot/indislerin karşılaştırılmalı işlem yükleri.	22
3.9: Doğrusallık testin sonuçları.	30
3.10: Kalibrasyon katsayıları.	30
3.11: STM32F429 işlemcisinin özellikleri.	32
3.12: Projede kullanılan analog girişler.	35
3.13: ARM işlemcilerde FFT işlem süresi.	36
4.1: Program butonları.	42
4.2: Ekrandaki butonları görevleri.	49
4.3: Butonların grafiksel görünümü.	50
4.4: Dokunmatik alanları oluşturan fonksiyon parametreleri.	52
4.5: Fonksiyon parametreleri.	57
4.6: FFT dönüşüm fonksiyon parametreleri.	57
4.7: Karmaşık sayıların genlik ve açılarını hesaplayan fonksiyon parametreleri.	58
4.8: Metot/indis rutinlerine gelen harmonik bilgisinin formatı.	60
5.1: Şebeke verileri ölçüm sonuçları.	64
5.2: Harmonik kaynağı tespit metot/indislerin hesaplama doğruluğu.	65

1. GİRİŞ

Elektrik şebekesinde tüketilen gücün içindeki oranları artmakta olan gerilim ve akım karakteristikleri doğrusal olmayan güç elektroniği temelli yükler güç sistemlerindeki akım ve gerilim harmonik kirliliğinin de artmasına sebep olmaktadır [1], [2]. Bu kirliliğin en önemli etkisi tüketici ve servis sağlayıcısına ait elemanlarda kayıpların artması ve söz konusu elemanların ömürlerinin kısalmasıdır. Görülen bu olumsuzluklar harmonik üreten kaynakların kullanımını azaltarak enerji kalitesini yükseltmek için teşvik edici unsur olmaktadır. Bu şekilde gerilim ve akım karakteristikleri doğrusal olmayan, harmonikli güç tüketen yükleri kullanan tüketicilerin enerji fiyatlarının düzenlenmesi veya cezalandırılması fikri ortaya çıkmıştır. Bu amaç doğrultusunda bilim enstitüleri ve uluslararası mühendislik organizasyonları konu ile ilgili çeşitli kılavuz ve standartlar hazırlamıştır [3]-[9]. Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Enstitüsünün (IEEE) hazırladığı standartta std 519-1992 [3]'de Ortak Bağlantı Noktası (PCC) için tavsiye niteliğindeki Toplam Harmonik Kirlilik (THD) sınır değerleri verilmiştir. Bu sınır değerlerinin yanında, standart kirlilik seviyesinin ölçülmesine yönelik indislerin hesaplama yöntemleri ve kirliliğin kontrol edilmesine ilişkin uygulama notları da içermektedir. Bunun yanında Uluslararası Elektroteknik Komisyonunun (IEC) harmonik bozulma miktarı, ölçüm yöntemleri ve güç kalitesine ilişkin standartlar ise IEC std. 61000-4-7 [4] ve 61000-4-30'dur [5]. Ayrıca şebekeye bağlı yüklerin ürettikleri akım harmonik seviyeleri yük tiplerine göre IEC std. 61000-3-2 [6], 61000-3-4 [7] ve 61000-3-6 [8] standartları ile sınırlandırılmıştır. Ortak bağlantı noktasındaki gerilim dalga şekli ve kirlilik için sınır değerleri Avrupa normlarına göre hazırlanan EN 50160 [9] "Genel elektrik şebekeleri tarafından sağlanan elektriğin gerilim karakteristikleri" standardında verilmiştir.

Elektrik şebekesindeki harmonik kirlilik konusunda yayımlanan tüm bu standartlar iletim ve dağıtım sistemi ve tüketici cihazlarının uyması gereken sınır değerlerini vermektedir. Verilen ölçüm teknikleri, hesaplama yöntemleri, alınması gerekli tedbirler ve sınır değerleri dağıtım sistemindeki maksimum bozulmayı veya cihazların üretebilecekleri maksimum harmonik seviyesini belirlemektedir. Ne yazık ki belirlenen bu standartlarda, harmonik üreticilerinin tespiti ve harmonik sorumluluğunu paylaşırma konusundan herhangi bir metot/indis verilmemiştir. Henüz standartlara geçilmemiş olmasına rağmen literatürde harmonik üreten yüklerin tespiti

ve harmonik kirliliğindeki sorumlulukları ölçen birçok metot/indis önerilmiş ve analizleri yapılarak yukarıdaki standartlar desteklenmiştir [10] - [18].

Harmonik üreten yüklerin tespiti ve harmonik kirlilikteki paylarını belirlemek için önerilen metot/indisler, çok noktadan eş zamanlı (senkron) ve tek noktadan (asenkron) ölçümlere dayanan metot/indisler şeklinde iki gruba ayrılabilir [19], [20]. Bu metot/indislerin ölçüm doğruluklarını ve kullanım kolaylarını karşılaştırdığımız zaman çok noktadan eş zamanlı ölçüm yöntemlerini kullanan metot/indislerin ürettikleri sonuçlar daha başarılı fakat alınacak verilerin eş zamanlı olması, farklı ölçüm noktalarından verilen toplanması için oluşan haberleşme yükleri nedeni ile uygulama maliyeti daha yüksektir ve uygulanmaları da zahmetlidir.

Bu çalışmada, daha önce laboratuvar ortamında testleri yapılan tek noktalı eş zamanlı olmayan ölçüm yöntemlerine dayanan harmonik kaynağı tespit metot/indisleri, gömülü sistemler ile gerçekleştirerek analizleri yapılmıştır.

1.1. Tezin Amacı

Enerji verimliliği ve kalitesi açısından, dağıtım sistemindeki harmonik kaynaklarına yönelik yerel tedbirlerin alınması önem arz etmektedir. Yapısı bilinmeyen yüklerin, ölçümler ile harmonik kaynağı olup olmadığı Toplam Akım Harmonik Bozulma (THDi) indisine benzer bir indis ile tespit edilmesi gerekir. Ancak harmonik kaynağını belirlenmesinde THDi yetersiz kalmaktadır [16], [22]. Bu çalışmada yukarıda belirtilen sebeplerden dolayı, literatürde yaygın olarak bilinen tek noktadan ölçüm yöntemlerine dayanan metot/indisler kullanılarak dağıtım sistemlerinde harmonik kaynağı tespiti için Taşınabilir Harmonik Kaynağı Analizörü (THKA) tasarlanmış ve analizleri yapılmıştır. Çalışmada kullanılan metot/indisler sırası ile Kaynak-Yük Kalite (KYK) [10], Harmonik Global (HG) [11], Uygun Akım (UA) [13], Lineer Akım (LA) [14] indisleri ve Kaydırılmış İletkenlik Gücü (DSC) [16]-[18] temelli metottur. Yapılan ölçümlerin ve hesaplamaların sonucunda kullanıcıya elektrik sinyallerinin zaman uzayı ve frekans uzayı grafikleri, tek harmoniklerinden ilk 15'in sayısal değerleri ve harmonik kaynağı tespit metot/indislerinin anlık sonuçları verilmiştir. Gerçekleştirilen tasarımla harmonik kaynağının tek noktalı ölçümler ile tespiti için laboratuvar dışında da çalışmalar yapılabilecek donanım geliştirilmiştir. Cihaz üzerinde farklı metot/indisler eş zamanlı

olarak hesaplanarak aynı veriler ile farklı yöntemler üzerinde karşılaştırma yapma imkânı tanımıştır. Ayrıca dağıtım sisteminde yaygın olarak kullanılacak harmonik sorumluluğu paylaşılacak cihaz tasarımına bir adım daha yaklaşmıştır.

Elektrik şebekesine bağlı harmonik üreten yük sayısı her an değişmektedir. Buna karşın tez çalışmalarında geliştirilen THKA şebekenin anlık değerlerini ele alınması bu tez çalışmasını en önemli kısıdır. Ayrıca hesaplamalarda kullanılan harmonik seviyelerinin ölçüm ve hesaplama doğrulukları test kuruluşları yerine referans cihazlar ile karşılaştırılarak yapılmıştır. Diğer bir kısıt ise şebeke ölçümlerinde periyot kayıplarının oluşmaması için kullanıcı arabiriminde gösterilen bilgilerin kapatılması gerekmektedir.

1.2. Tezin İçeriği

Tezin ilk bölümünde harmonik kaynaklarını tek noktalı eş zamanlı olmayan ölçümlere dayanan metot/indisler ile hesaplayan cihazın tasarımı ve analizlerini içermektedir.

İkinci bölümde cihazın içermesi planlanan metot/indisler teorik olarak incelenmiştir. Ayrıca bu metot/indislerin doğruluklarını gerçek ölçümler yaparak istatistiksel sonuçlarını ortaya koyan kaynak çalışmalar incelenerek THKA tasarım yapısı için fikir alınmıştır.

Üçüncü bölümde cihazın gerçekleşmesi için ihtiyaç duyulan işlemci ve donanım özellikleri incelenmiştir. Bölüm, tez çalışmalarında gerçekleştirilen ilk tasarım ile başlamaktadır. İkinci olarak, yapılacak hesaplamalar için şebekenin sayısala çevirme hızının ne olması gerektiği hesaplanmıştır. Zaman uzayındaki ölçümleri frekans uzayına çevirmek ve hesaplamaları yapılacak metot/indisler için gerekli işlem gücünün hesaplanması ile devam etmektedir. Sonrasında elektrik şebekesindeki akım ve gerilim ölçümleri vardır. İşlemci seçimi bir sonraki ve en önemli çalışmadır. Son olarak tüm elektronik elemanları bir arada tutan Baskılı Devrenin (PCB) tasarımındaki dikkat edilecek hususlardan söz edilmiştir.

Dördüncü bölümde yazılım çalışmalarından söz edilmiştir. İlk olarak geliştirme ortamı ve bize getirdikleri yeni özelliklerden söz edilmiştir. İkinci olarak ADC katmanından ve verileri saklayan döngüsel hafızanın kullanımı açıklanmıştır.

Sonrasında oluşturulan kullanıcı arabiriminden söz edilmiştir. Son olarak da yapılan hesaplamaların kısa kodları ve kullanımları açıklanmıştır.

Beřinci bölümde THKA'nın doğruluğunu ölçmek için yapılan testler ve test sonuçları mevcuttur.

Altıncı bölümde karşılaşılan zorluklar ve bunları aşmak için ileride yapılacaklardan söz edilmiştir.



2. HARMONİK KAYNAĞI TESPİT METOT/İNDİSLERİ

Bu bölümde harmonik kaynaklarının tespiti için tasarlanan THKA çalışmasında yer alan metot/indisler uygulamasına ilişkin bilgiler yer almaktadır. Tek noktadan eş zamanlı olmayan ölçüm yöntemlerine dayanan metot/indisler sırası ile Kaynak-Yük Kalite (KYK) [10], Harmonik Global (HG) [11], Uygun Akım (UA) [13], Lineer Akım (LA) [14] indisleri ve Kaydırılmış İletkenlik Gücü (DSC) [16]-[18] temelli metottur. Son olarak bu çalışmada bulunan metot/indislerin sonuçlarını istatistiksel olarak test etmek için laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiş deney sonuçlarının bulunduğu çalışma incelenmiştir.

2.1. Kaynak-Yük Kalite (KYK) İndisi

KYK indisi, harmoniklerin aktif güç akış yönünü dikkate alan bir indistir [10]. Söz konusu indiste her harmonik numarası için aktif güç hesaplanarak, çıkan sonucun işaretine bakılmaktadır. Aktif güç negatif ise o harmonik numarasındaki bozulma kaynağı yüküdür, güç pozitif ise bozulma kaynak tarafından gelmektedir.

$$v(t) = V_0 + \sum_n \sqrt{2} V_n \sin(\omega_n t + \theta_n) \quad (2.1)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_n \sqrt{2} I_n \sin(\omega_n t + \delta_n) \quad (2.2)$$

Şebeke sinyalleri Denklem (2.1) ve (2.2) biçiminde ifade edildiği durumda aktif (P) ve temel harmonik aktif (P1) güçleri cinsinden Denklem (2.3) ve (2.4)'te ki gibi hesaplanmaktadır. KYK indisi ise Denklem (2.5)'teki gibi hesaplanmakta.

$$P = \sum_n V_n I_n \cos(\theta_n - \delta_n) \quad (2.3)$$

$$P_1 = V_1 I_1 \cos(\theta_1 - \delta_1) \quad (2.4)$$

$$KYK = P/P_1 \quad (2.5)$$

KYK indisi 1'den küçük değerde baskın harmonik kaynağı yük olup aksi durumda kaynağı tarafıdır. Üç fazlı sistemde hesap yapılırken aktif güç, fazlardan çekilen aktif güçlerin aritmetik toplamıdır. Bununla birlikte temel harmonik aktif gücü yerine Denklem (2.6)'da verilen temel harmonik pozitif sıra aktif gücü dikkate alınmıştır.

$$P_{1+} = 3V_{1+}I_{1+} \cos(\theta_{1+} - \delta_{1+}) \quad (2.6)$$

2.2. Harmonik Global (HG) İndisi

HG, harmoniklerin aktif güç akış yönünü dikkate alarak hesaplanan diğer bir indistir [11], [12]. HG indisi aktif güç yönleri negatif ve pozitif olan harmoniklerin akımları yük akımı (I_{lk}) ve kaynak akımı (I_{sk}) olarak ikiye ayırmıştır. İkiye ayrılan akımların hesaplama şekilleri Denklem (2.7) ve (2.8)'de verilmiştir. HG indisi I_{lk} ve I_{sk} akımların etkin değerlerinin oranı olarak hesaplanması Denklem (2.9)'de gösterilmiştir.

$$I_{lk} = \begin{cases} 0 & \text{eğer } P_k \geq 0 \\ I_k & \text{eğer } P_k < 0 \end{cases} \quad k = 0, 2..n \quad (2.7)$$

$$I_{sk} = \begin{cases} 0 & \text{eğer } P_k \leq 0 \\ I_k & \text{eğer } P_k > 0 \end{cases} \quad k = 0, 2..n \quad (2.8)$$

$$HG = \frac{\sqrt{\sum_{k=0}^N I_{lk}^2}}{\sqrt{\sum_{k=0}^N I_{sk}^2}} \quad (2.9)$$

HG indisinin büyümesi harmonik kaynağının yük tarafı olduğunu göstermektedir. Üç fazlı uygulamalarda P_k değeri, her bir harmonik için bütün fazlardan çekilen aktif güçlerin toplamı olarak hesaplanarak harmonik akımları I_{lk} ve I_{sk} olarak ayrılmaktadır. HG indisinin 3 fazlı sistemlerde hesaplanması Denklem (2.10)'da verilmiştir.

$$HG = \frac{\sqrt{\sum_{m=a,b,c} \sum_{k=0}^N I_{lk_m}^2}}{\sqrt{\sum_{m=a,b,c} \sum_{k=0}^N I_{sk_m}^2}} \quad (2.10)$$

2.3. Uygun Akım (UA) İndisi

Uygun akım indisinde de akım bilgisi iki parçaya ayrılmıştır. Bu indiste ayırma yöntemi aktif güç yönüne göre değildir. Akımlar uygun akım (conformity) ve uygun olmayan akım (non-conformity) olarak ayrılmıştır. Gerilim ile aynı grafiğe sahip akım uygun akım (UA) olarak tanımlanmıştır. Toplam akımdan uygun akımın çıkarılması ile oluşan akıma ise uygun olmayan akımı denmiştir. [13].

Yükün kullandığı akımın bir parçası olan uygun akım, tüm harmoniklerde gerilim ile aynı gürültüye sahip olan parçasıdır. Uygun akım, voltaj grafiğinin seviyesi ve faz farkının ayarlanmış şeklidir. Ayrıca tüm harmoniklerdeki aktif ve reaktif güçleri de aynı miktarda içerir. Buna göre temel harmonikte toplam akım ile uygun akım değerleri bir birine eşittir. Diğer harmoniklerdeki bozulma ise temel harmonikteki gerilim ve akım oranı kadardır [13]. Buna göre (2.1) ve (2.2)'de verilen anlık gerilim ve akım ifadeleri dikkate alınır;

$$Z_n = \frac{V_1}{I_1} \angle n(\theta_1 - \delta_1) \quad (2.11)$$

Denklem (2.11) hesaplanan n.harmonik yük empedansı Z_n üzerinden akan akım uygun akımdır:

$$i_{co}(t) = \sum_n \frac{I_1}{V_1} V_n \sin(\omega_n t + \theta_n + n(\delta_1 - \theta_1)) \quad (2.12)$$

Böylece uygun akımı denklem (2.12) ile hesaplayabiliriz. Geriye kalan akım uygun olmayan akımdır.

$$i_{nco}(t) = i(t) - i_{co}(t) \quad (2.13)$$

Uygun olmayan akım ise Denklem (2.13)'deki ifade gösterilmiş olur. Yükün harmonik bozulma sorumluluğunu gösteren UA indis ise uygun olmayan akım parçası ve toplam akım etkin değerleri ile Denklem (2.14)'teki gibi hesaplanmaktadır.

$$UA(\%) = \frac{I_{nco}}{I} 100 \quad (2.14)$$

Üç fazlı uygulamada z_n ve i_{nco} hesaplamaları Denklem (2.15) ve (2.16) te verilmiştir. UA indis değerinin hesaplanması yine Denklem (2.14)'te olduğu gibidir.

$$Z_{m,n} = \frac{V_{m,1}}{I_{m,1}} \angle n(\theta_{m,1} - \delta_{m,1}) \quad m = a, b, c \quad (2.15)$$

$$i_{nco}(t) = \sum_{m=a,b,c} i_m(t) - i_{co,m}(t) \quad (2.16)$$

2.4. Lineer Akım (LA) İndisi

Lineer Akım (LA) indisinde de akım doğrusal (lineer) ve doğrusal olmayan (lineer olmayan) olarak ikiye ayrılmıştır. Doğrusal eşdeğer empedansın çektiği akıma doğrusal toplam akımı oluşturan diğer akıma ise doğrusal olmayan akım denmiştir. [14]. Eşdeğer empedansın direnci Denklem (2.1) ve (2.2)'de verilen anlık gerilim ve akım ifadeleri dikkate alınarak, Denklem (2.17) ve (2.18)'de verildiği direnç ve n. harmonik indüktif reaktansı hesaplanmaktadır.

$$R = \frac{V_1}{I_1} \cos(\theta_1 - \delta_1) \quad (2.17)$$

$$X_n = n \frac{V_1}{I_1} \sin(\theta_1 - \delta_1) \quad (2.18)$$

Eşdeğer empedansın genliği ve açısı ise sırası ile Denklem (2.19) ve (2.20)'daki ifadeler ile hesaplanmaktadır.

$$|Z_n| = \sqrt{R^2 + X_n^2} \quad (2.19)$$

$$\Theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{X_n}{R}\right) \quad (2.20)$$

Yukarıdaki ifadeler ile yükün çektiği akımın doğrusal parçası Denklem (2.21) ile hesaplanmaktadır.

$$i_l(t) = \sum_n \frac{(\sqrt{2}V_n)}{|Z_n|} \sin(n\omega_1 t + \theta_n - \Theta_n) \quad (2.21)$$

Doğrusal olmayan akım ise toplam akımdan doğrusal akımın çıkarılması ile Denklem (2.22)'deki gibi bulunur.

$$i_{nl}(t) = i(t) - i_l(t) \quad (2.22)$$

Yükün harmonik bozulmadaki sorumluluğunu gösteren LA indisi, lineer olmayan akım parçasının ve toplam akımın etkin değerlerinin yüzde oranı biçiminde Denklem (2.23)'deki gibi ifade edilir.

$$LA(\%) = \frac{I_{nl}}{I} 100 \quad (2.23)$$

Üç fazlı uygulamada i_{nl} akımı ve bileşenleri direnç, n. harmonik indüktif reaktansı, eşdeğer empedansın genliği, eşdeğer empedansın açısı ve doğrusal akım değerleri her faz için ayrı ayrı hesaplanır. Denklem (2.24)'te gösterildiği gibi I_{nl} akımı 3 fazın i_{nl} akımların toplamından oluşur. LA indisinin hesaplanması ise Denklem (1.23)'deki tek fazlı denklem ile aynıdır.

$$i_{nl}(t) = \sum_{m=a,b,c} i_{nl,m}(t) \quad (2.24)$$

2.5. Kaydırılmış İletkenlik Gücü (DSC) Metodu

Bu metotta [16]-[18]'de önerilen güç ifadesinde yer alan Kaydırılmış İletkenlik Gücünün (DSC) ölçümü esas alınmıştır. Yük gerilimi ve akımı sırasıyla Denklem (2.1) ve (2.1)'teki gibi kabul edilirse fazın her bir harmonik numarasında çekilen aktif güç Denklem (2.25)'daki gibi ifade edilebilir.

$$P_n = V_n I_n \cos(\theta_n - \delta_n) \quad (2.25)$$

Denklem (2.25)'da verilen ifade kullanılarak n.harmonik dengeli iletkenlik değeri G_n Denklem (2.26)'deki gibi ifade edilebilir.

$$G_n = \frac{P_n}{V_n^2} \quad (2.26)$$

Eşdeğer iletkenlik değeri G_e ise Denklem (2.27) ile ifade edilebilir.

$$G_e = \frac{(\sum_n P_n)}{(\sum_n V_n^2)} \quad (2.27)$$

Kaydırılmış iletkenlik akımı ise eşdeğer iletkenlik, n.harmonik eşdeğer iletkenlik sonuçları ile n.harmonik gerilim seviyesi kullanılarak Denklem (2.28)'daki gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{sc} = \sqrt{\sum_n (G_n - G_e)^2 V_n^2} \quad (2.28)$$

Kaydırılmış İletkenlik Gücü, DSC Denklem (2.30)'deki ifadeden hesaplanmaktadır. İfadedeki V_{rms} , ölçüm yapılan fazın gerilim etkin değeridir ve Denklem (2.29)'da gösterilen ifade ile hesaplanmaktadır.

$$V_{rms} = \sqrt{V_n^2} \quad (2.29)$$

$$D_{sc} = I_{sc} V_{rms} \quad (2.30)$$

Bu metodun sorumluluk paylaşımı ile ilgili göstergesi, kaydırılmış iletkenlik gücünün görünür güce göre normalize edilmiş değeridir. Görünür güç, faza ait etkin gerilim ve akım değerleri kullanılarak, Denklem (2.31) ile hesaplanmaktadır.

$$S = VI \quad (2.31)$$

Üç fazlı uygulamalarda n.harmonik numarasının a, b, c fazlarından çekilen aktif güçleri Denklem (2.32) ile hesaplanmaktadır. Fazlar arasındaki gerilim dengesizliği ihmal edilerek tüketilen dengeli aktif güç Denklem (2.33) ile hesaplanmaktadır. Fazlar arası gerilim dengesizlikleri ihmal edildiğinden gerilim etkin değeri Denklem (2.34) ile hesaplanmaktadır. DSC değeri yine Denklem (2.30) ile hesaplanmaktadır.

$$U_{mn} = V_n I_{mn} \cos(\theta_{mn} - \delta_{mn}) \quad (2.32)$$

$$P_n = \frac{1}{3} (U_{a,n} + U_{b,n} + U_{c,n}) \quad (2.33)$$

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_n 3V_{1,n}^2} \quad (2.34)$$

2.6. Değerlendirme ve Deneysel Sonuçlar

Önceki yıllarda bölüm laboratuvarında, harmonik üreten yükleri tespiti için tek noktadan ölçüm yöntemi ile çalışan beş metod/indisin testler yapılmıştır. Yapılan testlerde, harmonik üretmeyen 2 ve harmonik üreten 4 farklı yük kullanarak test düzeneği hazırlanmış. Gerilim Toplam Harmonik Bozulma (THDv) değeri %2, %5 ve %8 olan 100 dalga formu gerilim kaynağı ile uygulanarak KYK, HG, UA, LA ve DSC metod/indislerinin sonuçları test edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre KYK indisinin THDv değerinden etkilenmekte ve harmonik üreten yükler karşısında hatalı sonuçlar üretebilmektedir. HG indisi, harmonik ürettiği bilinen AC'den AC'ye dönüştürücü ve direnç ile oluşturulmuş yüklerde hatalı sonuçlar vermektedir. UA ve LA indisleri,

AC-AC dönüştürücü ile oluşturulan yük ile harmonik üretmeyen kompanze edilmiş yük için aynı sonuçları üreterek harmonik kaynağını hatalı vermektedirler. DSC metodu ise deney düzeneğinde ki tüm yükleri doğru hesaplamıştır [22], [23]. Çalışmanın sonuçları Tablo 2.1’de özetlenmiştir.

Tablo 2.1: Harmonik Kaynağı tespit metot/indislerinin deneysel sonuçları.

Yük	KYK	HG	UA	LA	DSC
RL Yüğü	Doğru	Doğru	Doğru	Doğru	Doğru
Kompanze Edilmiş RL Yüğü	Doğru	Doğru	THD _v değerinden etkileniyor	THD _v değerinden etkileniyor	Doğru
AC-AC Dön. ile Beslenen R Yüğü	<u>Hatalı</u>	<u>Hatalı</u>	<u>Hatalı</u>	<u>Hatalı</u>	Doğru
A.A. Kıyıcı ile Beslenen R Yüğü	<u>Hatalı</u>	Doğru	Doğru	Doğru	Doğru
Kompakt Floresan Lamba Yüğü	<u>Hatalı</u>	Doğru	Doğru	Doğru	Doğru
Monitör	<u>Hatalı</u>	Doğru	Doğru	Doğru	Doğru

Bu sonuçlardan da anlaşılacağı gibi harmonik üreten yüklerin tespiti için geliştirilen yöntemlerin belli hataları olmasına rağmen hemen hepsi 6 adet test yükünden 5 adedini doğru sınıflandırmışlardır. Laboratuvar ortamındaki çalışmalarda metot ve indislerin uygulanabilirliklerini göstermiştir. Gerçek zamanlı ölçümler ile harmonik kirliliği yaratan yükleri bulacak THKA cihazının tasarımı adımına geçilmesi gerektiğini göstermiştir.

3. DONANIM

Bu bölümde, cihazın gerçekleşmesi için ihtiyaç duyulan işlemci gücü ve donanım özellikleri incelenmiştir. İlk olarak elektrik şebeke akım ve gerilim sinyallerini sayısalaya çevirme hızının ne olacağı belirlenmiştir. İkinci olarak zaman uzayındaki ölçümleri frekans uzayına çevirmek için kullanılan yöntem ve işlemci yükü incelenmiştir. Sonraki adım uygulamada kullanılacak metod/indisler için gerekli işlem gücü hesaplanmıştır. Bu bilgiler ile tasarım için gereken donanımların seçim parametreleri tamamlanmıştır. Elektrik şebekesindeki akım ve gerilim ölçüm devreleri ile tasarım aşamasına geçilmiştir. İşlemci seçimi bir sonraki ve en önemli çalışmadır. Bu çalışmalar sırasında işlemci değiştirilme zorunda kalınmış ve tasarım aşamaları yeniden yapılmıştır. Son olarak tüm elektronik elemanları bir arada tutan ve aralarındaki elektriksel bağlantıları sağlayan Baskılı Devre (PCB) yapısı incelenmiştir.

3.1. Gerçeklenen ilk Tasarım

Gerçekleştirilen ilk donanımda Renesas firmasının RX21A ailesi işlemcileri seçilmiştir. RX21A ailesi 3 fazlı elektrik şebekesini ölçmek için özel yapıda 7 kanallı analog giriş, düşük güç tüketimi ile 16 bitlik işlem gücü ve 50MHz çalışma hızı sunmaktadır. Fakat işlemcilerin piyasaya çıkışı birkaç defa ertelenince elektrik şebekesini ölçme donanımları dışında aynı özelliklere sahip aynı aileye mensup RX210 serisi kullanılmıştır.

Renesas firmasının programlama araçlarının fiyatları çok yüksek olduğu dolaylı donanım tasarımında Renesas firmasının test ürünleri tasarlamak için sattığı RPBRX210 geliştirme ortamı kullanılmıştır. Geliştirme kiti üzerinde işlemcinin çalışması için gerekli minimum donanım ve programlayıcı mevcuttur. Ölçüm ve kullanıcı arabirimi için ayrı bir donanım tasarlanmıştır. Ölçüm kanaları Şekil 3.4 ve Şekil 3.7'deki gibi tasarlanmıştır. Kullanıcı arabirimi olarak ise 3 buton ve 128 x 64 noktalı tek renk LCD ekran tercih edilmiştir. LCD'nin tek renk olmasının sebebi daha az enerji tüketmesi (ekran arka ışığı kapalı olarak üzerindeki yazıların okunmasından dolayı) ve daha az işlem gücü gerektirmesidir. Gerçekleştirilen tasarım Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1: Çalışmalarda gerçekleştirilen ilk tasarım.

THKA tarafından hesaplanacak olan metot/indislerin 50. harmoniğe kadar olan harmonik bilgisine ihtiyacı vardır. Bu nedenle tasarımda 64 noktalı FFT dönüşümü kullanılmıştır. Her kanal için saniyede 50Hz'lik temel şebeke frekansın 64 katı olan 3200 örnek alınmıştır. Toplam 6 kanal için gerekli hız 19200 Örnek/Saniye'dir. Bu bilgiler ile işlemcinin yeterli olacağına karar verilmiştir.

Yapılan çalışmada Analog Sayısal Dönüştürücünün (ASD) örnekleme hızının 50000 örnek/saniye olmasına rağmen kanalları arasında geçiş yapmasıyla birlikte örnekleme hızı yetersiz kalmıştır. Hesaplamalar için amaçlanan ölçüm anındaki tüm kanallardan eksiksiz olarak her periyodun metot/indisin değerlerini hesaplamaktır. İşlemcinin kütüphanelerinde FFT dönüşümü olmasına rağmen hesaplama biriminin içerisinde kayan nokta hesaplama donanımı olmamasından dolayı FFT dönüşümü şebeke hızına yetişememiştir. Tasarımda yapılan diğer bir hata ise, işlemcinin ASD bağlantılarının girişleri işlemsel kuvvetlendirici (OPAMP) ile akım kazancı sağlanmamasından kaynaklı ölçüm kanalları arasında etkileşim olmuştur.

3.2. Örnekleme Hızı

İkinci bölümde anlatılan metot ve indisleri hesaplamak için açılış değerleri ile birlikte gerilim ve akım harmonikleri hesaplanmalıdır. Ölçüm frekansı Eşitsizlik (3.1)'e göre hesaplanır.

$$F_s > F_1.n.2 \quad (3.1)$$

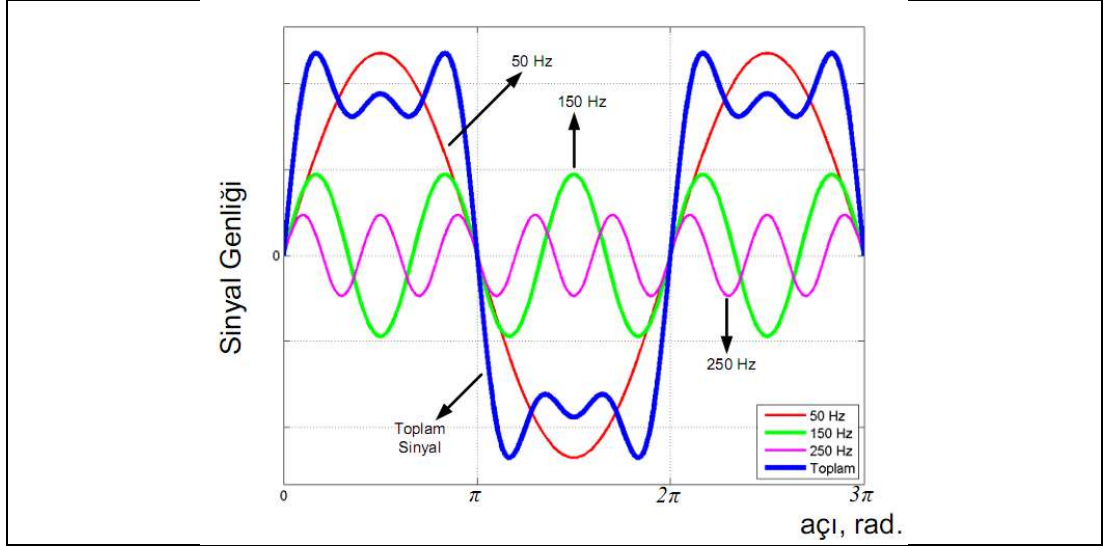
Ölçümü yapılacak şebekenin temel frekansı 50Hz'dir ve istenilen harmonik numarası tek fazlı hesaplamalar için 13 ve 3 fazlı hesaplamalar için 50'dir. Buna göre örnekleme frekansı (F_s) en az 2500Hz olmalıdır. Alınan örneklerin frekans dönüştürmek işleminde 256 noktalı FFT dönüşümü kullanıldığından dolayı bir kanalın örnekleme hızı, temel frekans olan 50Hz'in 256 katı olan 12800 örnek /saniye olarak belirlenmiştir. Ölçümler 3 faz akımı, 3 faz gerilimi ve nötr akımı olarak 7 ayrı kanaldan çok hızlı olarak peş peşe alınmıştır. 7 kanaldan alınan örnekleme hızı 12800.7 olarak hesaplanmış ve 89600 örnek/saniye olarak gerçekleşmesi öngörülmüştür. Kullanılan ASD tek kanallı olarak seçilmiştir. Kanallar arası geçişlerden kaynaklı ölçümlerin senkronizasyonun bozulmaması için gerekli ölçüm hızından en az 10 kat daha hızlı bir dönüştürücü kullanılmıştır.

3.3. Harmoniklerin Hesaplanması

3.3.1. Harmonikler

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) tarafından 1981 yılında yayımlanan IEEE Std. 519-1981 standardına göre, "Temel frekansın tam katı frekansa sahip bir periyodik dalganın veya büyüklüğün sinüs bileşeni harmonik olarak tanımlanır" [11]. Akım ve gerilim harmoniklerinin hesaplanması için IEC 61000-4-30 standardı, hesaplama yöntemlerini tanımlayan IEC 61000-4-7 standardında kaynak göstermektedir. IEC 61000-4-7'ye göre periyodik ve kararlı sinyallerin "Fourier Serileri" açılımında temel frekansın tam katlarından oluşan sinüs dalgalarının toplamı olarak Denklem (3.2) ile ifade edilebilir [12]: Şekil 3.2'de temel harmonik, 3. harmonik ve 5. harmonik sinyalleri ile toplam sinyalin çizimi verilmiştir.

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin\left(\frac{n}{N} \omega_1 + \varphi_1\right) \quad (3.2)$$



Şekil 3.2: 50Hz temel harmonik ile 3. ve 5. harmoniklerin toplamı.

3.3.1. Harmoniklerin Hesaplanması

Fiziksel dünyada yapılan ölçümler zaman uzayındadır. Öte yandan IEEE tarafından tanımlanan harmonikler frekans uzayındadır. Harmonikler ile işlem yapabilmek için zaman uzayında yapılan ölçümlerin frekans uzayına dönüştürülmeleri gereklidir. Zaman uzayından frekans uzayına dönüşüm için istatistiksel bir yöntem olan Fourier Transform (Fourier Dönüşümü) kullanılır. Fourier dönüşümü Denklem (3.3)'te gösterilmiştir. Dönüşümünün uygulanabilmesi için giriş kümesinin eksi sonsuzdan artı sonsuza uzanan elemanlar gerekmektedir. ASD ile ayırık hale getirilen analog sinyallerin dönüşümü için Denklem (3.4)'teki Ayırık Fourier Transform (DFT) kullanılmaktadır. DFT formülünde de giriş kümesinin eksi sonsuzdan artı sonsuza uzanan elemanlar ile hesaplanmaktadır.

$$F(k) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x).e^{-2\pi.i.k.x} dx \quad (3.3)$$

$$F(k) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n/T).e^{-2\pi.i.\frac{n}{T}.k} \quad (3.4)$$

Bilgisayarların gelişmesi ile birlikte ayırık Fourier dönüşüm işlemleri gerçek zamanlı olarak yapılmak istenmiştir. Bu nedenler ilk olarak DFT denklemindeki +/-∞

limitleri yerine sonlu sayıda başlangıç ve bitiş limiti getirilmiştir. İkinci değişikli ise algoritmada yapılmıştır. DFT’deki limitler 2^n olarak seçilir ise daha az işlem gücü gerektiren Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) algoritması geliştirilmiştir. FFT ve DFT algoritmalarının hesaplanacak nokta sayısına göre işlemci üzerindeki işlem yükleri

Tablo 3.1’de gösterilmiştir. Tablodaki işlem yükleri, formüldeki $e^{-2\pi.i.\frac{n}{T}.k}$ değerlerinin önceden hesaplanıp sabit bir dizeye girilmiş olarak kabul edilmektedir.

Tablo 3.1: DFT ve FFT işlem yükleri, formül olarak.

İşlem	Toplama Çıkarma	Çarpma ve Bölme	Kare Kök	Cos ve Sin
FFT	$K \log_2 K$	$\frac{K}{2} \log_2 K$	-	-
DFT	K^2	K^2	-	-

DFT ve FFT işlemleri için kullanılacak dizi uzunluğuna göre işlem zorlukları Tablo 3.2’de gösterilmiştir. Bu sonuçlar donanım seçimi aşamasında kullanılacaktır.

Tablo 3.2: Dönüşümdeki örnek sayısına göre DFT ve FFT işlem yükleri.

Dizi uzunluğu	FFT		DFT	
	Çarpma	Toplama	Çarpma	Toplama
64	192	384	4096	4096
128	448	896	16384	200704
256	1024	2048	65536	1048576
512	2304	4608	262144	5308416
1024	5120	10240	1048576	26214400

3.4. Metod/İndislerin İşlem Yükleri

Bir önceki bölümde verilen Kaynak-Yük Kalite (KYK) indisinin 3 fazlı sistemlere uygulanması için gerekli işlem gücü Tablo 3.3’te verilmiştir. İndisin hesaplanmasında kullanılan P_1 değişkeninin hesaplanması karmaşıktır fakat sadece bir

defa hesaplandığı için işlem yükü P değişkeninden azdır. Matematiksel ifadelerdeki h parametresi harmonik numarasını temsil etmektedir.

Tablo 3.3: KYK indisinin işlem yükü.

Parametre	Toplama	Çıkarma	Çarpma	Bölme	Karekök	Cos ve Sin	Matematiksel ifade
P	3		3				$\sum_m V_{m,0} \cdot I_{m,0} \quad m = a, b, c$
	$3(h-1)$		$3(h-1)$			$3(h-1)$	$\sum_h \sum_m V_{m,h} \cdot I_{m,h} \cdot \cos(\theta_{m,h} - \delta_{m,h})$ $m = a, b, c$
P_1	3		4			3	$V_{re,im,1} = \frac{1}{3}(V_{a,1} + aV_{b,1} + a^2V_{c,1})$
	3		4			3	$I_{re,im1} = \frac{1}{3}(I_{a,1} + aI_{b,1} + a^2I_{c,1})$
	1					2	$\Phi = \angle(V_{re}, V_{im}) - \angle(I_{re}, I_{im})$
			3			1	$P_1 = 3V_1I_1 \cos \Phi$
KYK			1				P/P_1
Toplam	$3h+6$		$3h+13$			$3h+5$	

Tablo 3.4: HG indisinin işlem yükü.

Parametre	Toplama	Çıkarma	Çarpma	Bölme	Karekök	Cos ve Sin	Matematiksel ifade
P_{h0}	3		3				$\sum_{a,b,c} V_{abc,0} \cdot I_{abc,0} \quad m = a, b, c$
P_h	6h		9h			6h	$\sum_h \sum_{a,b,c} V_{abc,h} \cdot I_{abc,h} \cdot \cos(\theta_{abc,h} + \delta_{abc,h}) \cdot \cos(\theta_{abc,h} - \delta_{abc,h})$ $m = a, b, c$
I_{lk}, I_{sk}	3h		3h				$\sum_h I_{abc,h}^2 \quad m = a, b, c$
HG			1		2		$\frac{\sqrt{I_{lk}}}{\sqrt{I_{sk}}}$
Toplam	9h+3		12h+4		2	6h	

Harmonik Global (HG) indisinin 3 fazlı sistemlere uygulanması için gerekli işlem gücü Tablo 3.4'te verilmiştir. HG indisinin hesaplanması I_{lk}, I_{sk} akımlarının etkin değerlerinin oranıdır ve işlem yükü oldukça azdır. Fakat tüm harmoniklerin akımlarının ait olduğu grubu bulmak için gerekli P_h değişkenini hesaplama maliyeti daha yüksektir. Matematiksel ifadelerdeki h parametresi harmonik numarasını temsil etmektedir.

Tablo 3.5: UA indisinin işlem yükü.

Parametre	Toplama	Çıkarma	Çarpma	Bölme	Karekök	Cos ve Sin	Matematiksel ifade
$Z_{m,n}$	3		3				$\frac{V_{m,1}}{I_{m,1}} \angle n(\theta_{m,1} - \delta_{m,1}) \quad m = a, b, c$
$i_{co}(t)$	9n		6n			3n	$\sum_{m,n} \frac{I_{m,1}}{V_{m,1}} V_{m,n} \sin(\omega_{m,n}t + \theta_{m,n} + n(\delta_{m,1} - \theta_{m,1}))$ $m = a, b, c$
	3n		9n				$\sum_{m,n} \frac{I_{m,1}}{V_{m,1}} V_{m,n} \sin(\omega_{m,n}t + \theta_{m,n} + n(\delta_{m,1} - \theta_{m,1}))$ $m = a, b, c$
$i_{nco}(t)$	3						$i_m(t) - i_{co,m}(t) \quad m = a, b, c$
UA(%)			1				$\frac{I_{nco}}{I}$
Toplam	12n+6		15n+4			3n	

Uygun Akım (UA) indisinin 3 fazlı sistemlere uygulanması için gerekli işlem gücü Tablo 3.5'te verilmiştir. Matematiksel ifadelerdeki n parametresi harmonik numarasını temsil etmektedir.

Tablo: 3.6 LA indisinin işlem yükü.

Parametre	Toplama	Çıkarma	Çarpma	Bölme	Karekök	Cos ve Sin	Matematiksel ifade
R	3		3			3	$\frac{V_{m,1}}{I_{m,1}} \cos(\theta_{m,1} - \delta_{m,1}) \quad m = a, b, c$
X_n	3n		9n			3n	$n \frac{V_{m,1}}{I_{m,1}} \sin(\theta_{m,1} - \delta_{m,1}) \quad m = a, b, c$
$ Z_n $	3n		6n		n		$\sqrt{R_m^2 + X_{m,n}^2} \quad m = a, b, c$
Θ_n			3n			3n	$\tan^{-1} \left(\frac{X_{m,n}}{R_m} \right) \quad m = a, b, c$
$i_l(t)$	12n		9n			3n	$\sum_{m,n} \frac{(\sqrt{2}V_n)}{ Z_{m,n} } \sin(n\omega_{1m,t} + \theta_{m,n} - \Theta_{m,n})$ $m = a, b, c$
$i_{nl}(t)$	3n						$i(t) - i_l(t) \quad m = a, b, c$
$i_{nl}(t)$	3n						$\sum_{m=a,b,c} i_{nl,m}(t) \quad m = a, b, c$
$LA(\%)$			2				$\frac{I_{nl}}{I} 100$
Toplam	24n+3		27n+5		n	9n+3	

Lineer Akım (LA) indisinin 3 fazlı sistemlere uygulanması için gerekli işlem gücü Tablo 3.6'da verilmiştir. Matematiksel ifadelerdeki n parametresi harmonik numarasını temsil etmektedir.

Kaydırılmış iletkenlik gücü (DSC) metodunun 3 fazlı sistemlere uygulanması için gerekli işlem gücü Tablo 3.7'de verilmiştir. Matematiksel ifadelerdeki n parametresi harmonik numarasını temsil etmektedir.

Tablo 3.7: DSC metodunun işlem yükü.

Parametre	Toplama	Çıkarma	Çarpma	Bölme	Karekök	Cos ve Sin	Matematiksel ifade
$U_{abc,n}$	3n		6n			3n	$V_{abc,n} I_{abc,n} \cos(\theta_{abc,n} - \delta_{abc,n})$
P_n	2n		n				$\frac{1}{3}(U_{a,n} + U_{b,n} + U_{c,n})$
G_n			2n				$\frac{P_n}{V_{1,n}^2}$
G_e			2n				$\frac{\sum_n P_n}{\sum_n V_n^2}$
I_{sc}	n		3		1		$\sqrt{\sum_n (G_n - G_e)^2 V_n^2}$
V_{rms}			n+1		1		$\sqrt{3V_{1,n}^2}$
DSC					1		$I_{sc} V_{rms}$
Toplam	6n		12n+4		3	3n	

Tablo 3.8’de THKA üzerinde çalışan 5 harmonik kaynağı tespit metot/indisinin karşılaştırılmalı işlem yükleri bulunmaktadır. DSC metodu ve KYK indisindedir. Tüm metot/indislerin hesaplanmasında kullanılan şebeke sinyalleri harmoniklerin frekans uzayındaki değerinin kutupsal gösterim şeklinde kullanılmıştır.

Tablo 3.8: THKA üzerinde hesaplanan metot/indislerin karşılaştırılmalı işlem yükleri.

Metot / indis	Toplama, Çıkarma	Çarpma, Bölme	Karakök	Cos,Sin
KYK	3h+6	3h+13		3h+5
HG	9h+3	12h+4	2	6h
UA	12h+6	15h+4		3h
LA	24h+3	27h+5	h	9h+3
DSC	6h	12h+4	3	3h

3.5. Akım Ölçümü

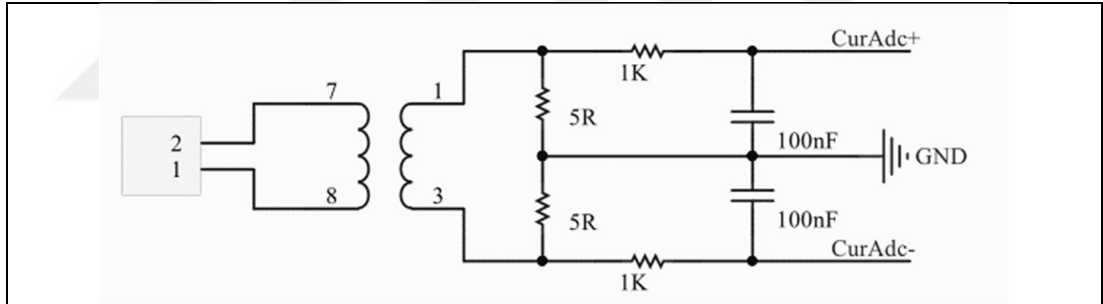
Herhangi bir iletken den geçen akım bilgisini sayısal bilgiye dönüştürmek mümkün değildir. Bunun yerine devreden geçen akım değerini ölçmek için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Uygulaması en ucuz olan yöntem devreye seri bağlanmış şönt (yük) dirençtir. Direnç üzerindeki gerilim ölçülerek ve bilinen direnç değerinden akım hesaplamaktır.

İkinci yöntem ise ölçüm noktasındaki akım değeri, şönt direnç için çok büyük veya gerilim seviyesi lojik devrelerin çalışma seviyesinden yüksek olduğunda kullanılan akım transformatörü yöntemidir. Bu yöntemde, ölçüm yapılacak hatta akım transformatörünün primer sargısı seri olarak bağlanır ve sekonder sargısına da ölçüm devresine bağlanır. Akım transformatörü üretimi sırasında belirlenen dönüşüm oranına sahiptir. Primer uçlarından geçen akımının dönüşüm oranı kadarlık bölümü sekonder uçlarında oluşmaktadır. Örneğin primer sargısından 1 Amper geçen ve dönüşüm oranı $1/100$ olan bir akım transformatörünün sekonder sargısında 10 miliamperlik akım oluşur. Bir önceki yöntemde olduğu gibi akımı ölçmek için, sekondere değeri bilinen bir direnç bağlanır ve direncin üzerinde oluşan gerilim okunur. Direnç değeri seçilirken analog sayısal çeviricinin maksimum giriş voltajı, akım transformatörünün maksimum çıkış voltajı ve ölçülmek istenen akım değerinin maksimum noktası bilgilerine dikkat edilmelidir.

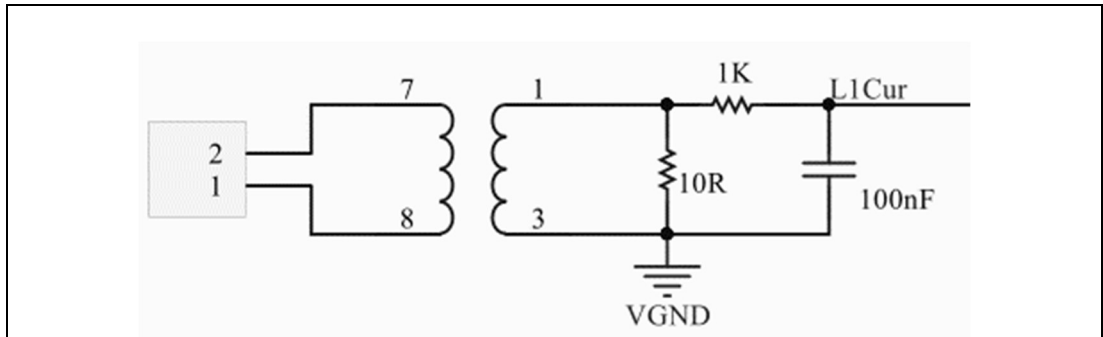
Diğer bir yöntem de iletken yüzeyin manyetik alan şiddetine göre gerilim üreten sensörler (Hall effect) kullanmaktır [24]. Akım geçen iletkenin ürettiği manyetik alanı algılayan ve bu manyetik alana göre gerilim üreten devredir. Sensörün fiziksel yapısı ve iletkene olan uzaklığına göre ölçülen manyetik alan değerinden iletkendeki akım hesaplanmaktadır. Bağlantı şekilleri akım transformatörlerine benzer. 10 Amper gibi değerleri ölçmek için akım geçen iletken kesilir ve sensörün akım giriş ve çıkış uçlarına seri bağlanır. Bu şekilde ölçülen manyetik alandan akımı hesaplamak için sadece sensörün fiziksel yapısından kaynaklı formül kullanılır. 60 Amper gibi daha yüksek akım değerlerinde ise sensör iletkenin üzerine monte edilmektedir. Bu gibi durumlarda ölçüm için kullanılan sensörün iletkene olan uzaklığı ve iletkenin yalıtkan malzemesi de hesaplara katılmaktadır. Sıcaklığa bağlı olarak ölçüm hataları %2'nin üzerine çıkmaktadır. Bu nedenle daha kaba ölçümlerde kullanılırlar.

Son olarak manyetik direnç (Magnetoresistance) kullanarak akım ölçülebilir. Bu yöntemde de iletkenin geçen akımın oluşturduğu manyetik alan şiddetine göre direnç değeri değişen bir malzeme kullanılmaktadır. Malzeme yapısından dolayı çalışma aralığı çok sınırlıdır. Bu nedenle uygulamada çok sık kullanılmazlar.

Bu uygulamada, elektrik şebekesi ölçüm uygulamalarında en çok kullanılan yöntem akım transformatörü kullanılmıştır. THKA'da olduğu gibi birden çok noktadan ölçüm alınıyorsa ASD bağlantı şekline göre iki farklı bağlantı şekli mevcuttur. İlk yöntem fark voltajıdır. Bu yöntemde ölçüm yapılacak her nokta için ayrı bir referans noktası verilmektedir. Şekil 3.3'te görüldüğü gibi akım transformatörüne yük olarak seri bağlanmış iki adet 5Ω 'luk direncin uçlarından ASD'ye iki uç gitmektedir. İki direncin orta noktasının GND ucuna bağlanmasının sebebi ise ölçülecek olan noktanın devrenin besleme geriliminin dışına çıkmamasını sağlamaktır. İkinci yöntem ise ölçüm yapılacak tüm noktalar tek bir referansa göre ölçülmesidir. Şekil 3.4'te gözüktüğü gibi akım trafosunun bir ucu ortak referans noktasına bağlanmıştır.



Şekil 3.3: Fark sinyallerini ölçebilen ASD'lerin akım ölçüm devresi.

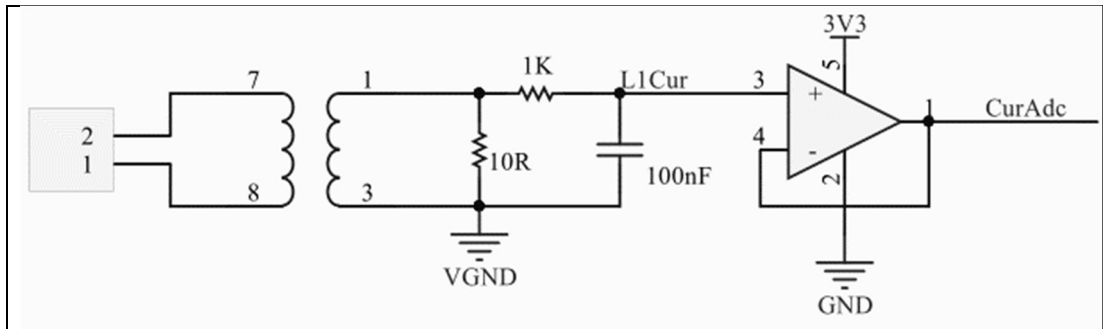


Şekil 3.4: Tek yönlü sinyalleri ölçebilen ASD'lerin akım ölçüm devresi.

ASD'lerim sonlu bir sayı olan dönüştürme hızlarından dolayı girişlerindeki sinyalin tüm noktalarını işleyemezler. Analog sinyallerdeki değişimler, örnek alma hızından fazla olduğu zaman çıkıştan alınan sayısal bilgidaki hata artmaktadır. Bu durumu engellemek için örnek alma hızlarından biraz daha yüksek bir kesim frekansına sahip alçak geçiren filtre kullanılmalıdır. Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te görülmekte olan devrelerdeki 1Kohm'luk direnç ve dirençlerden sonraki kapasiteler gürültüyü filtrelemek için eklenmişlerdir. Şekil 3.3 ve 3.4'te verilmiş olan filtreler en yaygın kullanılan alçak geçiren filtrelerdir. Filtrenin kesim frekansı Denklem (3.5) ile hesaplanır.

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.5)$$

Bu çalışmada da 1/1000 oranında 10Amper maksimum akım okuma değerine sahip akım transformatörü kullanılmıştır. Uygulama devresinde kullanılan analog sayısal dönüştürücü yapısından dolayı şekil 3.4'te gözüken akım ölçüm devresi kullanılmıştır. Tek kanallı ASD kullanıldığında filtre sonunda OPAMP kullanılarak akım kazancı sağlayan gerilim izleyici devresi kullanılmıştır. Opamın yapısından dolayı gerilim izleyici devresinin giriş empedansı yüksek ve çıkış empedansı düşüktür. Akım ölçüm devresinden OPAMP bias akımı kadar akım çekerek, çıkışından yüksek akım sağlayabilmektedir. Kanallar arası anahtarlama yapan ASD entegrelerinin giriş katındaki kapasitesi bu şekilde hızlı bir şekilde doldurulmaktadır. Şekil 3.5'te uygulamada kullanılan devre görülmektedir.



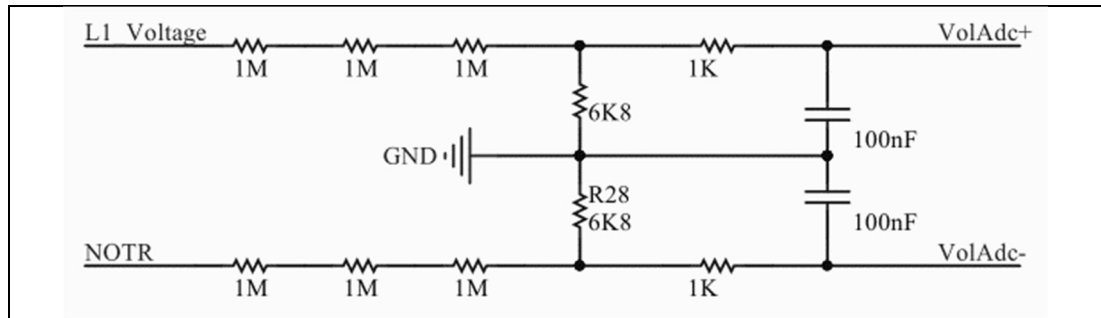
Şekil 3.5: OPAMP ile çıkış akımı yükseltilmiş akım ölçüm devresi.

3.5. Gerilim Ölçümü

Analog sayısal dönüştürücüler girişlerindeki gerilim seviyesini sayısal bilgi olarak vermektedirler. Ancak şebeke gerilimi sayısal entegrelerin çalışma seviyesinden çok yüksek olduğu için ölçüm devrelerinin sinyal uygunlaştırıcıya ihtiyacı vardır. Giriş voltajının düşürülmesi için iki temel yöntem vardır.

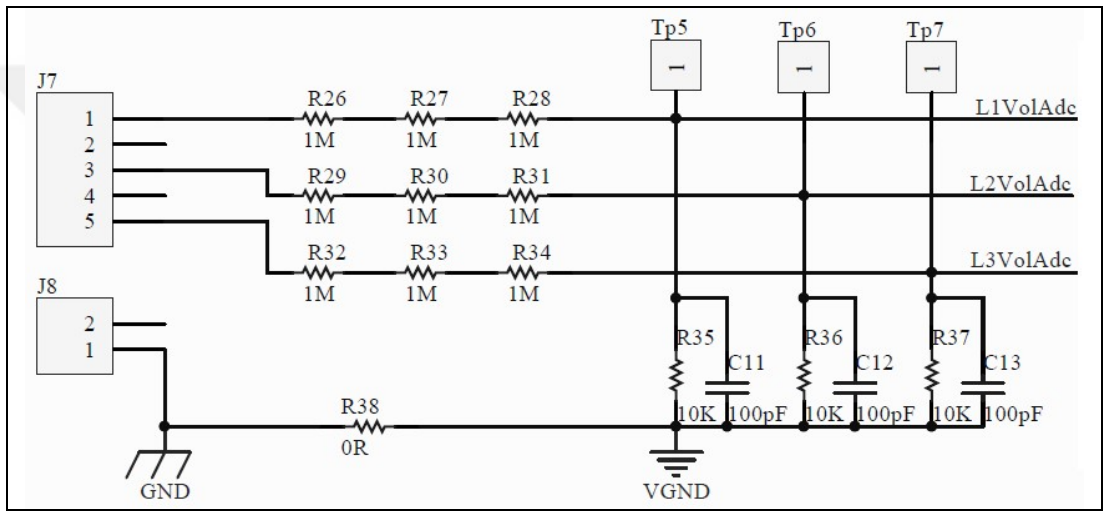
Düşük güçlü bir transformatörün şebekeye paralel bağlanması ilk yöntemdir. ASD entegre devrelerin yapısından dolayı tüm giriş ve çıkışlarında elektriksel olarak çizilmeyen kapasitörler vardır. Ayrıca alçak geçiren filtre devresinde bulunan kapasitede aynı devreye paralel bağlanmıştır. Transformatörden alınan voltaj doğrudan ASD uygulanırsa entegre devre üzerindeki kapasiteler en yüksek voltaj değerine şarj olur ve ölçümlerde hatalar oluşur. Bu hatayı engellemek için transformatör çıkışına transformatörün gücü kadar bir yük direnci bağlanmalıdır. Sistemde sürekli bir güç harcanması gerektiğinden ve uygulama maliyeti yüksek olduğunda ölçüm devrelerinde tercih edilmeyen bir yöntemdir.

İkinci ve şebeke ölçümlerinde yaygın olarak kullanılan yöntem ise direnç bölücü yöntemidir. Bu yöntemde şebeke geriliminin maksimum noktası analog sayısal dönüştürücülerin maksimum noktasını geçmeyecek oranlara sahip direnç bölücü devre kurulmalıdır. Kullanılan dirençlerin çalışma gerilim seviyeleri ölçülecek gerilim seviyesinden yüksek olmalıdır. Günümüzde kullanılan dirençlerin birçoğunun çalışma seviyesi şebeke gerilim seviyesinden düşüktür. Ek C’de yüzey montajlı dirençlerin bilgi sayfaları verilmiştir. Çalışma geriliminden daha büyük gerilimlerle çalışmak için dirençler seri bağlanır.



Şekil 3.6: Şebekeye seri bağlanmış dirençler ile faz ve nötür v voltajlarının gerilim bölücü ile ASD’ye uygulanması.

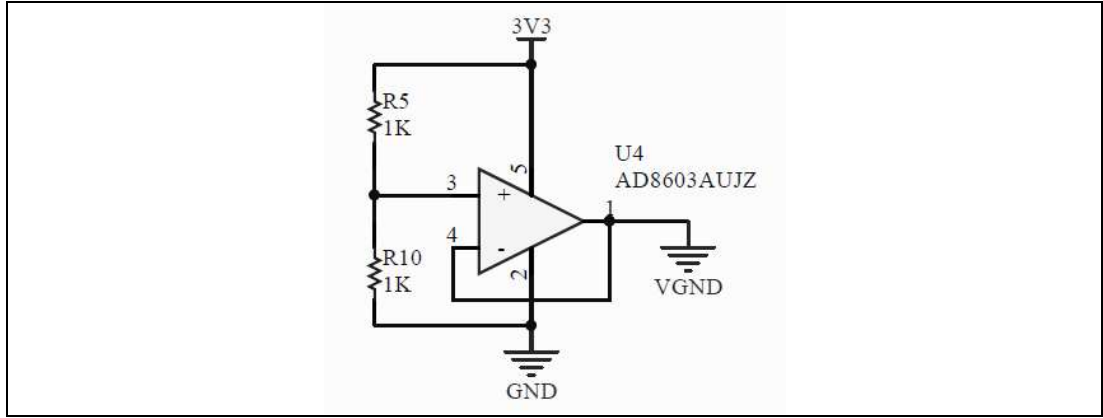
Birden çok noktadan ölçüm alınıyorsa ASD bağlantı şekline göre iki farklı bağlantı şekli mevcuttur. İlk yöntem fark voltajıdır. Bu yöntemde ölçüm yapılacak her nokta için ayrı bir referans noktası verilmektedir. Şekil 3.6'da görüldüğü gibi şebekeye seri bağlanmış dirençler ile faz ve nötr voltajları gerilim bölücünden ASD'nün fark gerilimi ölçebilen iki uç bağlanmaktadır. İki direnç bölücünün orta noktasının GND ucuna bağlanmasının sebebi ise fazların yıldız şeklinde bağlanarak sıfır referans noktası elde etmektir. Gerilim bölücündeki ikinci yöntem ise ölçüm yapılacak tüm noktalar tek bir referansa göre ölçülmektedirler. Şekil 3.7'de görüldüğü gibi tüm fazlar yıldız şeklinde bağlanarak orta noktası referans seviyesi olarak belirlenmiştir.



Şekil 3.7: 3 fazın yıldız şeklinde bağlanarak orta noktası referans seviyesi olarak belirlenmiş devre .

Sistemde kullanılan işlemcinin ASD girişleri 0V ile 3.3V (işlemci pozitif besleme gerilim seviyesi) arasındaki pozitif sinyalleri ölçebilmektedir. Şebekeden direnç bölücü ile alınan gerilimler ve akım transformatörüne bağlı yük direnci ile gerilime çevrilen sinyaller +/- 1.65V seviyesine ayarlanmıştır. Şebekeden alınan AC formdaki ASD ölçüm seviyesine düşürülmesi gerekmiştir. Dönüşüm için AC formdaki giriş sinyallerini DC gerilim seviyesi ile toplanarak dalgalı DC sinyal elde edilebilir. Her kanal için bir toplama işlemi yapmak yerine giriş sinyallerinin birleştiği noktayı DC 1.65V seviyesine getirilmiştir. Bu şekilde devre tasarımı basitleştirilmiştir. Şekil 3.8'de besleme voltajının orta noktasını oluşturan devre vardır. Devre çıkışı zahiri toprak olarak adlandırılmıştır. Tüm giriş sinyallerinin referans noktaları ve

toprak bağlantısı bu noktaya bağlanmıştır. Sayısal verilerin sıfır noktası hesaplama ile bulunmuştur.



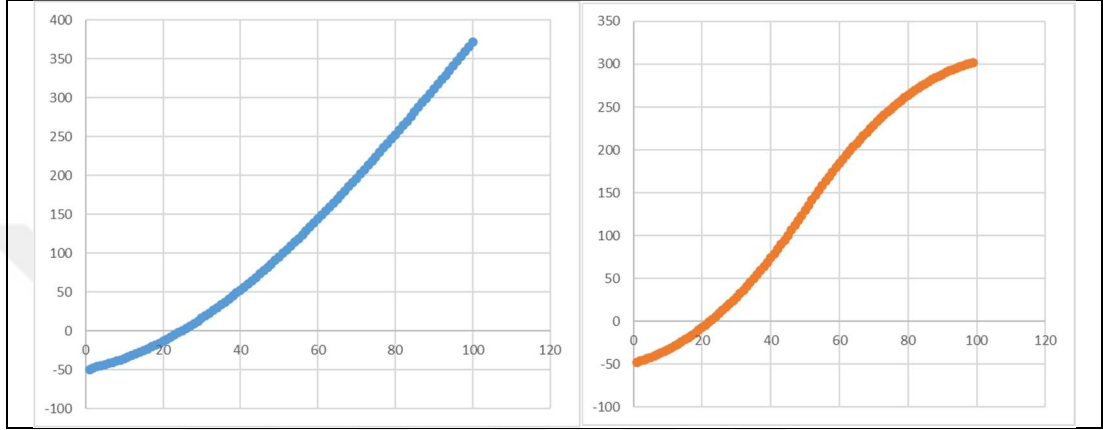
Şekil 3.8: Besleme voltajının orta noktasını (zahiri toprak) oluşturan devre.

3.6. Ölçümlerin Kalibrasyonu ve Testi

Analog sinyallerin işlendiği devrelerde, kullanılan malzeme toleranslarından kaynaklanan hatalar oluşmaktadır. Uygulama devresinde gerilim bölücü dirençler, akım transformatörü ve OPAMP'ların üretim toleransları bu hatalara neden olmaktadır. Kullanılan direnç ve akım transformatörlerinin toleransları %1'dir. OPAMP'ın toleransları ise ofset voltajı, bias akımı ve gürültü oranı olarak verilir. Uygulama devresinin hassasiyetini en büyük etken ofset voltajıdır. (Uygulamada kullanılan AD8603 OPAMP'ının ofset voltajı $50\mu V$, bias akımı $50pA$, Gürültü oranı $22 nV/\sqrt{Hz}$ 'dir [25]).

Ölçüm devrelerinde, malzeme toleransı kaynaklı bu hataları gidermenin iki yöntemi mevcuttur. İlk yöntem, hatanın liner olduğu kabul edilerek oluşan sıfır ve maksimum noktaların gerçek eğriye oturtulmasıdır. Bu yöntemde her dirence bir adet potansiyometre ve OPAMP'ın ofset girişlerine potansiyometre eklemektir. Eklenen potansiyometre çok turlu vidalı trimmer potansiyometre olursa sıfır noktasını ayarlamak çok daha kolay olacaktır. Bu mikro işlemcilerin gelişmediği dönemlerde en çok kullanılan yöntemdi. Günümüzde sadece analog malzemelerden oluşan sinyal dönüştürücülerinde kullanılmaktadır. Ayrıca malzeme toleranslarından daha hassas bir analog devre katmanı elde etmek için potansiyometreler kullanılabilirler. Direnç değerleri için %0.1 hassasiyetli malzemeler bulunabilmektedir. Daha hassas dirençler ise sadece özel değerler için üretilmektedirler.

İkinci ve uygulama devresinde kullanılan yöntem ise kalibrasyon işleminin matematiksel işlemler ile yapılmasıdır. Bu yöntem girişteki analog sinyal bilgisinin sayısal karşılığından oluşan giriş - çıkış eğrisi çizildiğinde, istenilen toleransa göre eğrinin doğru parçalarına uydurulmasından oluşmaktadır. Her doğru parçasının arasında kalan değerler ise doğru denkleminde türetilmiş olan interpolasyon yöntemi ile hesaplanmaktadır. Şekil 3.9’da örnek giriş ve çıkış grafikleri mevcuttur.



Şekil 3.9: Örnek giriş ve çıkış grafikleri.

Denklem (3.6)’da gözükten doğru denkleminde X giriş sinyanli ve Y’de çıkış olarak kabul edilirse, tek bilinmeyenli 1. derecene denklem elde etmiş oluruz. Denklem düzenlendiğinde Denklem (3.7) elde edilir. Burada X_1 değeri sıfır hatasını ve $\frac{Y_1 - Y_2}{X_1 - X_2}$ ise maksimum nokta (span) hatasını göstermektedir.

$$\frac{X - X_1}{X_1 - X_2} = \frac{Y - Y_1}{Y_1 - Y_2} \quad (3.6)$$

$$Y = (X - X_1) \frac{Y_1 - Y_2}{X_1 - X_2} + Y_1 \quad (3.7)$$

İnterpolasyon yöntemi, uygulanan nokta sayısına göre derecesi belirlenir. Bir çok uygulamada 2 noktalı kalibrasyon kullanır. İki noktalı kalibrasyonda Y_1 sayısı sıfır olduğundan dolayı formüle dâhil edilmeyebilir.

Geliştirilen uygulamada giriş sinyali pozitif ve negatif değerler aldığı için 3 noktalı kalibrasyon kullanılmıştır. Kalibrasyon noktaları negatif maksimum, sıfır ve

pozitif maksimumdur. Orta nokta sıfır noktasıdır Denkleme (3.7)'da ki X_1 değeri olarak kullanılır.

Kalibrasyon işleminde ilk işlem, giriş sinyalinin sıfır noktasından büyük veya küçük olduğunu bulmaktır. İkinci işlem ise bulunan yöndeki değerler ile Denklem (3.7)'nin hesaplanmasıdır.

Analog kanallarda yapılan doğrusallık testlerinin sonuçları Tablo 3.9'da verilmiştir.

Tablo 3.9: Doğrusallık testin sonuçları.

Giriş	Kalibre edilmiş Ölçüm	Yüzde Hata
0 Volt	0	%0
70 Volt	69	%0.5
110 Volt	109~110	%0.5
135 Volt	134~136	%0.5
220 Volt	218~222	%1
0 Amper	0	%0
1,05 Amper	1	%1
4 Amper	4	%0
5.1 Amper	5	%2

Testler sonunda oluşan kalibrasyon katsayıları Tablo 3.10'da verilmiştir. Kalibrasyon katsayılarının her devre için ayrı ayrı bulunması gerekmektedir.

Tablo 3.10: Kalibrasyon katsayıları.

Analog Kanal	Negatif maksimum	Sıfır	Pozitif Maksimum
Faz 1 Voltaj	910	2053	899
Faz 2 Voltaj	909	2050	900
Faz 3 Voltaj	905	2054	895
Nötür	100	2054	120
Faz 1 Akım	102	2049	115
Faz 2 Akım	105	2052	117
Faz 3 Akım	98	2051	119

3.7. İşlemci

Gömülü sistemler de donanım yapısını belirlemek için temel mühendislik bilgisi yeterlidir. Bundan sonraki bölümde gömülü sistem elemanları açıklanacaktır.

Gömülü sistemler, kapalı bir kutu olarak üretilmiş bilgisayar sistemleridir. Kullandığımız kişisel bilgisayarlardan farklı olarak çok daha az enerji kullanmakta ve işlem güçleri sınırlıdır. Düşük işlem gücü ile işlevlerini yerine getirebilmek için kişisel bilgisayarlardan farklı olarak özelleşmiş donanımları vardır. Bu çalışmada kullanılacak olan donanımlar sırası ile ASD, zamanlayıcı, sayıcı, doğrudan hafıza transferi, hesaplama ünitesi, ekran sürücü ve haberleşme kanallarıdır.

Üç fazlı elektrik şebekesini ölçmek için her fazın akım ve gerilim değerlerini okumak gerekmektedir. Tek kanallı ve mikro denetleyici dışında olan analog sayısal dönüştürücü entegreleri kullanılması durumunda işlemcinin tüm entegrelerin ölçüm zamanlarını ayarlaması ve ölçüm sonuçlarını toplaması gibi çok ciddi bir haberleşme bilgisi ortaya çıkacaktır. Bölüm 3.2 hesaplandığı gibi kanal başına 128000 örnek/saniye ile örnekleme yapıldığında oluşan haberleşme yükünün hesaplanması Denklem (3.8) ile hesaplanır. 1 ölçümün okunması için 1 byte okuma komutu ve 2 byte örneklemiş bilgi kabul edersek oluşacak haberleşme veri genişliğinin hesaplanması 268800 byte/saniye olarak bulunur.

$$\text{Haberleşme Yüğü} = \text{Örnek Sayısı} \cdot \text{kanal sayısı} \cdot \text{bayte sayısı} \quad (3.8)$$

Harici analog sayısal çevirici kullanmak haberleşme yükü getirecektir. Ayrıca entegreler arasında senkronizasyon problemleri çıkaracaktır. Bu iki problem ile karşılaşmamak için ASD birimi işlemci ile tümleşik olan çözümlerin kullanılmasına karar verilmiştir.

Günümüzde en yoğun kullanılan işlemcilerden ilki “Microchip” firmasına ait 8 bitlik işlemci ailesi olan PIC18X seridir. Endüstride en az “Microchip” kadar yaygın olan diğer bir üründe “Renesas” firmasının 16 bitlik işlemciler olan RX200 serisidir. Bunların yanında “Texas Instruments” firmasının işlemci ve DSP aileleri ile birlikte “Analog Devices” ve “Liner Tech” firmalarının analog sayısal çevirici çözümleri incelenmiştir.

Seçim kriterlerinden ilk baktığımız işlem gücü yüksek, tümleşik hızlı ASD ve hızlı hesaplamalar için donanımsal kayan nokta hesaplama biriminin olmasıdır. Tüm bu özellikler barındıran, yazılım kütüphanesi geniş ve ürün çeşitliliği fazla olan işlemciler ARM işlemcileridir. ARM işlemci aileleri en gelişmiş olan üreticiler ise NXP, ST, Ti, Nuvoton, Silicon Labs, Cypress ve Atmel firmalarıdır. Bu üreticileri değerlendirdikten sonra uygulamada ST firmasının STM32F429 serisi işlemci kullanılmaya karar verilmiştir.

3.7.1. STM32F429 Özellikleri

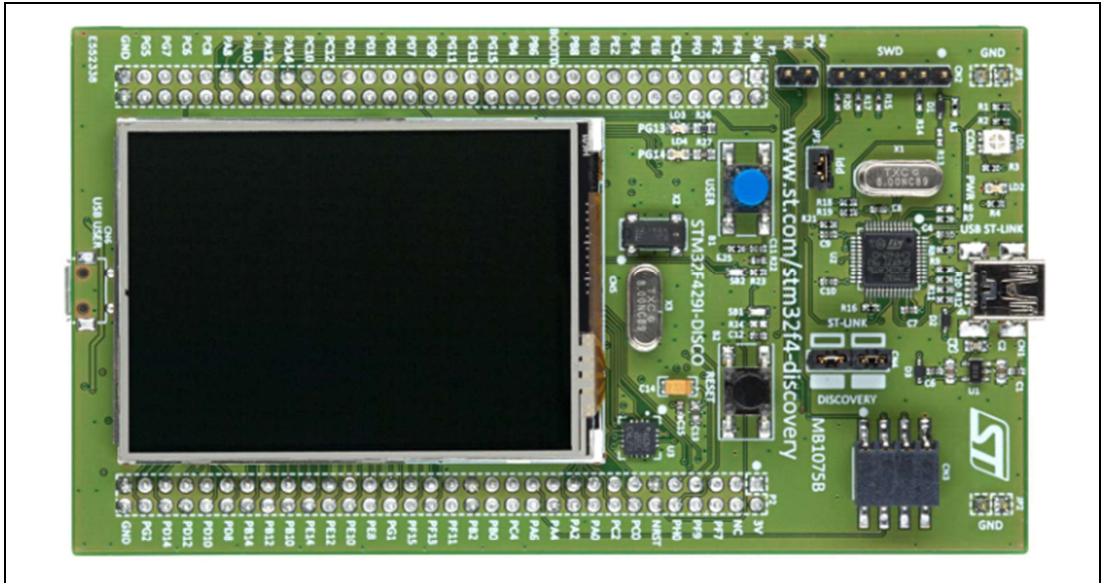
Seçilen işlemcinin sahip olduğu ARM mimarisi ilk olarak 1980 yıllara piyasaya çıkmıştır. [26] 1990 yıllarda taşınabilir cihazlarda kullanılmaya başlayan işlemcinin pazar payı giderek artmaktadır. Uygulamada kullanılan mimari ARM Cortex'tir. 2004 yılında ARM Cortex M3'ün çıkması ile gömülü sistemlerde de ARM mimarisi yaygınlaşmaya başlamıştır. Sonraki yıllarda M0, M1, M4 ve M7 işlemci çekirdek mimarilerini de eklenerek farklı seviyelerde ki işlem güçlerini içeren mimariler çıkarmıştır. Farklı üreticiler aynı mimariye sahip fakat farklı donanımlara sahip işlemciler üretmektedirler. Bu şekilde donanım seçenekleri diğer işlemci mimarilerine göre daha fazladır.

Projede için gerekli ihtiyaçları olan donanımlar ASD, zamanlayıcı / sayıcı, doğrudan hafıza transferi, hesaplama ünitesi, ekran sürücü ve haberleşme kanallarıdır [27]. İşlemci seçimindeki diğer özellikleri ise işlem gücü yüksek, tümleşik hızlı bir ASD ve hızlı hesaplamalar için donanımsal kayan nokta hesaplama biriminin olmasıdır. Seçilen işlemci tüm özellikleri karşılamaktadır. Tablo 3.11'de işlemi özellikleri verilmiştir.

Tablo 3.11: STM32F429 işlemcisinin özellikleri.

Başlık	Özellikleri
CPU yapısı:	ARM cortex M4
Clock Hızı:	180Mhz
İşlem hızlı:	225DMIPS
Matematiksel gücü:	Donanımsal kayan nokta hesaplayıcı
ASD	3x12bit 2.4MSPS ASD. 3'lü kullanım da 7.2MSPS hız ile örnekleme. Anahtarlama ile 16 kanal.
Ver transferi:	16 farklı DMA ile çalışabilme.
LCD:	800x600(SVGA) çözünürlüğe kadar donanım ile sürme.
Haberleşme:	4 x USART, 2 x CAN, 3 x I2C, 6 x SPI, USB 2.0, Ethernet MAC
Zamanlama	17 x Timer, 1 x RTC

Seçilen işlemci ile proje geliştirmek için St firması tarafından tasarlanan ve test ürünleri geliştirmek için satılan, SMT32F429ZIT6 işlemcisini içeren STM32F429 Discovery geliştirme kiti kullanılmıştır [28]. Şekil 3.10'da kitin resmi görülmektedir.



Şekil 3.10: STM32F429 Discovery geliştirme kiti.

STM32F429Discovery deneme üretim kitinin özellikleri:

- 144 pinli STM32F429ZIT6 işlemcisini (2Mbyte flash, 256Kbyte RAM ve 180Mhz'lik çalışma hızı)
- 2.4 inch boyunda, 320x240 çözünürlükte, renkli TFT ekran
- 64Mbit SDRAM,
- L3GD20 motion sensor ve gyroscope ,
- 2 led ve 1 buton ,
- Programlayıcı ve debugger içermektedir.

3.7.2. ASD Yapısı

Projede kullanılan işlemci de 3 adet successive approximation (SAR) yapıda ASD vardır. Toplam 16 analog giriş kanalı bulunmaktadır. Tek dönüşüm, sürekli dönüşüm ve tarama ve süreksiz dönüşüm çalışma şekillerine sahiptir. İşlemcinin hafıza transfer özelliği ile her dönüşüm, işlemci de zaman almadan başka bir donanıma aktarılabilir. ASD besleme gerilimi 2,4V ile 3,6V arasında analog sinyalleri dijitale çevirebilir [27].

ASD çevrim saat hızı işlemcinin saat hızının yarısı, dörtte bir, altıda biri veya sekizde biri hızlarında olabilir. ASD'lerin daha hızlı çalışması için çözünürlüğü de değiştirilebilmektedir. ASD örnek alma öncesinde, programcı tarafından ayarlanabilen 3 ila 20 saat çevrimi süresi kadar gecikme sinyali oluşturulabilmektedir. Gecikme süresinden sonra ASD girişindeki sinyal seviyesi dijitale dönüştürülür. Dijitale çevirme işlemi seçilen çözünürlüğe göre yapılır.

- 12 bit'lik çözünürlük: $3 + 12 = 15$ Analog saat çevirimi
- 10 bit'lik çözünürlük: $3 + 10 = 13$ Analog saat çevirimi
- 8 bit'lik çözünürlük: $3 + 8 = 11$ Analog saat çevirimi
- 6 bit'lik çözünürlük: $3 + 6 = 9$ Analog saat çevirimi

Analog ölçümlerin hassas olması için 12 bit'lik çözünürlük ve ölçüm öncesi 3 saat çevrimi bekleme süresi kullanıldı. Uygulamada, 12800Hz hız ile ölçüm

alındığında. 1 saniyede, 1 analog kanaldan alınan analog bilginin sayısal dönüştürülmesi için gerekli süre Denklem (3.8) ile hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} & \text{Analog Kanal Çevrim Süresi} \\ & = \frac{\text{Ölçüm Adedi} \cdot \text{Ölçüm Süresi} \cdot \text{ADS Saat Bölücü}}{\text{İşlemci Çalışma Hızı}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\text{Analog Kanal Çevrim Süresi} = \frac{12800 \cdot 15 \cdot 2}{180 \cdot 10^6} \quad (3.9)$$

Denklem (3.9)'da verilen veriler ile yapılan hesaplama sonucunda 1 analog kanala ait sinyallerin dijitale dönüştürülmesi 2133µsaniye/saniye olarak bulunur.

$$\text{Toplam Çevrim Süresi} = 1 \text{ Analog Kanal Çevrim Süresi} \cdot 7 \quad (3.10)$$

Projede kullanılan 7 kanalın toplam ölçüm süresi ise Denklem (3.10) ile bulunur. Toplam çevrim süresi de 14933 µsaniye olarak hesaplanır. Bu şekilde diğer işlemler için 985 milisaniyelik süre kalmaktadır.

Projedeki uygulamada 7 analog girişe ihtiyaç vardır. STM32F429Discovery ürününün üzerinde kullanılan işlemcinin 3 ADC ve 16 analog girişi bulunmasına rağmen tüm analog girişler başka donanımlar ile kullanılmaktadır. Bu nedenle geliştirme kiti üzerindeki ivmeölçer (U3) ve kullanıcı butonunu bağlantıları koparılmıştır. Tablo 3.12 Projede kullanılan analog girişler verilmiştir.

Tablo 3.12: Projede kullanılan analog girişler.

Ölçüm Fonksiyonu	İşlemci Portu
Faz 1 Voltaj	PA2
Faz 1 Akımı	PC1
Faz 2 Voltaj	PA5
Faz 2 Akımı	PC3
Faz 3 Voltaj	PA7
Faz 3 Akımı	PA1
Nötür Akımı	PA0

3.7.3. İşlem Gücü FFT dönüşüm kütüphanesi

Elektrik şebeke sinyallerinin ölçümleri zaman uzayındadır. Harmonik kaynağını bulan algoritmaları çalıştırmak için sinyallerin frekans uzayına dönüştürülmeleri gerekmektedir. Bu dönüşüm işlemi için oldukça büyük bir işlemci gücü gerekmektedir. Bu bölümde dönüşüm için gerekli işlem sayısı ve işlemci gücü incelenecektir.

Frekans uzayına dönüşüm FFT algoritması ile yapılmaktadır. ARM işlemciler için hazırlanmış ve üreticilerinde desteklediği kütüphaneler CMSIS tarafından geliştirilmektedir. ARM ailesi için yazılım geliştiren tüm derleyiciler CMSIS'i kullanmaktadır.

CMSIS kütüphanesi, ARM işlemcilere özel tasarlandığından oldukça hızlı çalışmaktadır. FFT işlemindeki çarpma ve karekök işlemleri tablolar ile yapılmaktadır. 168 Mhz ile alışna STM32F407işlemcisi için toplam işlem süresi Tablo 3.13'te verilmiştir [29].

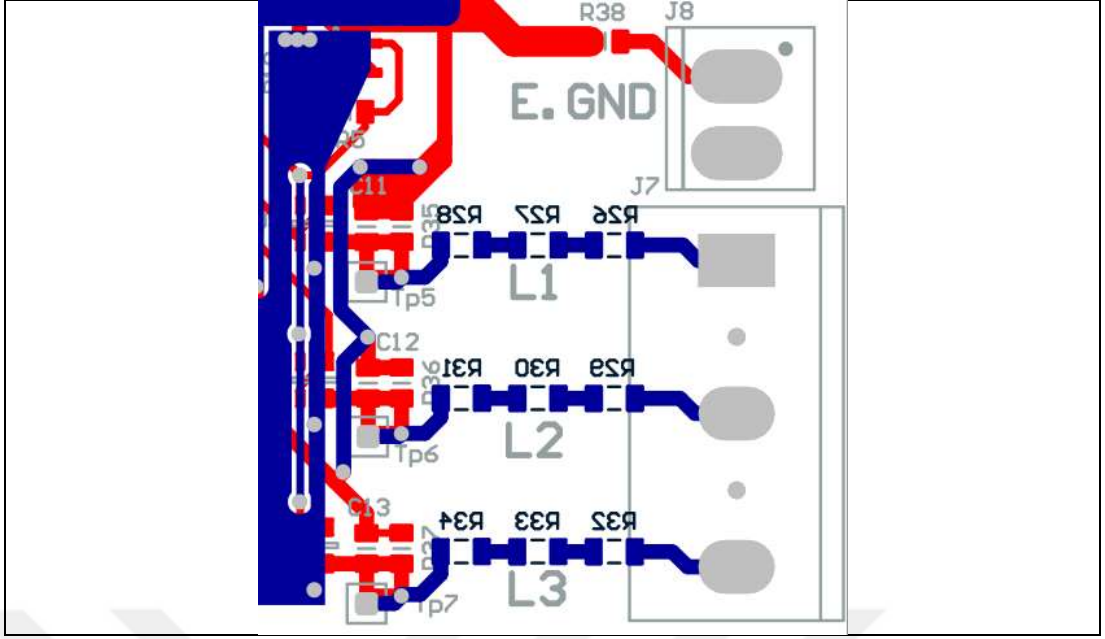
Tablo 3.13: ARM işlemcilerde FFT işlem süresi.

Fonksiyon ismi	N	Hesaplama Süresi (ms)
dft()	128	324.79
dftw()	128	3.3307
fft()	128	0.1448
Arm_cfft_f32()	128	0.0622

3.8. Baskılı Devre (PCB) Tasarımı

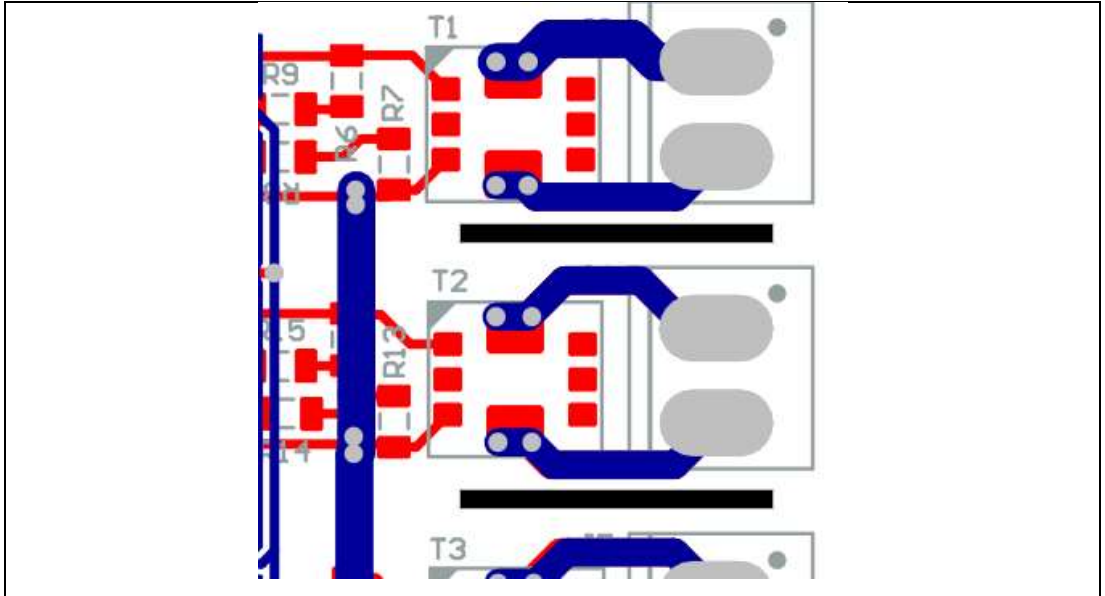
PCB tüm devre elemanlarını üzerinde bulunduran ve elemanlar arasındaki elektriksel bağlantıları sağlayan malzemedir. Her uygulama için özel olarak tasarlanmaktadır. PCB sistemin çalışmasını etkileyen en önemli bileşenlerdendir. Devre üzerinde kullanılan tüm elemanların, girişlerine uygulanan sinyal altındaki davranışları üreticilerinin bilgi sayfalarında bulunabilir, tasarımda bu bilgilere göre yapılır. PCB'nin taban malzemesi için bilgi sayfası ve tasarımlarda uyulması gereken kurallar vardır. Tasarlanan devrede ortaya çıkacak hataları ise sistem tasarımcısının bulması gerekmektedir.

Şebeke gerilim seviyesi gibi insan sağlığı için tehlikeli olabilecek gerilim seviyelerinde çalışan PCB’de en önemli bölüm güvenlidir. Ölçüm yapılacak şebeke gerilim seviyesi faz-faz arası 380VAC’dır. Bu nedenle yüksek gerilim seviyesinin bağlanılacağı bölümler ile düşük gerilim seviyesi ile çalışan elektronik donanımlar arasında gerekli mesafelerin bırakılması gerekmektedir. Uluslararası ICE standartlarından EN 61010-1 standardı uyulması gereken minimum mesafeleri vermektedir. Kullanılan FR4 PCB’nin ile 400V’luk gerilim bulunan iki iletken arasındaki mesafenin, kirlilik seviyesine göre 1mm, 4mm veya 6mm olması gerekmektedir. Uygulaması gerçekleştirilen devrenin kutusu olmadı için kirlilik seviyesi 2 olarak kabul edilip tasarım yapılmıştır. PCB malzemesinin katalog bilgileri, kirlilik seviyesi tanımları ve gerilimlere göre mesafelerin yer aldığı tablo Ek1’dedir. Ölçüm devresinde yüksek gerilim taşıyan tüm yollar arası mesafe en az 4mm olacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 3.11’de gerilim kanallarını PCB dizilimi görülmektedir. Kullanılan klemenslerin maksimum çalışma gerilimi 250VAC/VDC’dır. Yan yana iki terminale şebekedeki iki faz bağlanacağı için izolasyon seviyesi yetersizdir. Bunu aşmak için kullanılan her iki terminal arasına bir adet boş terminal bırakılmıştır. Bu şekilde 3 terminal yerine 5 terminalli bir klemens kullanılmıştır. Benzer bir durum yüzey montajlı dirençlerde de vardır. Dirençlerin maksimum çalışma gerilimi 200V’dir. Bu nedenler 3 adet direnç seri bağlanarak maksimum çalışma gerilimi 600V’a çıkarılmıştır. Bu durum referans gerilimi ile faz gerilimi arasındaki dayanımı 600V yapmıştır. Bunun üzerindeki değerlerde dirençlerin değeri değişeceğinden doğru ölçümler alınamayacaktır.



Şekil 3.11: Gerim kanallarının PCB çizimi.

Şekil 3.12’de akım kanallarının PCB dizilimi görülmektedir. Akım giriş ve çıkış terminalleri arasındaki mesafe oldukça azdır. Bunun nedeni akım giriş ve çıkış terminali arasındaki gerilim seviyesi, akım transformatör üzerine düşen gerilim kadardır. Bu değer 1V’nin altındadır, fakat fazlar arasındaki mesafe en az 4mm ve arada hava boşluğu ile tasarlanmıştır. Şekil 3.12’deki siyah kutucuklar hava boşlukları göstermektedir.

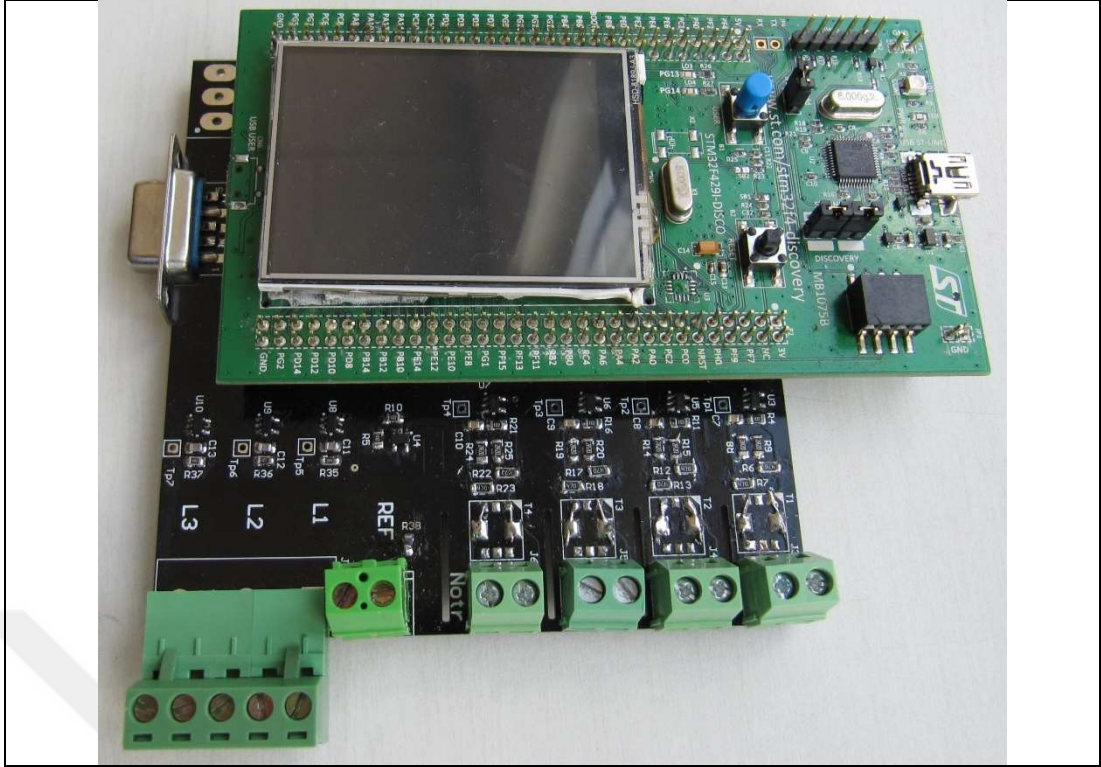


Şekil 3.12: Akım kanallarının PCB çizimi.

Ölçüm devrelerinin çalışmasını etkileyen en önemli bölüm, ölçümü yapılacak sinyallerin ASD ile olan bağlantılarıdır. Analog sinyalleri dijitale çeviren devreler, ölçüm tekniğinde olduğu gibi referans noktası ile çalışır. Ölçüm tekniğinden farklı olarak ölçüm devrelerine sıfır referans voltajı ve maksimum referans voltajı uygulanması gerekmektedir. Devre girişindeki analog sinyal ancak sıfır ile maksimum referans noktaları arasında ise ölçülebilir. Giriş gerilim seviyesi bu iki nokta arasında linear olarak yerleştirir. PCB tasarımında önemli noktalardan biri ise analog giriş noktasındaki referans gerilim seviyesi ile ASD entegresinin girişindeki referans gerilim seviyesinin aynı olmasıdır. Daha önceki ölçüm devresi tasarımlarından edinilen bilgilere göre devrenin uzak iki noktası arasında sıfır referans gerilimi 0.2V seviyesinde farklı olabilmektedir. Aynı şekilde sistemin gücünün %30'luk bölümünü kullanan bir devre elemanın sıfır voltaj seviyesi ile analog devre elemanın bağlantılarının ayrı ayrı ele almak gereklidir. Devreden yüksek güç tüketimi elemanlarının ayrılması gerektiği gibi yüksek frekansta değişken akım çeken yüklerin de ayrı ayrı değerlendirilmesi gerekmektedir. Geliştirilen sistemde dönüş akım yollarını ayırmıştır fakat sistem içerisinde tüketen güçler değişken değildir. En çok güç tüketen elemanlar sırası ile ekran arka ışığı, işlemci ve RAM hafızadır.

Devrenin tasarımında ASD referans voltajları ile AC sinyallerin ölçülmesi oluşturulan orta nokta referansı da yukarıda belirtilen hususlar dikkate alınarak tasarlanmıştır. Montajı tamamlanan THKA devresi Şekil 3.13'te gösterilmiştir.

Kullanımda en çok karşılaşılan problemlerden biride ESD'dir. ESD problemi ortamdaki elektrostatik yüklerin ölçüm devresi üzerinden deşarjı ile ortaya çıkan problemler olarak tanımlanabilir. Uygulama devresinde de ESD problemleri ile karşılaşmamak için devrede ferit ve yüksek değerlere sahip dirençler kullanılmıştır. ESD problemlerini test eden standart ise EN 61000-4-2 tür.



Şekil 3.13: Montajı tamamlanmış THKA devresi.

3.9. Sonuç

Bu bölümde tek noktadan eş zamanlı olmayan ölçüm yöntemleri kullanan THKA tasarımında gerekli olan donanım belirlenmiş ve devre tasarımları açıklanmıştır.

- Şebekeden akım ve gerilim ölçüm devrelerin yapısına,
- ASD'nün işlemci ile bütünleşik olması,
- İşlem yükünü karşılayacak işlemci seçimi,
- ARM M4 serisi işlemci kullanımı,
- Baskılı Devre (PCB) tasarımı.

Özellikleri belirlenmiştir.

4. YAZILIM VE GELİŞTİRME ORTAMI

Baskı devre tasarım ve üretim süreçlerinden sonra devre elemanlarının yerleştirilmesi ile yazılım süreci başlamıştır. ARM işlemcilerinin çekirdekleri ARM firması tarafından, işlemciler ise lisans almış üreticiler tarafından yapılmaktadır. İşlemci çeşitliliği en fazla olan ve geliştiricilere destek olan üreticiler NXP, ST, Ti, Silicon Labs ve Atmel firmalarıdır.

Yazılım geliştirmek için her üretici kendi çözümünü geliştirmektedir. Derleyici olarak ise evrensel C ve C++ derleyici olan GCC organizasyonunun hazırladığı (GNU) GCC-ARM isimli derleyici mevcuttur. Derleyici ile birlikte asıl önemli olan geliştirme ortamıdır. Her üretici kendine ait bir geliştirme ortamı sunmaya çalışmaktadır. Uygulama geliştirmek için kullanımın çok yaygın olmasından ve sahibinin ARM çekirdeklerinin geliştiren firmaya ait olmasından dolayı Keil uygulama geliştirme ortamı ve Keil derleyicisi kullanılmıştır. Keil uygulama geliştirme ortamı özel derleyici veya (GNU) GCC-ARM derleyicisi ile çalışabilmektedir. Aynı zamanda, uygulamada işlemcisi kullanılan ST firması da Keil ile birtakım anlaşmalar imzalamıştır. St markasına ait M0 işlemcileri için Keil geliştirme ortamı ücretsizdir.

Bu bölüm de yazılım çalışmalarından söz edilmiştir. İlk olarak geliştirme ortamı ve bize getirdikleri yeni özellikler den söz edilmiştir. İkinci olarak ADC katmanından ve verileri saklayan döngüsel hafızanın kullanımı açıklanmıştır. Sonrasında oluşturulan kullanıcı arabiriminden söz edilmiştir. Son olarak yapılan hesaplamaların kısa kodları ve kullanımları açıklanmıştır.

4.1 ARM Geliştirme Ortamı

Keil uygulama geliştirme ortamı ile proje oluşturma, derleme, debug(adım adım test) ve donanımlar için yazılım paketlerini içermektedir [30]. Geliştirme ortamının içerdiği bölümleri:

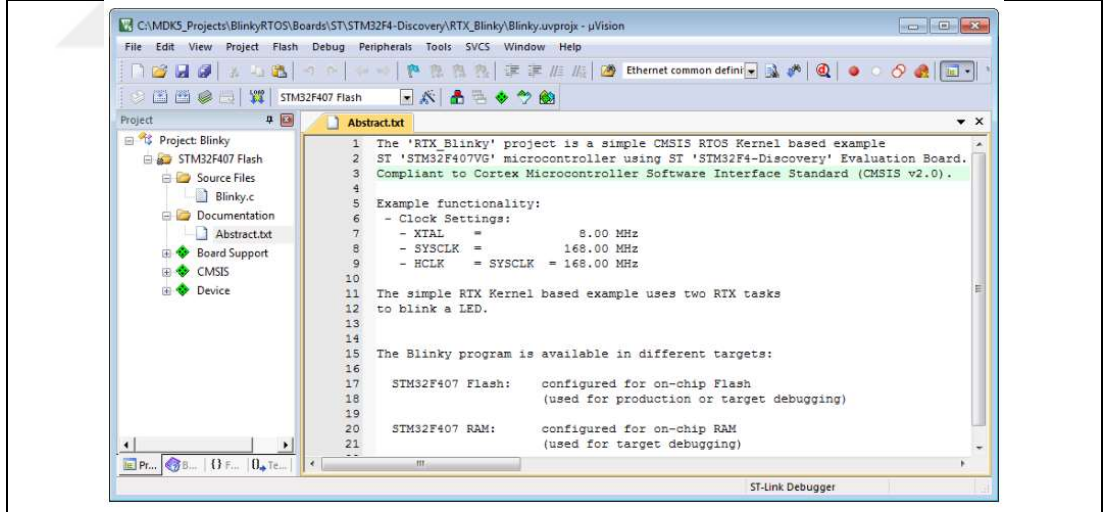
- Yazılım yazma ortamı.
- ARM derleyicisi
- Yazılım paket yöneticisi
- Debug (adım adım test)

Yazılım paketleri ise üç temel gruba ayrılmıştır. Yazılım paketleri:

- Donanım yazılım paketleri: Sistem başlangıcı, SPI, Ethernet, USB, Vb. donanım sürücülere
- CMSIS yazılım paketleri: CORE, DSP, RTOS
- MDK profesyonel yazılım paketleri: Network, USB Host/Device, Dosya sistemi, Grafik

4.1.1. Yazılım Geliştirme Ortamı





Keli geliştirme ortamı gömülü sistemler için tasarlandığından geliştirme ortamı sade ve kullanışlıdır. Keil geliştirme ortamı Şekil 4.1’de görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi bir proje birden çok dosyadan oluşmaktadır. Şeklin sol tarafında projedeki dosyalar, sağ tarafında ise yazılan kodlar görülmektedir. Yazılan her program önce derlenmeli sonrada işlemciye yüklenmelidir. Bu butonları Tablo 4.1’de verilmiştir.





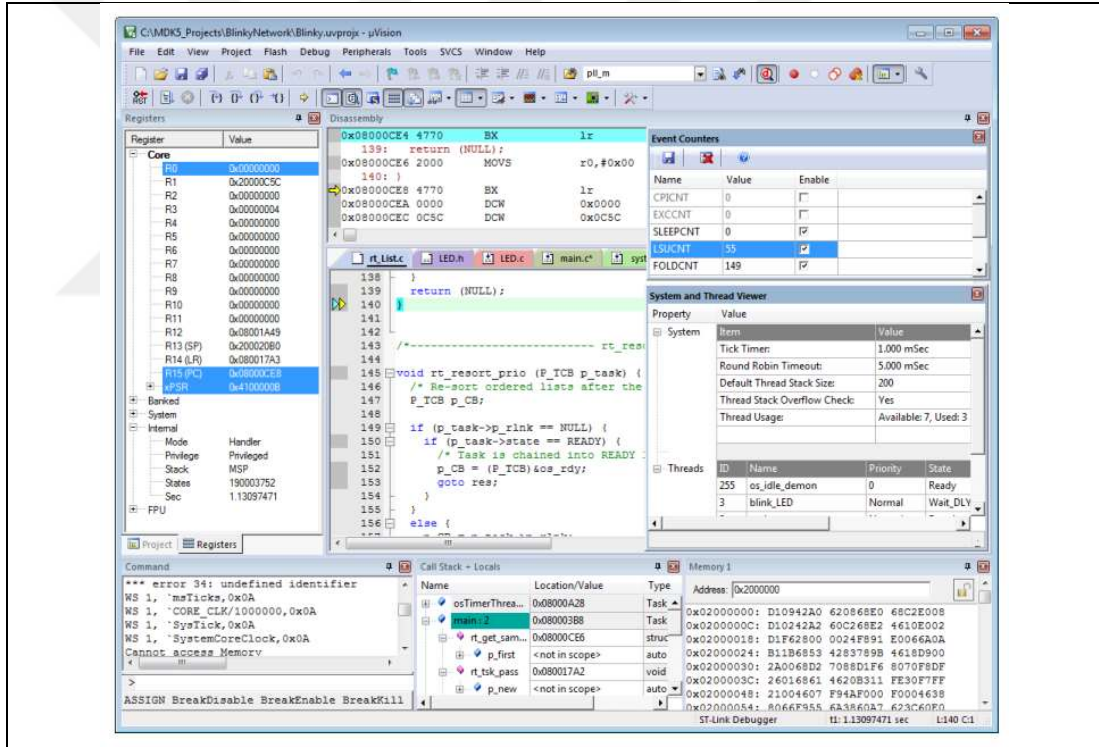
Şekil 4.1: Keil geliştirme ortamı.

Debug, program geliştirmede en çok kullanılan araçtır. Bu işlem sayesinde, program mikro kontrolcü içinde çalışırken iç değişkenleri izleme imkanına sahip oluruz. Yeni nesil işlemcilerin hemen hepsinde debug desteği mevcuttur.

Tablo 4.1: Program butonları.

Buton Resmi	Buton Fonksiyonu
	Program derleme, Derleyiciyi çalıştırır ve link işlemlerini yapar.
	Programı yükle. İşlemcinin Flash hafızasına programı yükler.
	Debug aç/kapa. Debugger özelliğini açma.
	Programı çalıştır. Debugger özelliği açıkken programı çalıştırma.

Programın işlemciye yüklenmesi aşamasından sonra  debug özelliğini açma butonuna basarak programı mikro denetleyici üzerinde çalıştırıp, değişkenler izlenebilir. Program yazma penceresi Şekil 4.2’de gözükken pencereye dönüşür.  Programı çalıştır butonuna basıldığında program çalışmış olur.



Şekil 4.2: Yazılım debug ekranı.

Debug ekranında birçok pencere vardır. Tüm pencereler sekmelerle ayrılmış şekilde iç içe geçebiliyor. Bu şekilde istenen pencereler gerektiği zaman açılabilir. Her pencerenin kendine özel bir izleme görevi var. Önemli ekranların kısaca fonksiyonları:

- Command Window: Debug sırasında komut girerek işlemci içindeki hafızadaki değişken ve yazmaçlardaki bilgileri gösterme için komut girme ekranıdır.
- Breakpoints Window: Program sayıcının belli bir noktaya geldiğinde program akışının durması için koyulan bir durma noktasıdır. Bu ekran ile farklı C dosyalarına koyulan durma noktaları gösterilmekte ve aktif olma durumlarının kontrol edildiği penceredir.
- Watch Window: Program içindeki değişkenlerin, çalışan programın breakpointte durduğu anki değer izlendiği ekrandır. Değişkenler onaltılık, onluk ve ikilik sayı düzenlerinde gösterildiği gibi karakter dizisi olarak ta gösterilmektedir. Aynı zamanda değişkenlerin değerleri de değiştirilebilmektedir.
- Debug (printf) Viewer: Program kodunun içinde “printf()” komutu ile oluşturulan yazıların izlendiği ekrandır.

4.1.2. Debug İşleminde Değişken Değerlerini Okuma

Uygulamanın geliştirilmesi sırasında ASD ile okunan değerlerin dış ortama kopyalanması ihtiyacı olmuştur. “watch” pençesinden verileri kopyalamak istersek, 7 adet ASD kanalından okunan 1024 örneklilik verinin kopyalanması için $7 \times 1024 = 7168$ farklı sayıyı tek tek kopyalamak gerekiyor. Bu noktada Keil geliştirme ortamında komut yorumlayıcısı olarak çalışan “Command Window” kullanılır. Keil geliştirme ortamında bulunan verileri bir yere kopyalamak için “Command Window” bölümüne Şekil 4.3’te verilen kod satır satır girilerek 7 analog girişe ait bilgiler istenilen formatta düz yazı olarak bir dosyaya kayıt edilebiliyor.

```

FUNC void cpyval(void)
{
    int idx;
    exec("log > MyValues.log");
    for (idx = 0; idx < 1024; idx++) {
        printf ( "L0[%d]= %d, C0= %d, L1= %d, C1= %d, L2= %d, C2= %d\n", idx,
                sAin_L0[idx], sAin_C0[idx], sAin_L1[idx], sAin_C1[idx],
                sAin_L2[idx], sAin_C2[idx] );
    }
    exec("log off");
}
// Fonksiyonun toolbar penceresine kısa yol ekler.
define button "Copy vals", "cpyval()"

```

Şekil 4.3: Değişken değerlerini dosyaya yazan program kodu.

Programın çıktısı “L0[0]= 1158, C0= 1808, L1= 2901, C1= 2176, L2= 2107, C2= 2059” şeklinde 1024 satırdan oluşan veriyi “MyVlaues.log” dosyasına kaydediyor.

4.2. Yazılım Yapısı

Yazılım iki bölümden oluşmaktadır. İlk bölüm kullanıcı arabirimi, ölçüm kanallarının örneklenmesi ve harmoniklerin değerlerinin bulunmasıdır. İkinci bölüm ise harmonik kaynağı sonuçlarının tespit metot/indislerinin hesaplanmasıdır. Yazılımın ikinci bölümü bölüm 4.7’de anlatılmıştır.

Yazılım çalışmaları, donanımın sahip olduğu 320x240 noktalık çözünürlüğe sahip ekran üzerine kullanıcı arabirimi oluşturma çalışmaları ile başlamıştır. ARM işlemcilerine yönelik geliştirilen kullanıcı arabirimlerinin çalışması için işlem gücü hesaplanamadığı için uygulamaya özel kullanıcı arabirimi geliştirilmiştir. Ölçüm alınan analog girişteki örnek sayısı 256 adedi geçtiğinde FFT ile harmoniklerin hesaplanması ve kullanıcı arabirimi işlemleri yapılmaktadır. Şekil 4.4’te bir kanal için çalışan yazılım algoritmasının pseudo kodları verilmiştir.

```
WHILE (DOĞRU)
  While (Örnekleme_Zamanı_Doldu_mu)
    Bekle()
  ENDWHILE
  Gösterilecek_Değiştir(Butonları_Oku())
  Örnek= ADC_Oku()
  FIFO_Veri_Ekle(Örnek)
  IF örnek_sayısı = 256 THEN
    Harmonikleri_hesapla()
    Zaman_Uzayı_Grafik_Çizimi()
    Frekans_Uzayı_Grafik_Çizimi()
    Harmoniklerin_Sayısal_Değerlerini_Ekrana_Yaz()
  ENDIF
ENDWHILE
```

Şekil 4.4: Bir analog kanal için yazılmış pseudo kod.

4.3. Analog Sayısal Dönüştürücü (ASD) Birimi

Seçilen işlemcinin ASD bölümü oldukça yeteneklidir. 3 adet ASD dönüşüm birimi ve 16 adet analog girişi kanalı mevcuttur. ASD’ler ve analog girişler matris şeklinde bağlanmışlardır. Bunun yanında ASD ile okunan verileri DMA ile bir hafıza

alanına kaydetme, aynı anda iki ASD kanalını okuma gibi özellikleri mevcuttur. ASD'den alınan verilerin hafızaya sıralı olarak alınma yöntemleri:

- Injected simultaneous mode (Dual / Triple ADC mode)
- Regular simultaneous mode (Dual / Triple ADC mode)
- Interleaved mode Dual/Triple mode
- Alternate trigger mode
- Regular simultaneous + alternate trigger mode

Yukarıda görüldüğü gibi ASD kanallarını okumak için birçok yöntem mevcut. Geliştirilen uygulamaya en uygun ölçüm şekli eş zamanlı ikili ölçümdür (Regular simultaneous mode Dual mode). Bu yöntem ile Akım ve gerilim kanalları eş zamanlı olarak ölçülebilir. Fakat uygulama devresi STM32F429-Discovery devresi üzerinde olduğundan dolayı yukarıdaki yöntemler uygulanamamaktadır. ASD dönüşümü en yüksek çözünürlük olan 12 bit olarak okunmaktadır. Bölüm 3.6.2 de hesaplanan 12 bit çözünürlük ile çalışırken ayrı olarak almak için gerekli toplam süre 14.933 mili saniye olduğundan yeni bir devre tasarımına gidilmemiş ve var olan geliştirme kiti kullanılmıştır.

THKA'nın hesaplamaları doğru yapılabilmesi şebekeden alınan örnekleme için eşit zaman aralıkları ile yapılabilmesine bağlıdır. Alınan her örnek için bir önceki örneğin dönüşümünün başladığı andan başlayarak örnekleme zamanı kadar beklenmelidir. ASD ölçümlerinin zamanlaması için zamanlayıcı (timer) kesmesi 12800Khz olacak şekilde ayarlanmıştır. Zamanlayıcı kesmesi her oluştuğunda analog giriş kanalları sırası ile okunmaktadır. Sayısala çevrilen her kanala ait bilgi döngüsel hafızaya "RingBuffer_Insert()" fonksiyonu ile eklenmektedir. Şekil 4.5'te zamanlayıcı kesmesinin içindeki ASD okuma kodu verilmiştir.

```

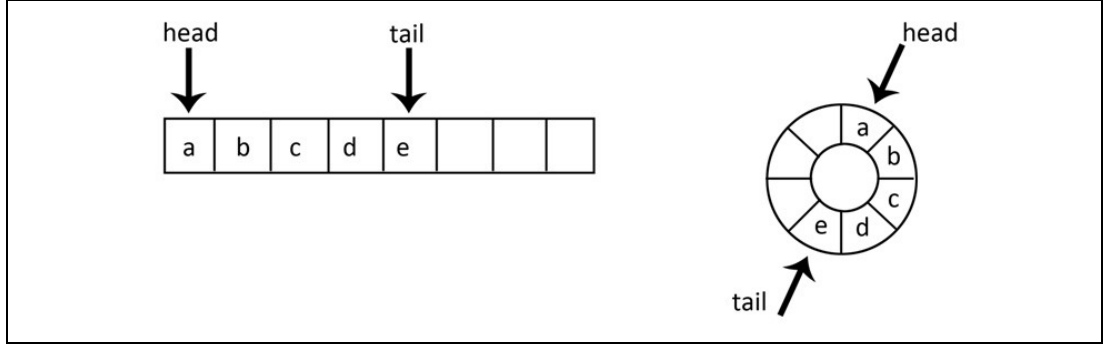
// Gerilim Faz 1
ADC_RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_2, 1,
ADC_SampleTime_15Cycles);
t= TM_ADC_Read(ADC1, ADC_Channel_2);
t= RingBuffer_Insert(&RingAin_L0, &t);
// Akım Faz 1
ADC_RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_11,
1,ADC_SampleTime_15Cycles);
t= TM_ADC_Read(ADC1, ADC_Channel_11);
t= RingBuffer_Insert(&RingAin_C0, &t);
// Gerilim Faz 2
. . .
// Akım Faz 2
. . .
// Gerilim Faz 3
. . .
// Akım Faz 3
. . .
// Akım Nötr
. . .

```

Şekil 4.5: ASD birimi ile şebekeden örneklerin alındığı kodlar.

4.4. Döngüsel Hafıza Kullanımı

Bilgisayar sistemlerinde verilerin üretici ve tüketici arasında kayıpsız olarak alışverişini sağlayan veri paylaşım yöntemleri iki gruba ayrılırlar. Kullanımına göre ilk giren veri ilk çıkar (FIFO) veya ilk giren veri son çıkar(FILO). Her iki yöntemde farklı kullanım alanlarında sıklıkla kullanılmaktadır. 12800 örnek/saniye hızı ile örnekler alındığında iki örnek arasındaki zaman 78.125us'dir. Kullanıcı arabirim rutinleri, Harmoniklerin ve harmonik kaynağını tespit memtod/indisleri hesaplanmaları iki örnek arasındaki zamandan daha uzun sürmektedir. Geliştirilen uygulamada ASD'den alınan örneklerde kayıp olmaması için veriler Şekil 4.6'da verilen FIFO hafıza ile tamponlanarak hesaplama rutinlerine hazırlanmaktadır. Bir periyotluk şebeke sinyali 256 örnek ile ölçülmektedir. Tampon bellek 4 periyotluk bilgiyi saklayacak şekilde 1024 örnek uzunluğunda ve tüm kanalların verilerini ayrı ayrı saklamak için 7 adet olarak oluşturulmuştur. Bir kanala ait bilgi 256 adede geçtiğinde 256 adet örnek tampondan alınarak harmonik hesapları yapılmaktadır. Hesaplamalar sırasında alınan yeni veriler tampon belleğe eklemeye devam etmektedir.



Şekil 4.6: Döngüsel hafızanın çalışma şekli.

Uygulamada kullanılan döngüsel hafıza kodlarının temeli NXP firmasının kütüphanelerinden alınmıştır. Kütüphane hızlı çalışmaya göre optimize edilmiştir. Bu nedenle veri uzunluğu sadece 2^x olacak şekilde oluşturulabilmektedir. Çalışmasının hızlı olması seçimi etkileyen en önemli etmendir. Kütüphane içinde tekli ve çoklu veri ekleme-alma fonksiyonları ile boyut sorgulama fonksiyonları bulunmaktaydı. Sistemde gerekli olan, tampondaki belli uzunluktaki verilerin kopyalanması özellikleri projenin geliştirilmesi sırasında eklenmiştir.

Döngüsel veri dizisinin kullanılan fonksiyonları:

- RingBuffer_Init:
- RingBuffer_Insert:
- RingBuffer_InsertMult:
- RingBuffer_Pop:
- RingBuffer_PopMult:
- RinBuffer_CopyLast (Uygulama ile eklendi):
- RinBuffer_CopyStartMulti (Uygulama ile eklendi):
- RinBuffer_CopyLastMulti (Uygulama ile eklendi):
- RingBuffer_Flush:
- RingBuffer_GetCount:
- RingBuffer_IsFull:
- RingBuffer_IsEmpty:

4.5. Lcd Arabirimi

Geliştirilen THKA için kullanıcı arabirimi tasarlanmıştır. ARM için yazılmış birçok grafik arabirim kütüphanesi mevcuttur. Bunların en bilenenleri Segger firmasının ürünü olan emWin, Arm firmasının ürünü olan Arm Gui ve Tara firmasının Embedded wizard ürünleridir. Tüm bu ürünler çalıştırmak büyük sistem kaynakları tüketmektedir. Projede çok yoğun bir matematik işlem gücüne ihtiyaç duyulduğu için ihtiyaç duyulan özellikleri karşılayacak grafik arabirimi proje kodları ile birlikte geliştirildi.

Tablo 4.2: Ekrandaki butonları görevleri.

Buton Değeri Buton/İsimi, kontrolü (Rengi)	0 Değeri	1 Değeri	2 Değeri	3 Değeri
1.Buton (Kırmızı) Faz 1 Voltaj	-	Zaman uzayı grafiği	Frekans uzayı grafiği	Zaman/frekans uzayı grafiği
2.Buton (Mavi) Faz 2 Voltaj	-	Zaman uzayı grafiği	Frekans uzayı grafiği	Zaman/frekans uzayı grafiği
3.Buton (Sarı) Faz 3 Voltaj	-	Zaman uzayı grafiği	Frekans uzayı grafiği	Zaman/frekans uzayı grafiği
4.Buton (Yeşil) Nötür Akım	-	Zaman uzayı grafiği	Frekans uzayı grafiği	Zaman/frekans uzayı grafiği
5.Buton (Mor) Faz 1 Akım	-	Zaman uzayı grafiği	Frekans uzayı grafiği	Zaman/frekans uzayı grafiği
6.Buton (Turuncu) Faz 2 Akım	-	Zaman uzayı grafiği	Frekans uzayı grafiği	Zaman/frekans uzayı grafiği
7.Buton(Kahve) Faz 3 Akım	-	Zaman uzayı grafiği	Frekans uzayı grafiği	Zaman/frekans uzayı grafiği
8.Buton(Siyah) Hesaplamalar	-	Tek harmonik sayısal değerleri	Metot ve indis sonuçları	-

Kullanıcının kullanacağı özellikler çıkarıldı ve özelliklere göre bir arabirim oluşturuldu. Ekran üzerinde gösterilecek bilgiler:

- Zaman uzayı grafiği
- Frekans uzayı grafiği
- Tek harmoniklerin sayısal karşılıkları
- Harmonik kaynağı bulma algoritmalarının sonuçları.





Giriş dalga formu ve FFT sonuçlarını kanal kanal grafik (zaman uzayı) gösteriminin açıp kapamak için 7 buton ve birde sayısal sonuçların gösterimi için buton oluşturuldu. Her buton 4 konumlu olarak çalıştırıldı. Bu şekilde ekranda 8 farklı dokunmatik alan ile $4 \times 8 = 32$ farklı kontrol oluşturuldu.

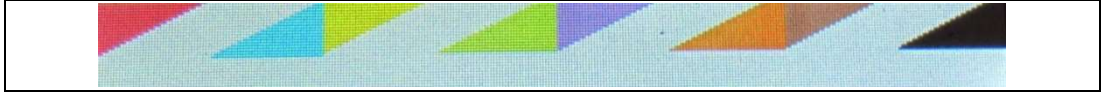
4.5.1. Ekran Arabirim Kodları

Uygulamada kullanılan geliştirme kartının üzerinde 320 x 240 noktalık renkli ekran mevcut. Ekranı yatay olarak kullanılmasına karar verildi. Ekranın üst 20 noktalık bölümü 8 adet 4 konumlu butona ayrılmıştır. Geriye kalan 210 noktalık bölümde grafiklersel ve sayısal sonuçların gösterimi için ayrılmıştır. Dokunmatik hassasiyet az olduğu için butonların dokunmatik alandaki koordinatları 30 nokta olarak belirlenmiştir.

Butonların oluşturulmasının iki bölümü vardır. İlk bölüm butonun o anki durumunu gösteren grafiksel çizimdir. İkincini olarak butonun basıldığını anlayan ve basıldığına karar veren dokunmatik arabirimdir. Tablo 4.3’de butonların grafiksel görünümü bulunmaktadır. Dokunmatik alanları ise butonların 20 noktalık yüksekliklerinden 10 nokta daha geniştir. Şekil 4.7’te de butonların gerçek görüntüsü verilmiştir.

Tablo 4.3: Butonların grafiksel görünümü.

Buton Değeri	Grafiksel Görünüm
0 Değeri	
1 Değeri	
2 Değeri	
3 Değeri	



Şekil 4.7: Kullanıcı arabirimindeki butonlar.

Buton grafiklerinin ekrana çizilmesi için internet'ten indirilen kare çizme kütüphaneleri kullanılmıştır. Üçgen çizmek için bulunan kütüphaneler çok genel olduklarından yapılan hesaplamalar çok fazladır. Bu nedenle uygulamaya özel dik üçgen fonksiyonları yazılmıştır. Bu fonksiyonlar “Draw_Triangle_upper()” ve “Draw_Triangle_lower()”dir. Gereksiz işlem gücü kullanımı azaltmak için butonların sadece konumları değiştiğinde çizilmesi için bir kontrol eklenmiştir. Bir buton'un ekrana çizilmesi Şekil 4.8'deki kodlar ile yapılmaktadır.

```
//1. butonun ekrana çizilmesi
if(sButonChanged[1]==true)
{
    sButonChanged[1]= false;
    DrawFilledRectangle(X_start,Y_start,X_end,y_end, COLOR_WHITE);
    if (sButonValue[1]==1)
        Draw_Triangle_upper(buton_number, COLOR_RED);
    else if (sButonValue[1]==2)
        Draw_Triangle_lower(buton_number, COLOR_RED);
    else if (sButonValue[1]==3)
        DrawFilledRectangle(X_start,Y_start,X_end,y_end, COLOR_RED);
}
```

Şekil 4.8: Bir butonun ekrana çizen kodlar.

Dokunmatik alan kontrolleri için ekran üzerine objeler yaratılmaktadır. Her obje yaratılırken obje kodu, fonksiyonu ve bulunduğu koordinatlar girilmektedir. Fonksiyon özelliği şu an için kullanılmamaktadır. Objelerin yaratılması için Şekil 4.9'da ve parametreleri de Tablo 4.4 verilmiştir.

```
Obje_Yarat(int i, int f, int x, int xx, int y, int yy);
```

Şekil 4.9: Dokunmatik alanları oluşturan fonksiyon kullanımı.

Tablo 4.4: Dokunmatik alanları oluşturan fonksiyon parametreleri.

Yön	Kısaltma	Fonksiyonu
Giriş	i	Obje sıra numarası
Giriş	f	Obje fonksiyonu. İleride kullanılmak üzere oluşturuldu.
Giriş	x	Objenin x (yatay) eksenindeki başlangıç noktası
Giriş	xx	Objenin x (yatay) eksenindeki bitiş noktası
Giriş	y	Objenin y (dikey) eksenindeki başlangıç noktası
Giriş	yy	Objenin y (dikey) eksenindeki bitiş noktası

Dokunmatik ekrana dokunulduğunda ise ilk önce dokunulan obje bulunur. Bulunan obje bir öncekinden farklı ise dokunulan butonun değeri bir artırılır ve butonun değerinin değiştiği buton grafiklerini çizen bölüme bildirilir. Dokunmatik ekranda kullanıcının dokunduğu noktada tanımlı objeyi bulan ve işleyen kod Şekil 4.10'da verilmiştir. Kullanıcının dokunduğu alanda bir obje yoksa geri dönüş değeri sıfır olur. Bu şekilde aynı butona tekrar tekrar basılabilir.

```
// Ekrana dokunulan nokta tanımlı bir objemi
// eğer obje değilse dönüş değeri sıfırdır
i= FindObject(x, y);
// obje bir öncekinden farklı mı?
if (sObjOld!=i)
{
    sObjOld=i;
    if ( (i>0) && (i<9) ){
        // Buton konumu değişti bayrağı
        sButonChanged[sObjOld]= 1;
        // Butonun yeni değeri
        sButonValue[sObjOld]+= 1;
        // Buton değerinin mod 4'ü
        if (sButonValue[sObjOld]>3)
            sButonValue[sObjOld]= 0;
    }
}
```

Şekil 4.10: Kullanıcının dokunduğu butonun işleyen kod.

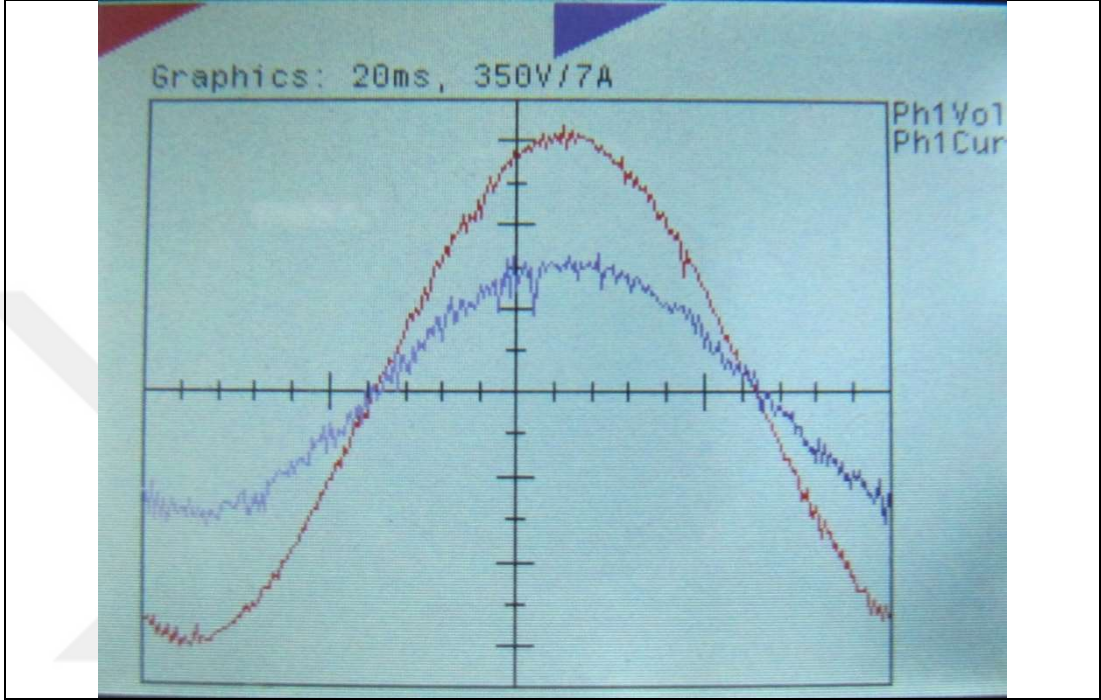
Butonlardan sonraki arabirim fonksiyonu zaman uzayında ölçülen sinyallerin çizilmesidir. Temel olarak 256 adet örneğin başından sonuna kadar yapılan bir çizgi çizme işlemidir. Yapılan çarpma ve bölme işlemleri grafiğin ekrana oturması içindir. Şekil 4.12'de gözükten faz 1 voltaj kanalın grafiği oluşturan kodlar Şekil 4.11'de verilmiştir.

```

for (i = 0; i < 255; i+= 1) {
    k= i+20;
    t0=((sAin_tmp[i]/21-100)* (-1))+135;
    t1= ((sAin_tmp[i+1]/21-100)* (-1))+135;
    Çizgi_Çiz(k, t0, k+1, t1, COLOR_RED);
}

```

Şekil 4.11: Ölçümlerin zaman uzayındaki görüntüsünü ekrana çizen kod.



Şekil 4.12: Kullanıcı arabiriminin zaman uzayı görünümü.

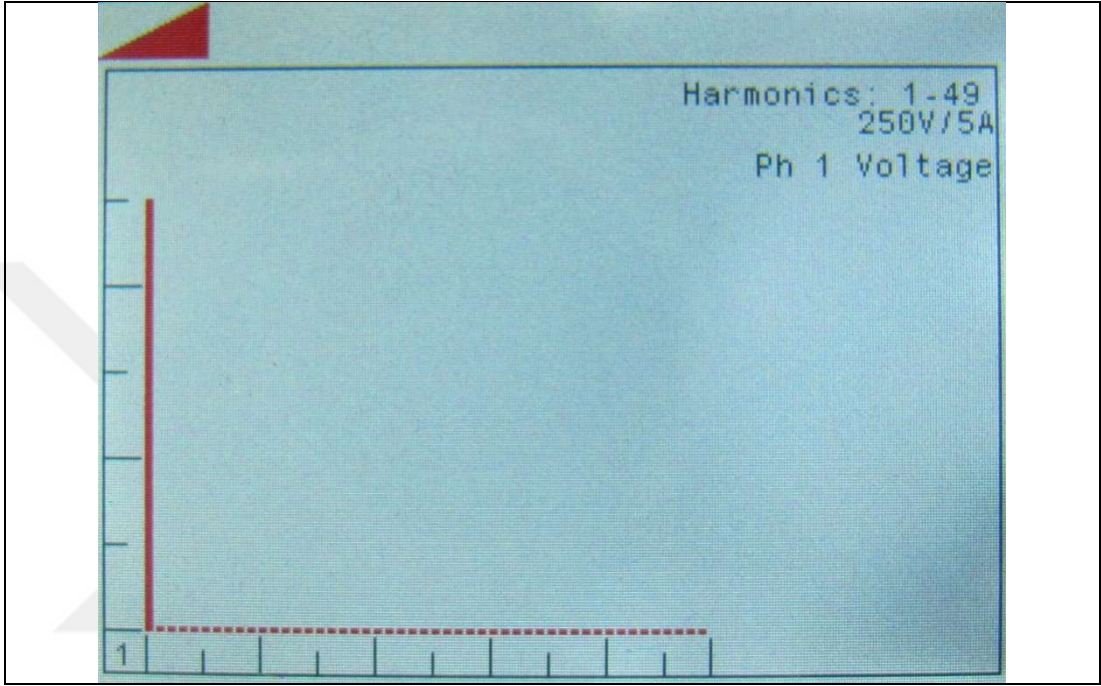
Bir sonraki arabirim fonksiyonu frekans uzayında ölçülen sinyallerin çizilmesidir. FFT sonuçlarının genliklerinden oluşan harmoniklerin ekrana çizilmesi temelde çizgi çizme işlemidir. Tek bir çizgi ince kaldığı için yan yana 3 çizgi çizilmiştir. FFT_CALCUL_SIZE sabiti de hesaplamalarda kullanılan harmonik uzunluğu belirtmektedir. Şekil 4.14'te verilen faz 1 gerilim kanalının frekans uzayı grafiğini oluşturan kod Şekil 4.13'te verilmiştir.

```

for (k = 1; k < FFT_CALCUL_SIZE; k += 1) {
  i=k*4;
  FftVal= 220 - sFft_L0[k] / maxDeger*120;
  Çizgi_Çiz(10+i, 220, 10+i, FftVal, COLOR_RED);
  Çizgi_Çiz(11+i, 220, 11+i, FftVal, COLOR_RED);
  Çizgi_Çiz(12+i, 220, 12+i, FftVal, COLOR_RED);
}

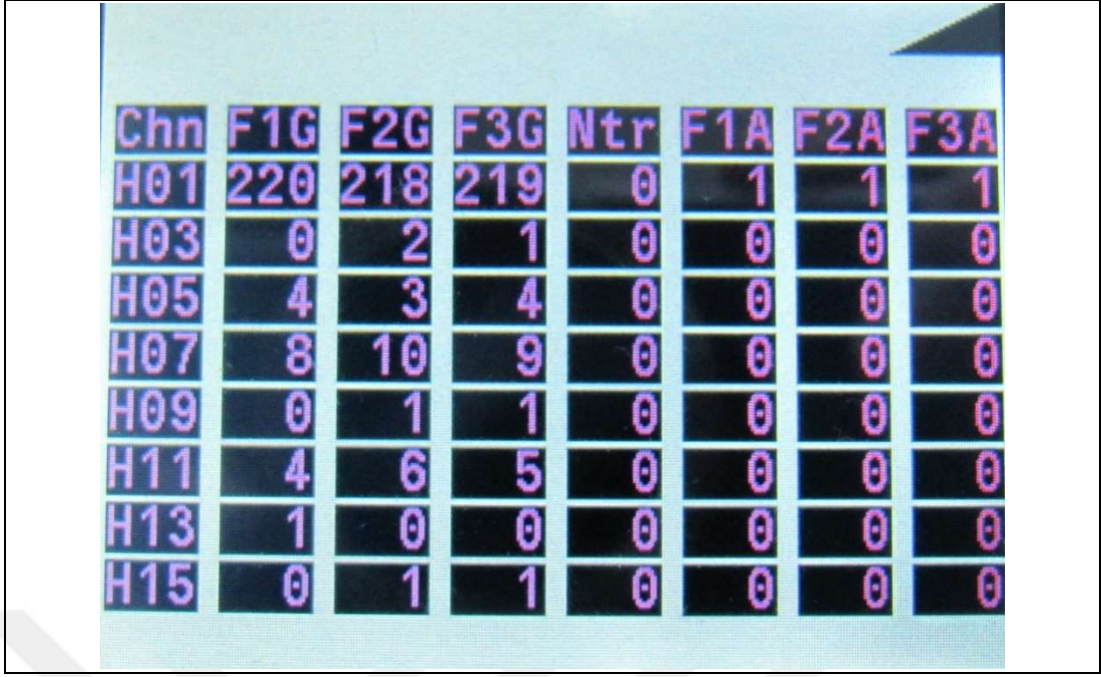
```

Şekil 4.13: Ölçümlerin frekans uzayında ki görüntüsünü ekrana çizen kod.



Şekil 4.14: Kullanıcı arabirimi frekans uzayı görünümü.

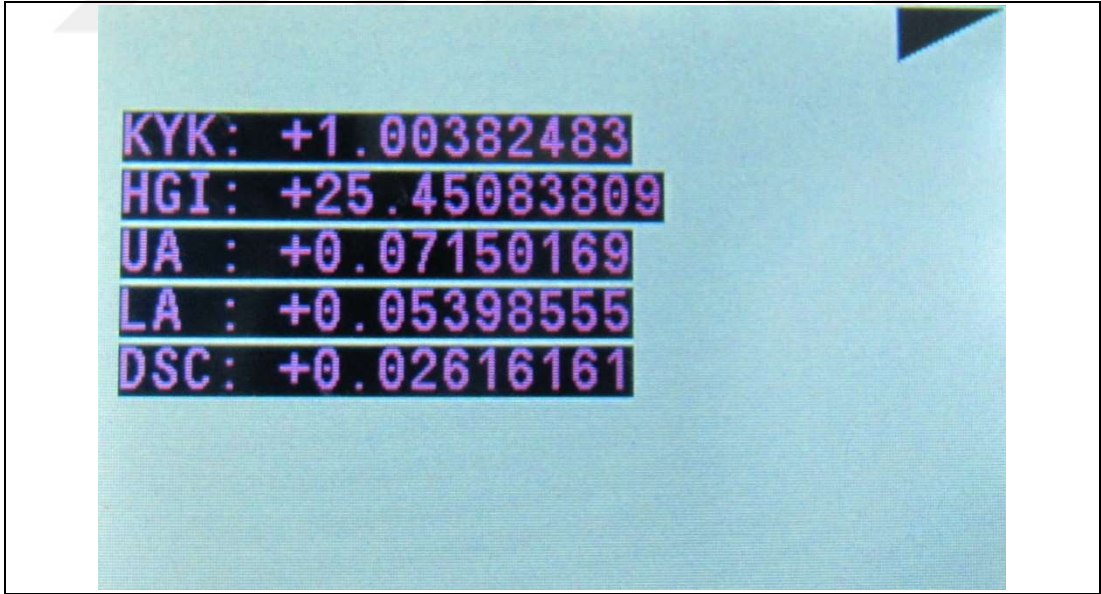
Şekil 4.15'te elektrik şebekesindeki harmonik gürültülerin çoğunluğunu oluşturan tek harmoniklerden 15.'ye kadar olanların sayısal değerlerinin yer aldığı ekran görüntüsü vardır.



Chn	F1G	F2G	F3G	Ntr	F1A	F2A	F3A
H01	220	218	219	0	1	1	1
H03	0	2	1	0	0	0	0
H05	4	3	4	0	0	0	0
H07	8	10	9	0	0	0	0
H09	0	1	1	0	0	0	0
H11	4	6	5	0	0	0	0
H13	1	0	0	0	0	0	0
H15	0	1	1	0	0	0	0

Şekil 4.15: Kullanıcı arabirimi harmoniklerin sayısal görünümü.

Şekil 4.16'da harmonik kaynağı tespit metot/indsilerinin sonuçların gösterildiği ekran görüntüsü yer almaktadır.



KYK :	+1.00382483
HGI :	+25.45083809
UA :	+0.07150169
LA :	+0.05398555
DSC :	+0.02616161

Şekil 4.16: Kullanıcı arabirimi metot/indsilerin sonuçları.

Her çizim işleminden sonra ekrandaki grafik alanın temizlenmesi gerekmekte. Fakat internetten bulunan kütüphane tüm ekranı temizlemekte. Konumları kullanıcı tarafından değiştirilen butonların da yeniden çizilmesi gerekmektedir. Gereğinden

uzun süren ekran işlemleri hesaplanamayan periyotların oluşmasına neden oluyor. Bu nedenle sadece grafik alan temizlemek hem temizleme işleminin kısaltır hem de butonların yeniden çizilme maliyetini ortadan kaldıracaktır. Temizleme işlemi yerine ekranı beyaz çizgi çizerek temizlemek ise sisteme daha büyük bir işlem maliyeti getirmektedir. Tüm bunlar, sadece grafik alanın silen uygulama fonksiyonu yazılmasını gerektirmiştir. Yazılan ekran temizleme fonksiyon kodları Şekil 4.17’de verilmiştir.

```
for (i = 0; i < ILI9341_PIXEL; i+=240) {  
    for (k = 21; k <240; ++k) {  
        *(uint16_t *) (FRAME_BUFFER+ILI9341_LayerOffset + 2*(i+k))= color;  
    }  
}
```

Şekil 4.17: Ekranın grafik alanını temizleme rutinleri.

4.6. Harmoniklerin FFT İle Hesaplanması

Uygulamada FFT işlemi için CMSIS DSP başlığı altın da ki karmaşık sayılar ile çalışan FFT fonksiyonları kullanılmıştır. Kütüphaneler katsayılar ile hazırlandığında dolayı döngüsel FFT algoritmalarından hızlı çalışmaktadır. [30]

FFT işlemi yapılmadan önce işlemin ayarlarını tutan değişken oluşturulur. Bunun için Şekil 4.18’de verilen fonksiyon Tablo 4.5’te verilen parametreler ile kullanılır. İkinci aşama olarak Şekil 4.19’daki fonksiyon ve Tablo 4.6’daki parametreler ile FFT dönüşümü yapılır. Son aşama olarak ta çıkan karmaşık sayıların kutupsal forma dönüştürülür. Karmaşık sayıları kutupsal forma dönüştüren bir fonksiyon olmadığından Şekil 4.20’deki CMSIS kütüphanesindeki karmaşık sayıların genliğini bulan fonksiyon ve açı dönüşümü için, proje çalışmalarında geliştirilen karmaşık sayı açı dönüşüm fonksiyonları Tablo 4.7’deki parametreler ile kullanılmıştır.

```
arm_status arm_cfft_radix4_init_f32 ( arm_cfft_radix4_instance_f32 * S,  
                                     uint16_t  fftLen,  
                                     uint8_t   ifftFlag,  
                                     uint8_t   bitReverseFlag  
                                     )
```

Şekil 4.18: Karmaşık FFT dönüşüm ayarlarını tutan S değişkeni hazırlama fonksiyonu.

Tablo 4.5: Fonksiyon parametreleri.

Yön	Kısaltma	Fonksiyonu
Giriş, çıkış	*S	FFT dönüşüm ayarlarının tutulduğu değişken.
Giriş	fftLen	FFT uzunluğu. (uzunluk 16, 64, 256 veya 1024 olabilir)
Giriş	ifftFlag	FFT yön bayrağı. (ifftFlag=0) ileri yönde veya (ifftFlag=1) ise FFT işlemi yapılacaktır
Giriş	bitReverseFlag	Çıkış bitlerin dizilim yönü (bitReverseFlag=1) ise bitler normal dizilimdedirler

```
void arm_cfft_radix4_f32 ( const arm_cfft_radix4_instance_f32 * S,
                          float32_t * pSrc
                          )
```

Şekil 4.19: FFT dönüşüm fonksiyonu.

Tablo 4.6: FFT dönüşüm fonksiyon parametreleri.

Yön	Kısaltma	Fonksiyonu
Giriş	*S	FFT dönüşüm ayarlarının tutulduğu değişken. (arm_cfft_radix4_init_f32() ile ayarları girilmiştir)
Giriş, çıkış	*pSrc	FFT giriş ve çıkış dizisidir. Dizi boyu= 2*fftLen

```
// Karmaşık sayıların genliğini buluyor
void arm_cmplx_mag_f32 ( float32_t * pSrc,
                       float32_t * pDst,
                       uint32_t numSamples
                       )
                               (a)

// Karmaşık sayıların açıları bulunuyor
// CMSIS kütüphanesindeki fonksiyonlar ile aynı formatta düzenlendi
// Fonksiyon uygulama yazılımı için oluşturuldu
void arm_cmplx_ang_f32 ( float32_t * pSrc,
                       float32_t * pDst,
                       uint32_t numSamples
                       )
                               (b)
```

Şekil 4.20: Karmaşık sayıları kutupsal forma dönüştüren fonksiyonlar
a) Genlik bileşinini hesaplayan fonksiyon, b) Açık bileşinini hesaplayan fonksiyon.

Tablo 4.7: Karmaşık sayıların genlik ve açılarını hesaplayan fonksiyon parametreleri.

Yön	Kısaltma	Fonksiyonu
Giriş	*pSrc	İşleme giren karmaşık sayı dizisi
Çıkış	*pDst	Açı/Genlik çıkış dizisi
Giriş	numSamples	İşleme girecek karmaşık sayıların sayısı.

Bir önceki bölümde ASD'den alınan değerlerin döngüsel dizi içinde saklandığı anlatılmıştı. FFT işlemine gönderilecek diziyi oluşturmak için döngüsel diziden 256 adet örnek okunmakta ve sFFT_Input dizisine bir değer ve sıfır olacak şekilde 512 adetlik dizi haline dönüştürülmektedir. Bu işlem Şekil 4.21'deki program parçası ile yapılmaktadır.

```
// Döngüsel hafızadaki örnek sayısı 256'yı geçti mi?
if (RingBuffer_GetCount(&sRingAin_L0)>=256)
{
    // FFT hesaplama için 256 adet döngüsel hafızadan alınıyor
    RingBuffer_PopMult(&sRingAin_L0,sAin_tmp,256);
    sAin_Avg[1]=Calc_Average();
    // Prepaire for FFT calculation
    for (i=0;i<256;i+=1)
    {
        sFFT_Input[i*2]=sAin_tmp[i];
        // Kalibrasyon işlemi ile yapılarak veri kopyalanıyor.
        sFFT_Input[i*2]=(sFFT_Input[i*2]-cAIN0_ZERO)/cAIN0_SPAN;
        sFFT_Input[i*2+1]=0;
    }
    // FFT hesapla ve grafikleri çiz.
    Calc_FFT_Draw(0);
}
```

Şekil 4.21: ASD'den alınan verilerin FFT dönüşümüne hazırlanması.

FFT dönüşümünün sonuçları yine sFFT_Input dizisine yazılmaktadır ve sonuçlar karmaşık sayı ($a+ib$) formundadır. Her sonuç 2 adres alanı kaplamaktadır. FFT dönüşümü yapmadan önce örnekleri 1'er tane atlayarak kopyalanma sebebi de budur. FFT dönüşüm işlemi yapıldıktan sonra karmaşık sayılar kutupsal forma dönüştürülmüş. Karmaşık sayıların kutupsal gösterimi aynı zamanda harmoniklerin genlikleridir. Bu şekilde ekran grafikleri için gerekli bilgi oluşturulmuştur.

Uygulamadaki FFT dönüşüm programı Şekil 4.22'de verilen faz 1 gerilim kodları ile yapılmaktadır. Diğer kanallarda aynı kodu, çıkış dizisi isim farklı olarak kullanmaktadırlar.


```

arm_cfft_radix4_instance_f32 S;
arm_cfft_radix4_init_f32(&S, FFT_SIZE, 0, 1);
arm_cfft_radix4_f32(&S, sFFT_Input);
switch (ch)
{
    case 0:
        arm_cplx_mag_f32(sFFT_Input, sFft_L0, FFT_CALCUL_SIZE);
        arm_cplx_ang_f32(sFFT_Input, sFftAng_L0, FFT_CALCUL_SIZE);
        arm_max_f32(sFft_L0, FFT_CALCUL_SIZE, &maxValue_L0,
&maxIndex_L0);
        break;
    case 1 . . . 6:
}

```

Şekil 4.22: Faz 1 gerilim kanalı için FFT ve kutupsal form dönüşümü.

256 adetlik paketlerin başlangıç noktalarının belirlenmesi için sıfır geçiş noktalarının bulunması gerekmektedir. Sıfır geçişleri son alınan 256 adetlik dizinin son iki örneği ile ASD'den alınacak yeni iki örnekten biri olabilir. Paket sonunda sıfır geçişine dikkate alınmamıştır çünkü FFT işlemi için 256 adetlik veriye ihtiyaç vardır.

```

//sıfır geçiş algoritması
int Calc_ZeroCross(BufferAdresi)
{
    int d[7]; //veri
    int ÜstLimit= (SıfırNoktası+HYSTERESIS)*2;
    int AltLimit= (SıfırNoktası-HYSTERESIS)*2;

    Kopya_Miktarı= RB_SonÖrnekleri_Kopyala(BufferAdresi, d, ÖrnekSayısı);

    // Yeterli örnek yok geri dön
    if(Kopya_Miktarı <7) return 0;
    Sayı= 0;
    if((AltLimit < (d[0]+d[6])) && ((d[0]+d[6]) < ÜstLimit)) Sayı+= 1;
    if((AltLimit < (d[1]+d[5])) && ((d[1]+d[5]) < ÜstLimit)) Sayı+= 1;
    if((AltLimit < (d[2]+d[4])) && ((d[2]+d[4]) < ÜstLimit)) Sayı+= 1;

    // Sıfır geçişi orta noktada ise geri dön
    if (Sayı>=2) return 3;
    // Sıfır geçiş noktası yok
    return 0;
}

```

Şekil 4.23: Sıfır geçiş noktasını yakalama kodları.

Program içindeki “cAIN0_ZERO” değeri bölüm 3.5 ölçümlerin kalibrasyonu ve testi bölümündeki kalibrasyon değeri aynı zamanda sıfır noktasıdır. Sıfır geçiş algoritması Şekil 4.23'te verilmiştir.

4.7. Metot/ İndislerinin Hesaplanması

Harmonik kirliliğindeki sorumluluğun paylaşılmasına ilişkin metod/indislerin hesaplanabilmesi için şebekedeki 3 faza ait gerilim ve akım harmoniklerinin hesaplanmış olması gerekmektedir. Harmoniklerin sonuçları kutupsal biçimde karmaşık sayı olarak gelmektedir. Şekil 4.24'te pseudo kodları ile verilen hesaplama rutinleri, şebekeden alınan ölçüm değerleri ile bölüm 2'de anlatına 5 metod/indisin sonuçlarını hesaplamaktadır.

Pseudo kodları ile verilen hesaplama rutinlerinin kodları Ek D'de verilmiştir. Tablo 4.8'de metod/indislerin hesaplamaya başlamadan önce hesaplanmış olması gereken verilerin listesi verilmiştir.

```
WHILE(DOĞRU)
  WHILE(Akim_Gerilim_Ölçümleri_Tamamlandı_mı?)
    Bekle()
  ENDWHILE
  KYK_Metodunu_Hesapla()
  HG_Metodunu_Hesapla()
  UA_Metodunu_Hesapla()
  LA_Metodunu_Hesapla()
  DSC_İndisini_Hesapla()
  Metot_indislerin_SayısalSayısal_Değerlerini_Ekrana_Yaz()
ENDWHILE
```

Şekil 4.24: Harmonik kaynağı tespit metod/indislerin hesaplama rutinleri.

Tablo 4.8: Metot/indis rutinlerine gelen harmonik bilgisinin formatı.

Değişken Tanımı	Programdaki Değişken ismi
Vx1, Vx2, Vx3	3 Faza ait gerilim harmoniklerinin genlik değerleri dizileri
Ix1, Ix2, Ix3	3 Faza ait akım harmoniklerinin genlik değerleri dizileri
VxAng1, VxAng2, VxAng3	3 Faza ait gerilim harmoniklerinin açı değerleri dizileri
IxAng1, IxAng2, IxAng3	3 Faza ait akım harmoniklerinin açı değerleri dizileri

4.8. Sonuç

Bu b6l6mde tek noktadan eŐ zamanlı olmayan 6l6m y6ntemleri ile alıŐan THKA'nın yazılım parçaları ve geliştirme ortamını anlatılmıştır.

- Geliştirme ortamı,
- ADC alıŐma modu,
- Veri kaybolmaması için d6ng6sel hafıza kullanımı,
- Kullanıcı arabirimi,
- FFT d6n6Ő6m6n6n kullanılarak harmoniklerin hesaplanması,
- Harmonik kaynağı tespit metot/indislerinin hesaplanması,

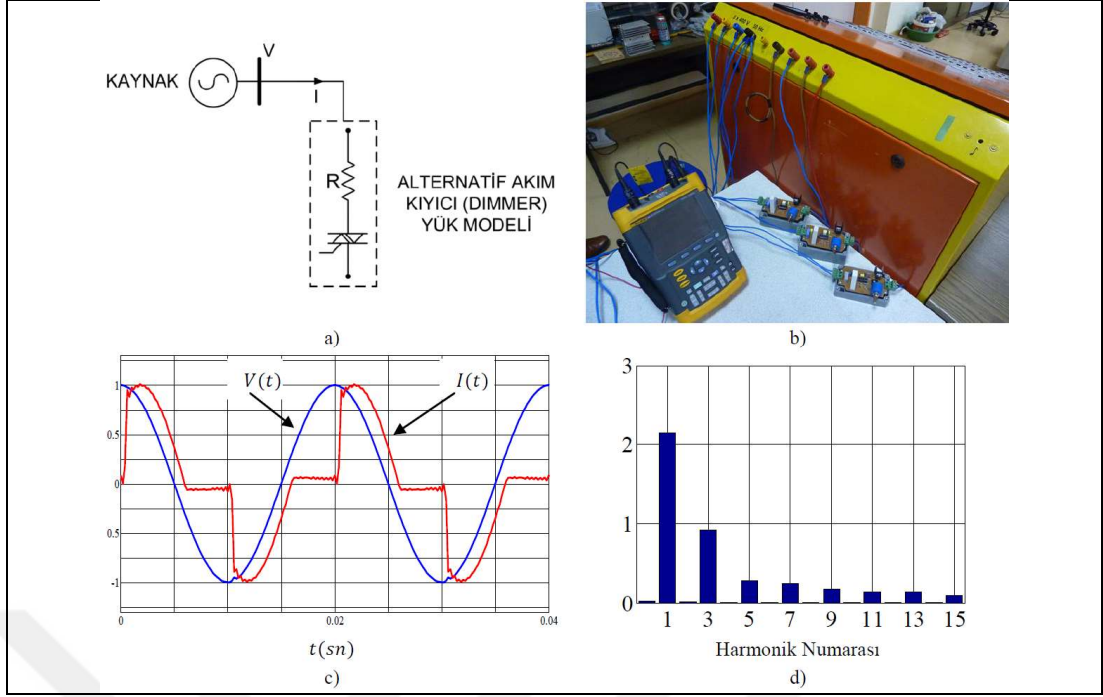
Yazılım b6l6mleri incelenmiştir.

5. DENEY SONUÇLARI

Tasarlanan THKA cihazın doğruluk analizleri iki aşamada incelenmiştir. İlk olarak 3 faza ait gerilim ve akım şebeke verilerinin ölçüm sonuçları doğrulanmıştır. İkinci aşama olarak ise harmonik kaynağı tespit metot/indislerinin hesaplamaları doğrulanmıştır.

5.1. Harmonik Kaynağı Tespit Sistemi

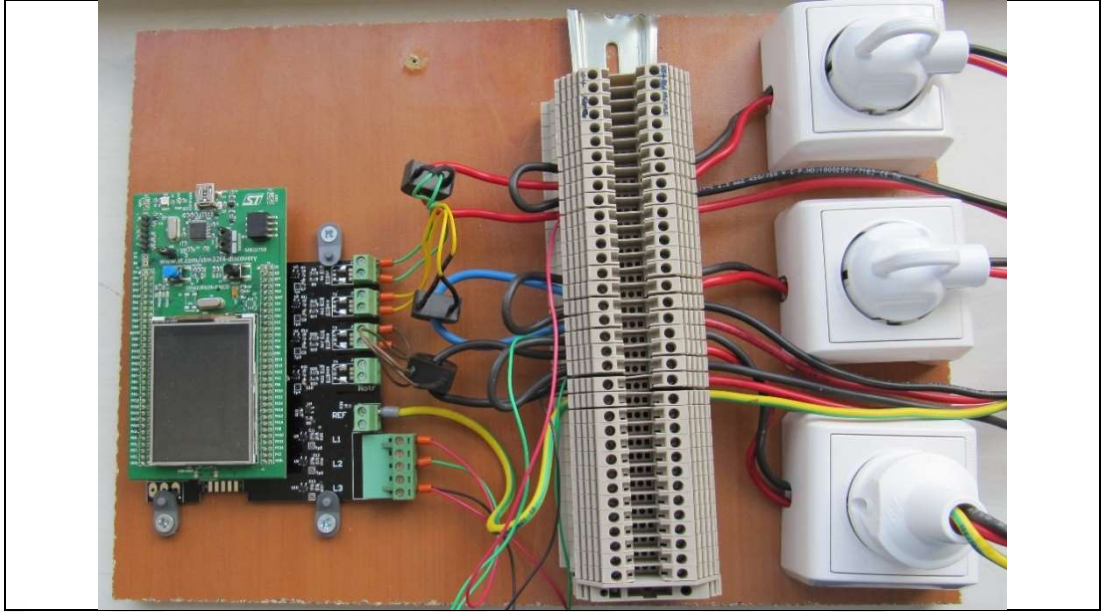
Bölüm laboratuvarında, harmonik kaynağı tespit çalışmaları için önceki yıllarda geliştirilmiş test sistemi kullanılmıştır. THKA içerisinde çalışan algoritmaların benzerlerini test etmek için kurulmuş olan üç fazlı küçük test sistemi referans olarak kabul edilmiştir. Test sistemi programlanabilir AC güç kaynağı ile beslenmektedir. Şebeke verileri National Instruments firmasının $\pm 10V$ gerilimi ölçüm yeteneğine sahip DAQ 9205 model veri toplama sistemi ile yapılmıştır. Deneylerde Alternatif Akım Kıyıcı (AAK) devresi ile beslenen rezistif yük grubu kullanılmıştır. Kullanılan test sisteminin görüntüsü Şekil 5.1 b’de verilmiştir. Test sisteminden toplanan verilerin analizi Matlab programı üzerinde yazılmış program ile yapılmaktadır. Şebeke verileri Matlab programına harmonik seviyeleri olarak verilmekte ve harmonik kaynağı bulma algoritmaları çalıştırılmaktadır [21].



Şekil 5.1: AAK ile rezistif yük deney düzeneği
a) Tek Faz AAK devresi, b)Yük Seti, c) Sinüzoidal Gerilim Altında Akım dalga şekli
d) Sinüzoidal Gerilim Altında Akım Harmonik İçeriği.

5.2. Şebeke Ölçüm Sonuçları

THKA kullanılarak şebeke ölçümleri için oluşturulmuş 3 fazlı deney düzeneği Şekil 5.2’de verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi faz giriş bağlantıları için fiş ve yük bağlantıları için prizler kullanılmıştır. Kaynak olarak 3 faz AC programlanabilir güç kaynağı kullanılmıştır. Bu şekilde THKA’nın ölçtüğü akım ve gerim harmonik değeri ile güç kaynağı ile üretilen sinyaller karşılaştırılmıştır. Testlerde akım ölçümleri için 700Watt’lık rezistif yük kullanılmıştır. Ölçüm sonuçları Çizelge 5.1’de verilmiştir.



Şekil 5.2: THKA deney düzeneği.

Tablo 5.1: Şebeke verileri ölçüm sonuçları.

Harmonik	% En Büyük Hata	% En Küçük Hata	% Ortalama Hata
h1	4.0000	-0.2643	0.7265
h3	1.1000	0.1313	0.4882
h5	1.9000	0.1000	0.5202
h7	1.0000	0.1000	0.2777
h9	1.1000	-0.4556	0.2126
h11	1.0000	0.0000	0.2167
h13	0.9000	0.0000	0.2573
h15	0.7427	-0.4556	0.1979

Ölçüm sonuçlarına göre şebeke ölçümünde ortalama hata %1 değerinin altındadır. Bu da günümüz elektrik sayaçlarında kabul edilen hata limitlerinin altındadır. Bu ölçümlerde tasarlanan THKA'nın faturalandırma için gerekli ölçüm doğruluğunda olduğunu göstermektedir.

5.3. Metot/İndislerin Hesaplama Sonuçları

THKA hesaplama doğruluklarının karşılaştırılması için Bölüm 5.1'de anlatılan deney sistemi ile ölçülen sonuçlar kullanılmıştır. Şebeke ölçümlerinden kaynaklı

hataların metot/indislerin hesaplama rutinlerinin hatalarından ayrılabilmesi için kayıt edilen eş ölçüm verileri ile THKA ve Matlab programına verilmiştir. Bu durumda tüm metot/indisler, her iki sisteme hesaplatılarak ortaya çıkan farklar Tablo 5.2’de verilmiştir. Bu şekilde bilgisayar ortamındaki hesaplama doğruluğu ile gömülü sistemlerin hesaplama doğruluğu karşılaştırılmıştır.

Test sonuçlarındaki hatanın nedeni THKA gömülü sisteminde kullanılan işlemcinin 32 bitlik kayan noktalı değişken kullanılmasının yanında Matlab programı 64 bitlik kayan nokta değişkenler ile çalışmasıdır. Alınan sonuçlara göre en büyük hata sırası ile UA, DSC ve LA metot/indislerinde oluşmuştur. Bu metot ve indislerdeki hatanın diğerlerine göre yüksek olmasının sebebi hesaplamalarda trigonometrik dönüşümlerin ve karekök işleminin daha fazla olmasındandır. Bunun yanında oluşan hata seviyesi 10^{-5} seviyesinde olmasından dolayı ihmal edilebilecek seviyededir.

Tablo 5.2: Harmonik kaynağı tespit metot/indislerin hesaplama doğruluğu.

Indis/Metot	THKA	Referans Ölçüm Sistemi	Hata Yüzde
KYK	1.0018743022	1.0019057386	0.0000094
HG	13.6653901845	13.6654088720	0.0000120
UA	0.2563873366	0.2563874080	0.0000277
LA	0.2491192311	0.2491192840	0.0000178
DSC	0.0501504433	0.0501504380	0.0000210

6. SONUÇLAR VE İLERİKİ ÇALIŞMALAR

Elektrik şebekesinde artmakta olan harmonik kirlilik için tedbirlerin alınması gerekmektedir. Bu amaçla harmonikli akım kullanan tüketicilerin cezalandırılması veya enerji birim fiyatlarının yenilenmesine yönelik düşünceler ortaya çıkmıştır. Literatürde, bu ihtiyaç doğrultusunda harmonik kaynağını belirlemek için farklı yöntemler önerilmiştir. Yapılan çalışma ile literatürde yaygın olarak bilinen ve deneysel çalışmaları bulunan 5 farklı metot/indisi gömülü sistemler üzerinde ve gerçek zamanlı ölçümler yaparak hesaplayan THKA tasarlanmıştır.

Tasarlanan THKA'nın oluşturulma sürecinde iki farklı donanım tasarlanmak zorunda kalınmıştır. İlk tasarımdaki yetersiz kaynaklardan dolayı vazgeçilmiş ve ikinci donanım tasarımına geçilmiştir. İkinci donanım ile işlem yeteneği ve gerçek zamanlı ölçüm yeteneği ortaya çıkmıştır. İkinci donanım ile işlem gücü, hesaplama doğruluğu, ölçüm doğruluğu ve gerçek zamanlı ölçümler ile çalışabilme yetenekleri değerlendirilmiştir. Sonuçlara göre ölçüm ve hesaplama doğruluğu nihai tasarım için yeterlidir fakat gerçek zamanlı ölçüm ve hesaplamaların yapılabilmesi için kullanıcı arabirimi için ek işlem gücüne ihtiyaç vardır.

Yapılan testlerin sonunda tasarlanan THKA üzerinde yapılacak iyileştirme ve geliştirmeler için aşağıdaki maddelerin yapılması gerekmektedir.

- Deneysel olarak kullanılan sıfır geçiş yöntemi literatürdeki diğer yöntemler incelenerek performansının karşılaştırılması gerekmektedir.
- ADC örneklerini fark sinyali kullanan ölçüm sistemleri ile karşılaştırarak ölçüm doğruluğunun değerlendirilmesi gerekmektedir.
- Kullanıcı arabirimi için bilgilerin oluşturulması, hesaplamalar geciktirdiği için bu işlemleri ayrı bir işlemci veya çekirdek ile yapılması gerekmektedir.

Bu geliştirme çalışmaları tamamlandıktan sonra gerçek hayatta kullanılacak ve kullanıcının ürettiği harmonik kirliliği faturalandıracak cihazın tasarım çalışmaları başlayabilir.

Tasarlanan THKA'nın, şebeke sinyallerini ölçerek harmonik kaynağı belirleme metot ve indislerinin değerlerini hesaplanmasında doğruluğu oldukça yüksektir. Cihazın gerçek hayatta, faturalandırma yapabilmesi için metot/indislerin bir periyotluk güç

oranı şeklindeki sonuçlarını, enerji birimi cinsinden hesaplaması gerekmektedir. Bu işlevi gerçeklemede ilk adım güç ifadelerinin hesaplanması, ikinci adım ise enerji ifadelerinin oluşturulmasıdır. Bu işlemlerden sonra çıkan miktarlar faturalandırma için kullanılabilir.

Oluşturulacak cihazın şebekeye bağlı olarak kullanılabilmesi için sağlaması gereken doğruluk ve güvenlik standartları mevcuttur. Harmonik kirliliğindeki kullanıcıların payının ölçmesinin doğruluğunun standartları henüz olmamasına rağmen hesaplamalarda kullanılan etkin değer, tüketilen güç ve akım, gerilim ve akım harmonik seviyesi gibi değerlerin doğruluk standartları mevcuttur. Aynı zaman cihazın sağlaması gereken güvenlik standartları da mevcuttur.



KAYNAKÇA

- [1] Kocatepe C., Uzunođlu M., Yumurtacı R., Karakaş A., Arıkan O., (2003), “Elektrik Tesislerinde Harmonikler”,1. Basım, Birsen Yayınevi.
- [2] Singh G. K., (2009), “Power System Harmonics Research: a Survey”, European Transactions on Electrical Power, 19 (2), 151–172.
- [3] IEEE Std, (1993), Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Institute of Electrical and Electronics Engineers Std. 519-1992.
- [4] IEC, (2000), Testing and Measurement Techniques – General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements and Instrumentation for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto, International Electrotechnical Commission Std. 61000-4-7.
- [5] IEC, (2000), Testing and Measurement Techniques-Power Quality Measurement Methods, International Electrotechnical Commission Std. 61000-4-30.
- [6] IEC, (2000), Limitation of Emission of Harmonic Currents in Low-Voltage Power Supply Systems for Equipment with Rated Current Less Than 16A, International Electrotechnical Commission Std. 61000 3-2.
- [7] IEC, (1998), Limitation of Emission of Harmonic Currents in Low-Voltage Power Supply Systems for Equipment with Rated Current Greater Than 16A, International Electrotechnical Commission Std. 61000 3-4.
- [8] IEC, (1996), Assesment of Emission Limits for Distorting Loads in MV and HV Power Systems, International Electrotechnical Commission Std. 61000 3-6.
- [9] EN (2001), Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems, European Standards 50160.
- [10] Ferrero A., Menchetti A., Sasdelli R., (1996) “Measurement of the Electric Power Quality and Related Problems”, European Transactions on Electrical Power, 6 (6), 401–406.
- [11] Muscas C., (1998), “Assessment of Electric Power Quality: Indices for Identifying Disturbing Loads”, European Transactions on Electrical Power, 8 (4), 287–292.
- [12] Crstaldi L.,Ferrero A., Salicone S., (2002), “A Distributed System for Electric Power Quality Measurement”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 51 (4), 776-781.

- [13] Srinivasan K., Jutras R., (1998), “Conforming and Non-Conforming Current for Attributing Steady State Power Quality Problems”, IEEE Transactions on Power Delivery,13 (1), 212-217.
- [14] Dellapos Aquila A., Marinelli M., Monopoli V. G., Zanchetta P., (2004), “New Power-Quality Assessment Criteria for Supply Systems under Unbalanced and Nonsinusoidal Conditions”, IEEE Transactions on Power Delivery, 19 (3), 1284-1290.
- [15] Balci M. E., Karacasu O., Hocaoglu M. H., (2009), “A Detection Method for Harmonic Producing Loads”, Eleco, I-149 - I-153, Bursa, Turkey, 5-7 November.
- [16] Balci M. E., Hocaoglu M. H., (2006), “New Power Decomposition for Sinusoidal and Nonsinusoidal Conditions”, IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power, Portugal, September.
- [17] Balci M. E., Hocaoglu M. H., (2011), “A power resolution for nonsinusoidal and unbalanced systems — Part II: Theoretical background”, Eleco, I-173 - I-178, Bursa, Turkey, 1-4 December.
- [18] Balci M. E., Hocaoglu M. H., (2011), “Addendum to a power resolution for nonsinusoidal and unbalanced systems: Evaluation examples”, Eleco, I-179 - I-182, Bursa, Turkey, 1-4 December.
- [19] Cataliotti A., Cosentino V., Ippolito M. G., Morana G., Nuccio S., (2007), “Single-point Strategies for the Detection of Harmonic Sources in Power Systems”, 9 th Int. Conf. on Elec. Power Quality and Utilisation, Barcelona, Spain, 9-11 October.
- [20] Davis E. J., Emanuel A. E., Pileggi D. J., (2000), “Evaluation of Single-Point Measurements Method for Harmonic Pollution Cost Allocation”, IEEE Trans. on Power Del, 15 (1), 14-18.
- [21] Hocaoglu M. H., Balci M. E., (2013), “Harmonik üreten yüklerin tespit edilmesi için yeni bir metot geliştirmek”, Tübitak Proje No: 110E1131, Department of Electronic Engineering, Gebze Technical University, Turkey.
- [22] Köksoy A., Öztürk O., Karacasu Ö., Balci M.E., Hocaoglu M.H., (2013), “Harmonik Kaynağı Tespit Metodlarının/İndislerinin Çeşitli Kaynak ve Yük Durumları için Doğruluklarının İstatistiksel Analizi”, Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu, 59-63, 23-24 May.
- [23] Öztürk O., Köksoy A., Karacasu Ö., Balci M.E., Hocaoglu M.H., (2013), “Üç Fazlı Sistemlerde Labview Tabanlı Harmonik Sorumluluk Paylaşım Hesabı”, Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu, 54-58, 23-24 May.
- [24] Web 1, (2016), <http://sensing.honeywell.com/hallbook.pdf>, (Erişim Tarihi: 27/09/2016)

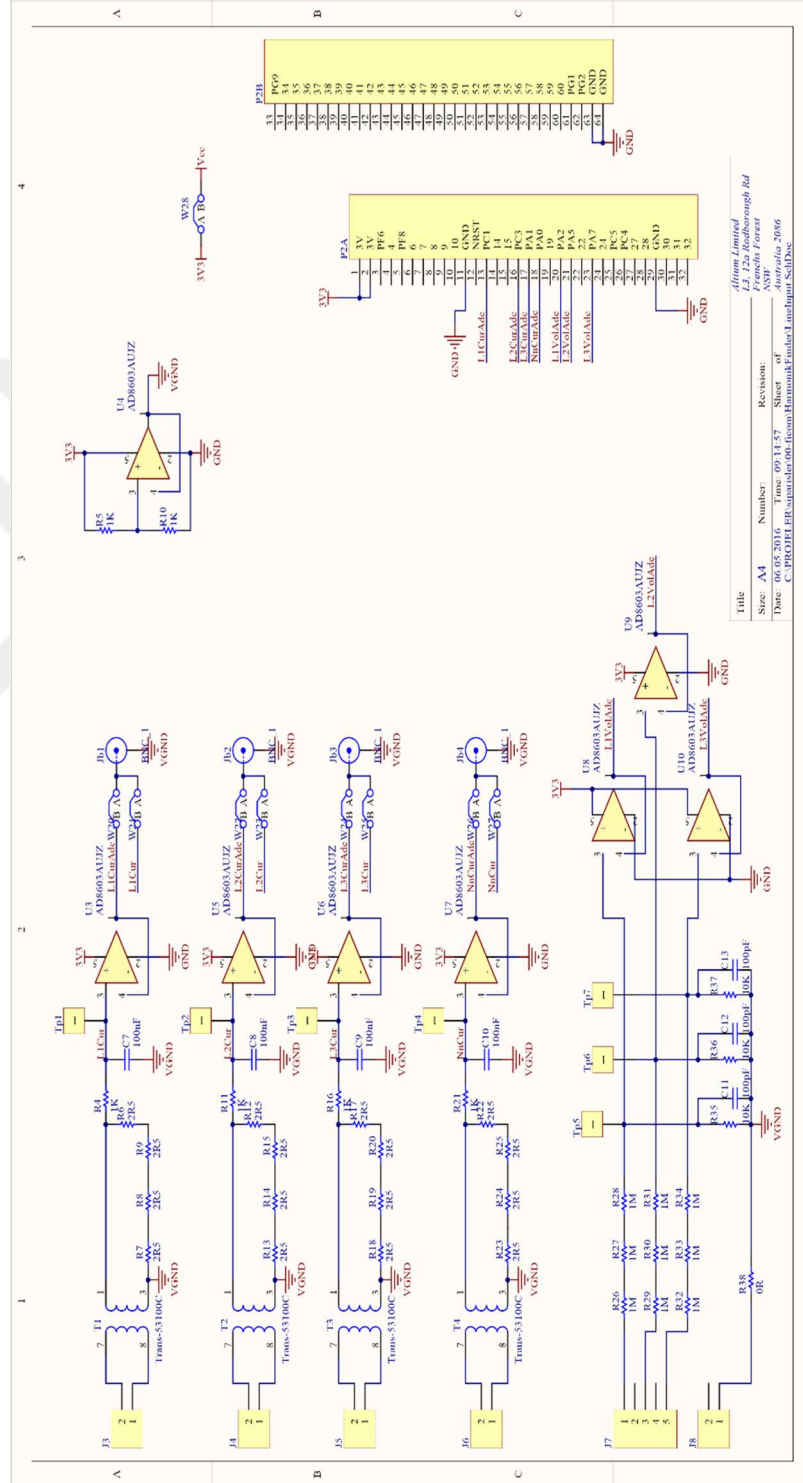
- [25] Web 2, (2016), http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8603_8607_8609.pdf, (Erişim Tarihi: 01/03/2016)
- [26] Web 3, (2016), <http://www.arm.com/about/company-profile/milestones.php>, (Erişim Tarihi: 01/03/2016)
- [27] Web 4, (2016), www.st.com/resource/en/reference_manual/DM00031020.pdf, (Erişim Tarihi: 27/09/2016)
- [28] Web 5, (2016), www.st.com/resource/en/user_manual/dm00093903.pdf, (Erişim Tarihi: 27/09/2016)
- [29] Donald S.R., (2016), “Digital Signal Processing Using the ARM Cortex M4”, 1st Edition, Wiley
- [30] Web 6, (2016), https://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/group_complex_fft.html, (Erişim Tarihi: 27/04/2016)

ÖZGEÇMİŞ

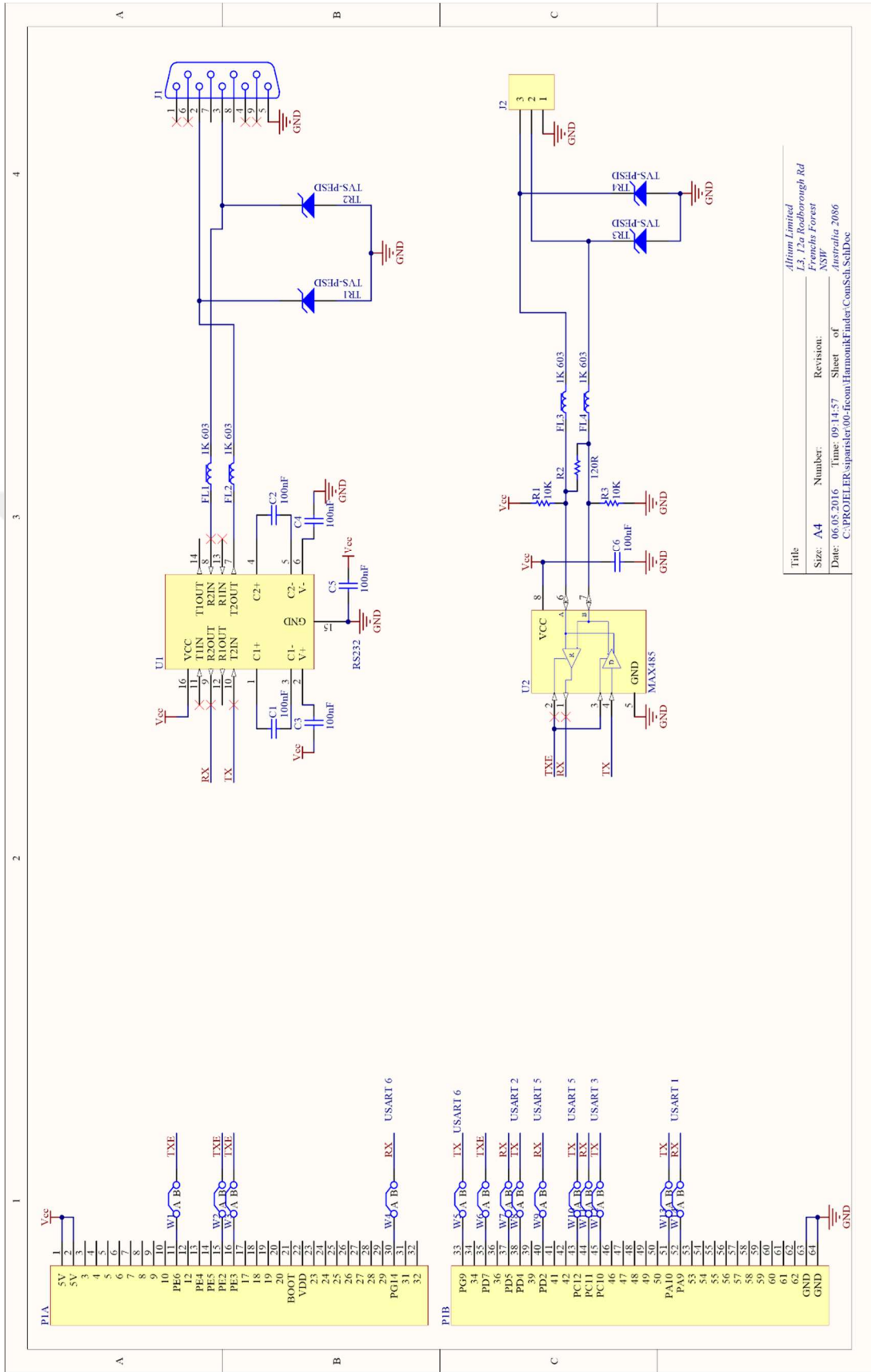
Fikret YILMAZ 1980 yılında Bulgaristan'da doğdu. 2000 yılında başladığı Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Öğretmenliği bölümünü 2005 yılında başarı ile bitirdi. 2009 yılında başladığı International University of Sarajevo (Bosna-Hersek) Elektrik/Elektronik Mühendisliği bölümünü 2010 yılında başarı ile tamamlayarak bir sonraki yıl yüksek lisans eğitimine GYTE Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında başladı. 2005 -2015 yılları arasında Mikrosay Elektronik firmasında endüstriyel kontrol cihazları tasarımı konusunda çalıştı. 2015 yılından buyana Tüm Elektronik Mühendislik firmasında ağırlık ölçüm sistemlerinin tasarımı alanında çalışmaktadır.

EKLER

EK A: THKA Tasarım Bilgileri

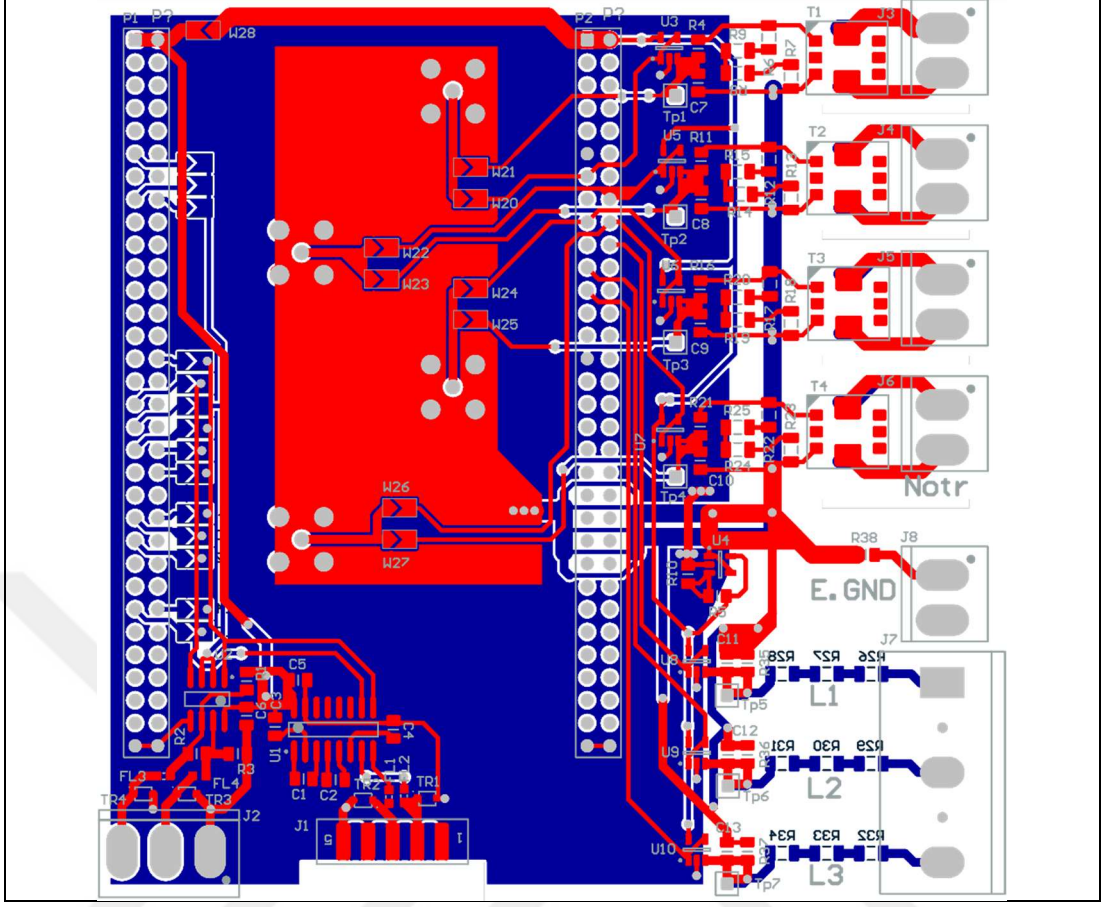


Şekil A1.1: THKA Elektriksel ölçüm devresi.

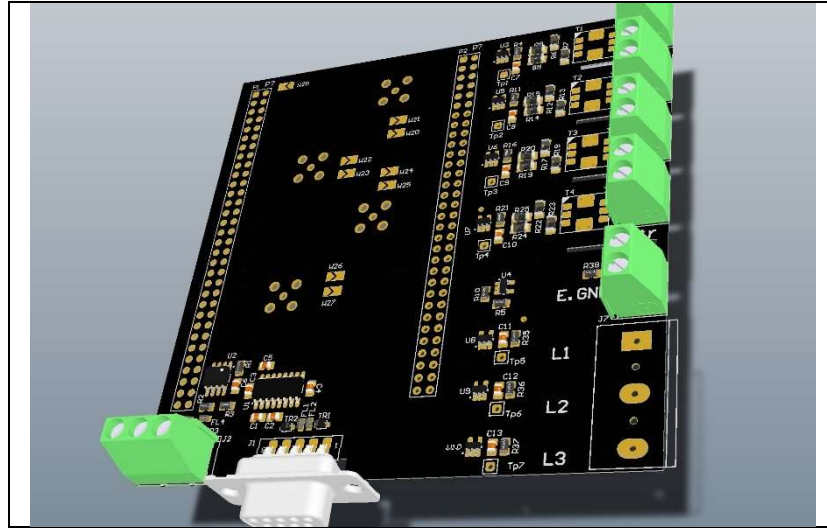


Title	Altium Limited
Size: A4	C:\PROJELER\sparisler\00-fcom\Hammonk\Finder\ComSch_Sch.Doc
Date: 06.05.2016	Time: 09:14:57
Revision: NSR	Sheet of Australia 2086
Number:	

Şekil A1.2: THKA haberleşme devresi.



Şekil A1.3: THKA PCB çizim.



Şekil A1.4: THKA 3 boyutlu PCB görünümü.

Tablo A1.1 THKA malzeme listesi.

Quantity	Designator	Comment	Description	Footprint
6	C1, C2, C3, C4, C5, C6	Cap	Capacitor, non polarized	C.0805
4	C7, C8, C9, C10	100nF	Capacitor, non polarized	C.0805
3	C11, C12, C13	100pF	Capacitor, non polarized	C.0805
4	FL1, FL2, FL3, FL4	BLM18	Ferrite Bead, BLM18	F.0603
1	J1		Receptacle DIP, 9 Position,	DSUB9_FEMALE
1	J2	Connector 3	Connector, 3-Pin	KLM_JBOX_3 - 90
4	J3, J4, J5, J6	Connector 2 90° Terminal	Connector, 2-Pin 90 derece Vidali	KLM_JBOX_2 - 90
1	J7	Connector 5 90° Plugable	Connector, 5-Pin 90 Derece Takilabilir	CON5
1	J8	Connector 2 90° Plugable	Connector, 2-Pin 90 Derece Takilabilir	KLM_JBOX_2 - 90
4	Jb1, Jb2, Jb3, Jb4	BNC_1	BNC Elbow Connector	BNC_5-1634503-1
1	P1	STM32F4_P1	STM32F4Main Female	STM32F429_P
1	P2	STM32F4_P2	STM32F4Main Female	STM32F429_P
2	R1, R3	10K	Resistor	R.0805
1	R2	120R	Resistor	R.0805
6	R4, R5, R10, R11, R16, R21	1K	Resistor	R.0805
16	R6, R7, R8, R9, R12, R13, R14, R15, R17, R18, R19, R20, R22, R23, R24, R25	2R5	Resistor	R.1206
9	R26, R27, R28, R29, R30, R31, R32, R33, R34	1M	Resistor	R.1206
3	R35, R36, R37	15K	Resistor	R.0805
1	R38	OR	Resistor	R.0805
4	T1, T2, T3, T4	Trans-53100C	Transformer CURR SENSE 10A 1:100 SMD	TRANSFORMER 53100C
7	Tp1, Tp2, Tp3, Tp4, Tp5, Tp6, Tp7	Header 1	Header, 1-Pin	HDR1
4	TR1, TR2, TR3, TR4	TVS-PESD	Transorb	SOD-323
1	U1	RS232	Dual RS232 Driver/Receiver	SOIC16
1	U2	MAX485	Low-Power, Slew-Rate-Limited RS485/RS-422 Transceiver	SOIC8
8	U3, U4, U5, U6, U7, U8, U	AD8603AUJZ		SOT23-5

EK B: Hesaplama Metod/İndis Kodları

Tablo B1.1: Metot/indis rutinlerine gelen harmonik bilgisinin formatı.

Değişken Tanımı	Programdaki Değişken ismi
V_{x1}, V_{x2}, V_{x3}	3 Faza ait gerilim harmoniklerinin genlik değerleri dizileri
I_{x1}, I_{x2}, I_{x3}	3 Faza ait akım harmoniklerinin genlik değerleri dizileri
$V_{xAng1}, V_{xAng2}, V_{xAng3}$	3 Faza ait gerilim harmoniklerinin açı değerleri dizileri
$I_{xAng1}, I_{xAng2}, I_{xAng3}$	3 Faza ait akım harmoniklerinin açı değerleri dizileri

```

for (h=0; h<HARMONIC_NUMBER; ++h){
  if (h==0){ // dc bileşen için hesap yapılıyor
    PAa=Vx1[0]*Ix1[0];
    PBb=Vx2[0]*Ix2[0];
    PCc=Vx3[0]*Ix3[0];
  }
  // 1. harmonik'ten başlayarak diğer harmonikler için hesap yapılıyor
  else{
    if (h==1){
      if (VxAng2[h]>0) {
        VxphRe= ( Vx1[h]*cos(VxAng1[h]) + Vx3[h]*cos(VxAng3[h]+2*PI/3) +
          Vx2[h]*cos(VxAng2[h]+4*PI/3) ) / 3;
        VxphIm= ( Vx1[h]*sin(VxAng1[h]) + Vx3[h]*sin(VxAng3[h]+2*PI/3) +
          Vx2[h]*sin(VxAng2[h]+4*PI/3) ) / 3;
        IxphRe= ( Ix1[h]*cos(IxAng1[h]) + Ix3[h]*cos(IxAng3[h]+2*PI/3) +
          Ix2[h]*cos(IxAng2[h]+4*PI/3) ) / 3;
        IxphIm= ( Ix1[h]*sin(IxAng1[h]) + Ix3[h]*sin(IxAng3[h]+2*PI/3) +
          Ix2[h]*sin(IxAng2[h]+4*PI/3) ) / 3;
      }
      else {
        VxphRe= ( Vx1[h]*cos(VxAng1[h]) + Vx2[h]*cos(VxAng2[h]+2*PI/3) +
          Vx3[h]*cos(VxAng3[h]+4*PI/3) ) / 3;
        VxphIm= ( Vx1[h]*sin(VxAng1[h]) + Vx2[h]*sin(VxAng2[h]+2*PI/3) +
          Vx3[h]*sin(VxAng3[h]+4*PI/3) ) / 3;
        IxphRe= ( Ix1[h]*cos(IxAng1[h]) + Ix2[h]*cos(IxAng2[h]+2*PI/3) +
          Ix3[h]*cos(IxAng3[h]+4*PI/3) ) / 3;
        IxphIm= ( Ix1[h]*sin(IxAng1[h]) + Ix2[h]*sin(IxAng2[h]+2*PI/3) +
          Ix3[h]*sin(IxAng3[h]+4*PI/3) ) / 3;
      }
      VxphAng= Complex_Ang(VxphRe, VxphIm);
      IxphAng= Complex_Ang(IxphRe, IxphIm);
      fipoz= VxphAng- IxphAng;

      Vxph= Complex_Mag(VxphRe, VxphIm);
      Ixph= Complex_Mag(IxphRe, IxphIm);

      // %Temel Frekans Pozitif Sıra Aktif Gücü
      P1= 3 * Vxph * Ixph * cos(fipoz);
    }
    PAa= PAa + Vx1[h] * Ix1[h] * cos(fi1[h]); // aktif güç hesabı
    PBb= PBb + Vx2[h] * Ix2[h] * cos(fi2[h]); // aktif güç hesabı
    PCc= PCc + Vx3[h] * Ix3[h] * cos(fi3[h]); // aktif güç hesabı
  }
}
P= PAa + PBb + PCc;
SLQI= P / P1;
return SLQI;

```

Şekil B1.1: Kaynak-Yük Kalite (KYK) indisinin hesaplama rutinleri.

```

for (h=0; h<HARMONIC_NUMBER; ++h){
    fi1[h]= VxAng1[h]-IxAng1[h];
    fi2[h]= VxAng2[h]-IxAng2[h];
    fi3[h]= VxAng3[h]-IxAng3[h];
    fj1[h]= VxAng1[h]+IxAng1[h];
    fj2[h]= VxAng2[h]+IxAng2[h];
    fj3[h]= VxAng3[h]+IxAng3[h];
}
Ip_SqrSum=0;
In_SqrSum=0;
for (h=0;h<HARMONIC_NUMBER;++h){
    if (h==0){
        PAh=Vx1[h]*Ix1[h];
        PBh=Vx2[h]*Ix2[h];
        PCh=Vx3[h]*Ix3[h];
        Ph=PAh+PBh+PCh;
    }
    else if (h>0){
        // Rh komplex sayısının geçek parçası
        PAh=Vx1[h]*Ix1[h]*cos(fj1[h])*cos(fi1[h]);
        PBh=Vx2[h]*Ix2[h]*cos(fj2[h])*cos(fi2[h]);
        PCh=Vx3[h]*Ix3[h]*cos(fj3[h])*cos(fi3[h]);
        Ph= PAh+PBh+PCh;
    }
    if (Ph>0)
        Ip_SqrSum= Ip_SqrSum + Ix1[h]^2 + Ix2[h]^2 + Ix3[h]^2;
    else if (Ph<0)
        In_SqrSum= In_SqrSum + Ix1[h]^2 + Ix2[h]^2 + Ix3[h]^2;
}
IpCollective= sqrt(Ip_SqrSum);
InCollective= sqrt(In_SqrSum);
HGI= InCollective/IpCollective;
return HGI;

```

Şekil B1.2: Harmonik Global (HG) indisinin hesaplama rutinleri.

```

static __inline float32_t NonComfCurrent_1ph(float32_t Vx, float32_t
VxAng, float32_t Ix, float32_t IxAng, float32_t absZ1, float32_t angZ1,
uint8_t h)
{
    fi_comfh=VxAng- (h * angZ1);
    INonComfhRe= Ix * cos(IxAng)- Vx * cos(fi_comfh)/absZ1;
    INonComfhIm= Ix * sin(IxAng)- Vx * sin(fi_comfh)/absZ1;
    return Complex_Mag(INonComfhRe,INonComfhIm);
}

I_kare_top=0;
INonComf_kare_top=0;

angZ1a= VxAng1[1] - IxAng1[1];
angZ1b= VxAng2[1] - IxAng2[1];
angZ1c= VxAng3[1] - IxAng3[1];

absZ1a= Vx1[1] / Ix1[1];
absZ1b= Vx2[1] / Ix2[1];
absZ1c= Vx3[1] / Ix3[1];

//hesaplamalar temel frekansdan itibaren yapiliyor
for(h=1;h<HARMONIC_NUMBER;++h){
    INonComfA=
    NonComfCurrent_1ph(Vx1[h],VxAng1[h],Ix1[h],IxAng1[h],absZ1a,angZ1a,h);
    INonComfB=
    NonComfCurrent_1ph(Vx2[h],VxAng2[h],Ix2[h],IxAng2[h],absZ1b,angZ1b,h);
    INonComfC=
    NonComfCurrent_1ph(Vx3[h],VxAng3[h],Ix3[h],IxAng3[h],absZ1c,angZ1c,h);
    I_kare_top=I_kare_top+Ix1[h]^2+Ix2[h]^2+Ix3[h]^2;

    INonComf_kare_top=INonComf_kare_top+INonComfA^2+INonComfB^2+INonComfC^2;
}
INonComfRms=sqrt(INonComf_kare_top);
Irms=sqrt(I_kare_top);

CCI=(INonComfRms/Irms);
return CCI;

```

Şekil B1.3: Lineer Akım (LA) indisinin hesaplama rutinleri.

```

static __inline float32_t NonLinCurrent_1ph(float32_t Vxh, float32_t
VxhAng, float32_t Ixh, float32_t IxhAng, float32_t Vx1, float32_t Ix1,
float32_t R, float32_t fi1, float32_t h)
{
    Xh=(h)*Vx1*sin(fi1)/Ix1;
    ZhAng= Complex_Ang(R,Xh);
    ZhMag= Complex_Mag(R,Xh);
    fi_linh= VxhAng-ZhAng;
    ILinhRe= Vxh/ZhMag;
    ILinhIm= ILinhRe;
    ILinhRe= ILinhRe * cos(fi_linh);
    ILinhIm= ILinhIm * sin(fi_linh);
    INonLinhRe= Ixh * cos(IxhAng);
    INonLinhIm= Ixh * sin(IxhAng);
    INonLinhRe= INonLinhRe - ILinhRe;
    INonLinhIm= INonLinhIm - ILinhIm;
    INonLinh= Complex_Mag(INonLinhRe, INonLinhIm);
    return INonLinh;
}

I_kare_top=0;
INonLin_kare_top=0;

fi1[1]= VxAng1[1]-IxAng1[1];
fi2[1]= VxAng2[1]-IxAng2[1];
fi3[1]= VxAng3[1]-IxAng3[1];

Ra= Vx1[1] / Ix1[1] * cos(fi1[1]);
Rb= Vx2[1] / Ix2[1] * cos(fi2[1]);
Rc= Vx3[1] / Ix3[1] * cos(fi3[1]);

// hesaplamalar temel frekansdan itibaren yapiliyor
for (h=1; h<HARMONIC_NUMBER; ++h){
    INonLinA= NonLinCurrent_1ph(Vx1[h],VxAng1[h],Ix1[h],IxAng1[h],
        Vx1[1],Ix1[1], Ra,fi1[1],h);
    INonLinB= NonLinCurrent_1ph(Vx2[h],VxAng2[h],Ix2[h],IxAng2[h],
        Vx2[1],Ix2[1], Rb,fi2[1],h);
    INonLinC= NonLinCurrent_1ph(Vx3[h],VxAng3[h],Ix3[h],IxAng3[h],
        Vx3[1],Ix3[1], Rc,fi3[1],h);
    INonLin_kare_top=INonLin_kare_top+ INonLinA^2 + INonLinB^2 +
    INonLinC^2;
    I_kare_top=I_kare_top+Ix1[h]^2 + Ix2[h]^2 + Ix3[h]^2;
}
INonLinRms=sqrt(INonLin_kare_top);
Irms=sqrt(I_kare_top);
NLCI=(INonLinRms/Irms);
return NLCI;

```

Şekil B1.4: Uygun Akım (UA) indisinin hesaplama rutinleri.

```

for (h=0; h<HARMONIC_NUMBER; ++h) {
    fi1[h]= VxAng1[h]-IxAng1[h];
    fi2[h]= VxAng2[h]-IxAng2[h];
    fi3[h]= VxAng3[h]-IxAng3[h];
}
Pn_toplam=0;
V_kare_toplam1=0;
V_kare_toplam2=0;
V_kare_toplam3=0;
I_kare_toplam1=0;
I_kare_toplam2=0;
I_kare_toplam3=0;
sc_toplam=0;
// temel harmonikten baslayarak 49. harmonige kadar parametreler
hesaplaniyor
for (n=1; n<HARMONIC_NUMBER; ++n) {
    //a,b ve c fazlari için n. harmonikte ayri ayri U degerleri hesaplaniyor
    U1= Vx1[n] * Ix1[n] * cos(fi1[n]);
    U2= Vx1[n] * Ix2[n] * cos(fi2[n]);
    U3= Vx1[n] * Ix3[n] * cos(fi3[n]);
    // n. harmonik için dengeli aktif guc degeri hesaplaniyor
    Pn= (U1+U2+U3)/3;
    // n. harmonik için dengeli konduktans hesaplaniyor
    GBn= Pn / (Vx1[n] * Vx1[n]);
    // Ge parametresinin hesaplanabilmesi için toplam dengeli aktif güc
    // hesaplaniyor.
    Pn_toplam= Pn_toplam + Pn;
    // rms degerlerinin hesaplanabilmesi için V ve I 'nin kareleri toplami
    // hesaplaniyor.
    V_kare_toplam1= V_kare_toplam1 + Vx1[n]^2;
    V_kare_toplam2= V_kare_toplam2 + Vx2[n]^2;
    V_kare_toplam3= V_kare_toplam3 + Vx3[n]^2;
    I_kare_toplam1= I_kare_toplam1 + Ix1[n]^2;
    I_kare_toplam2= I_kare_toplam2 + Ix2[n]^2;
    I_kare_toplam3= I_kare_toplam3 + Ix3[n]^2;

    // Ge artimsal olarak hesaplaniyor
    Ge= Pn_toplam / V_kare_toplam1;
    // 3 fazli sistem için Dsc formülündeki ifadenin harmonik numarasina
    // bagli olarak aldigi degerlerin toplami hesaplaniyor.
    sc_toplam= sc_toplam + ((GBn-Ge)^2 * Vx1[n]^2);
}

// gerilim için rms deger hesaplaniyor
Vrms=sqrt(V_kare_toplam1);
// akim için rms deger hesaplaniyor
Irms=sqrt(I_kare_toplam1+I_kare_toplam2+I_kare_toplam3);

S=sqrt(3*Vrms*Vrms)*Irms;
Isc=sqrt(3*sc_toplam);// Kaydirilmis iletkenlik akimi
Dsc=sqrt(3*Vrms*Vrms*Isc*Isc)/S;// normalize Kaydirilmis iletkenlik gücü
return Dsc;

```

Şekil B1.5: Kaydırılmış İletkenlik Gücü (DSC) Metodun Hesaplanması.

EK C: Dirençlerin Çalışma Verileri

Tablo C1.1: Yüzey montajlı dirençlerin çalışma gerilimleri.

YAGEO <i>Phocomp</i>	Product specification			5
Chip Resistor Surface Mount	RC_L	SERIES	0075 to 2512	10

Table 2

CHARACTERISTICS	POWER	OPERATING TEMPERATURE RANGE	MAXIMUM WORKING VOLTAGE	MAXIMUM OVERLOAD VOLTAGE	DIELECTRIC WITHSTANDING VOLTAGE	RESISTANCE RANGE	TEMPERATURE COEFFICIENT	JUMPER CRITERIA
RC0402	1/16 W	-55°C to 155°C	50V	100V	100V	5% (E24) 1Ω≤R≤22MΩ 1% (E24/E96) 1Ω≤R≤10MΩ 0.1%, 0.5% (E24/E96) 10Ω≤R≤1MΩ Jumper<50mΩ	1Ω≤R≤10Ω ±200ppm°C 10Ω<R≤10MΩ ±100ppm°C 10MΩ<R≤22MΩ ±200ppm°C	Rated Current 1.0A Maximum Current 2.0A
	1/8W	-55°C to 155°C	50V	100V	100V	5% (E24) 1Ω≤R≤1MΩ 1% (E24/E96) 1Ω≤R≤1MΩ	1Ω≤R≤1MΩ ±200ppm°C	
RC0603	1/10 W	-55°C to 155°C	75V	150V	150V	5% (E24) 1Ω≤R≤22MΩ 1% (E24/E96) 1Ω≤R≤10MΩ 0.1%, 0.5% (E24/E96) 10Ω≤R≤1MΩ Jumper<50mΩ	1Ω≤R≤10Ω ±200ppm°C 10Ω<R≤10MΩ ±100ppm°C 10MΩ<R≤22MΩ ±200ppm°C	Rated Current 1.0A Maximum Current 2.0A
	1/5 W	-55°C to 155°C	75V	150V	150V	5% (E24) 1Ω≤R≤1MΩ 1% (E24/E96) 1Ω≤R≤1MΩ	1Ω≤R≤1MΩ ±200ppm°C	
RC0805	1/8 W	-55°C to 155°C	150V	300V	300V	5% (E24) 1Ω≤R≤22MΩ 1% (E24/E96) 1Ω≤R≤10MΩ 0.1%, 0.5% (E24/E96) 10Ω≤R≤1MΩ 5%, 10%, 20% (E24) 24MΩ≤R≤50MΩ Jumper<50mΩ	1Ω≤R≤10Ω ±200ppm°C 10Ω<R≤10MΩ ±100ppm°C 10MΩ<R≤22MΩ ±200ppm°C 24MΩ<R≤50MΩ ±300ppm°C	Rated Current 2.0A Maximum Current 5.0A
	1/4 W	-55°C to 155°C	150V	300V	300V	5% (E24) 1Ω≤R≤1MΩ 1% (E24/E96) 1Ω≤R≤1MΩ	1Ω≤R≤1MΩ ±200ppm°C	
RC1206	1/4 W	-55°C to 155°C	200V	400V	500V	5% (E24) 1Ω≤R≤22MΩ 1% (E24/E96) 1Ω≤R≤10MΩ 0.1%, 0.5% (E24/E96) 10Ω≤R≤1MΩ 5%, 10%, 20% (E24) 24MΩ≤R≤50MΩ Jumper<50mΩ	1Ω≤R≤10Ω ±200ppm°C 10Ω<R≤10MΩ ±100ppm°C 10MΩ<R≤22MΩ ±200ppm°C 24MΩ≤R≤50MΩ ±300ppm°C	Rated Current 2.0A Maximum Current 10.0A
	1/2 W	-55°C to 155°C	200V	400V	500V	5% (E24) 1Ω≤R≤1MΩ 1% (E24/E96) 1Ω≤R≤1MΩ	1Ω≤R≤1MΩ ±200ppm°C	

EK D: PCB Malzeme Bilgi Sayfaları

KB		产品技术资料 TECHNICAL INFORMATION			
KB-6160/6160A/6160C (ANSI: FR-4)					
覆铜箔环氧玻纤布层压板					
Features 特点					
<ul style="list-style-type: none"> 兼容紫外光阻挡及光学自动检查功能,可提高 PCB 生产效率与准确性 UVB and AOI (automatic optical inspection) compatible, so as to increase productivity and accuracy. 优良的耐热性能和机械性能 Excellent heat resistance and mechanical properties 符合 IPC-4101B/21 的规范要求 IPC-4101B/21 specification is applicable. 					
General Properties 一般特性					
Test Item 测试项目	Unit 单位	Test Method (IPC-TM-650) 测试方法	Test Condition 处理条件	Specification (IPC-4101B) 规格值	Typical Value 典型值
Peel Strength (1 oz.) 铜箔剥离强度	N/mm	2.4.8	125℃	≥0.70	1.70
			Float 288℃ / 10 Sec	≥1.05	1.75
Thermal Stress 热应力	Sec	2.4.13.1	Float288℃/unetched	≥10	180
Bow / Twist 弯弓度/翘曲度	%	2.4.22.1	A	≤1.0	0.17 / 0.35
Flexural Strength 抗弯强度	N/mm ²	2.4.4	Warp	≥415	565
			Fill	≥345	416
Flammability 燃烧性	Rating	UL94	UL94	UL94 V-0	V-0
Glass Transition (Tg) 玻璃化转变温度	℃	2.4.25	E-2/105 DSC	≥130	135
Surface Resistivity 表面电阻	MΩ	2.5.17.1	C-96/35/90	≥1.0×10 ⁴	1.0×10 ⁶
Volume Resistivity 体积电阻	MΩ-cm	2.5.17.1	C-96/35/90	≥1.0×10 ⁶	1.0×10 ⁸
Dielectric Constant 介电常数	—	2.5.5.2	Etched/@1 MHZ	≤5.4	4.58
Loss Tangent 介质损耗	—	2.5.5.2	Etched/@1 MHZ	≤0.035	0.022
Arc Resistance 耐电弧性	Sec	2.5.1	D-48/50+D-0.5/23	≥60	125
Moisture Absorption 吸水率	%	2.6.2.1	D-24/23	≤0.35(min0.51mm)	0.21
				≤0.80(max0.51mm)	0.19
Z-Axis Expansion Z-轴热膨胀系数	ppm/℃	2.4.24	E-2/105 TMA	—	58/286
TD	℃	2.4.24.6	TGA	—	305
T-260	min	2.4.24.1	TMA	—	20
T-288	min	2.4.24.1	TMA	—	3

Remarks: Specimen Thickness: 1.6 mm 1/1 样品厚度: 1.6 mm 1/1
A = Keep the specimen originally without any process 保持原样,不作处理
C = Temperature and humidity conditioning 在恒温恒湿的空气中处理;
D = Temperature conditioning immersion in distilled water. 浸在恒温的水中处理
E = Immersing in distilled water with temperature control 在恒温的空气中处理;

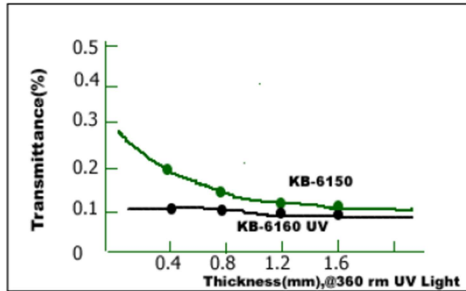
Şekil D1.1: Baskılı devre taban malzemesi bilgi sayfası.

KB-6160/6160A/6160C (ANSI: FR-4)

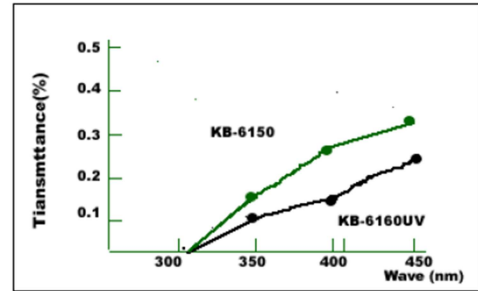
覆铜箔环氧玻纤布层压板

Speciality Chart 板材特性图

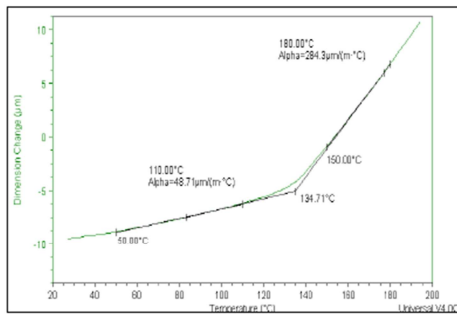
UV blocking (thickness) UV 阻挡



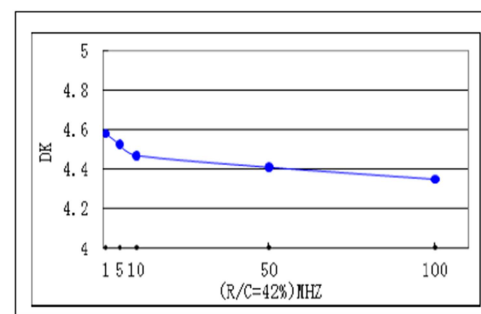
UV blocking (wave / UV-3100)



Thermal expansion of Z-direction (test by TMA)



Dielectric constant 介电常数



Applications 应用领域

- Computer, communication equipment, instrument, OA equipment, etc.
计算机及外围设备、通讯设备、仪器仪表、办公自动设备等

Purchasing Information 采购信息

Base Color 基板颜色	Thickness 厚度	Copper Cladding 铜箔厚度	Regular Size (mm) 常规尺寸	CTI Value CTI 值
黄色 (yellow)	0.05mm ~ 3.5mm	12µm, 18µm	940*1245mm (37" * 49")	KB-6160:150V
		35µm, 70µm	1042*1245mm (41" * 49")	KB-6160A:175V
		105µm	1093*1245mm (43" * 49")	KB-6160C: 300V/600V

Note: Other sheet size and thickness could be available upon request.

可根据客户要求提供其它尺寸和厚度。

Şekil D1.2: Baskılı devre taban malzemesi bilgi sayfası.

EK E: IEC 61010 Güvenlik Standardı İlgili Bölümleri

Tablo E1.1: Metot/indis rutinlerine gelen harmonik bilgisinin formatı

WORKING VOLTAGE r.m.s. or d.c. V	BASIC INSULATION or SUPPLEMENTARY INSULATION								
	On printed wiring board			Other circuits					
	POLLUTION degree			POLLUTION degree					
	1	2	1	2			3		
	Material group IIIb mm	Material group IIIa mm	Material group I mm	Material group II mm	Material group IIIa-b mm	Material group I mm	Material group II mm	Material group IIIa-b (see note) mm	
10	0.025	0.04	0.08	0.40	0.40	0.40	1.00	1.00	1.00
12.5	0.025	0.04	0.09	0.42	0.42	0.42	1.05	1.05	1.05
16	0.025	0.04	0.10	0.45	0.45	0.45	1.10	1.10	1.10
20	0.025	0.04	0.11	0.48	0.48	0.48	1.20	1.20	1.20
25	0.025	0.04	0.125	0.50	0.50	0.50	1.25	1.25	1.25
32	0.025	0.04	0.14	0.53	0.53	0.53	1.3	1.3	1.3
40	0.025	0.04	0.16	0.56	0.80	1.10	1.4	1.6	1.8
50	0.025	0.04	0.18	0.60	0.85	1.20	1.5	1.7	1.9
63	0.040	0.063	0.20	0.63	0.90	1.25	1.6	1.8	2.0
80	0.063	0.10	0.22	0.67	0.95	1.3	1.7	1.9	2.1
100	0.10	0.16	0.25	0.71	1.00	1.4	1.8	2.0	2.2
125	0.16	0.25	0.28	0.75	1.05	1.5	1.9	2.1	2.4
160	0.25	0.40	0.32	0.80	1.1	1.6	2.0	2.2	2.5
200	0.40	0.63	0.42	1.00	1.4	2.0	2.5	2.8	3.2
250	0.56	1.0	0.56	1.25	1.8	2.5	3.2	3.6	4.0
320	0.75	1.6	0.75	1.60	2.2	3.2	4.0	4.5	5.0
400	1.0	2.0	1.0	2.0	2.8	4.0	5.0	5.6	6.3
500	1.3	2.5	1.3	2.5	3.6	5.0	6.3	7.1	8.0
630	1.8	3.2	1.8	3.2	4.5	6.3	8.0	9.0	10.0
800	2.4	4.0	2.4	4.0	5.6	8.0	10.0	11	12.5
1 000	3.2	5.0	3.2	5.0	7.1	10.0	12.5	14	16
1 250	4.2	6.3	4.2	6.3	9.0	12.5	16	18	20
1 600	5.6	8.0	5.6	8.0	11	16	20	22	25
2 000	7.5	10.0	7.5	10.0	14	20	25	28	32
2 500	10.0	12.5	10.0	12.5	18	25	32	36	40
3 200	12.5	16	12.5	16	22	32	40	45	50
4 000	16	20	16	20	28	40	50	56	63
5 000	20	25	20	25	36	50	63	71	80
6 300	25	32	25	32	45	63	80	90	100
8 000	32	40	32	40	56	80	100	110	125
10 000	40	50	40	50	71	100	125	140	160
12 500	50	63	50	63	90	125			
16 000	63	80	63	80	110	160			
20 000	80	100	80	100	140	200			
25 000	100	125	100	125	180	250			
32 000	125	160	125	160	220	320			
40 000	160	200	160	200	280	400			
50 000	200	250	200	250	360	500			
63 000	250	320	250	320	450	600			

NOTE 1 Material group IIIb is not recommended for application in POLLUTION DEGREE 3 above 630 V.
NOTE 2 Interpolation of CREEPAGE DISTANCES is allowed.

IEC 61010 güvenlik standardına göre kirlilik seviyesi 2, çalışma gerilimi 400V ve malzeme cinsi IIIa-b için iki iletken arası en küçük mesafenin 4mm olması gerektiği Tablo E1.1'de verilmiştir.