



**T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



DOKTORA TEZİ

**DÜŞÜK GÜÇLÜ UYGULAMALAR İÇİN AKTİF
HARMONİK FİLTRE TASARIMI**

Emre ÖZER

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Danışman

Prof.Dr. Sıddık YARMAN

Nisan, 2015

İSTANBUL

Bu çalışma 27/04/2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliğı programında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi:

İmza
Prof.Dr. Sıddık YARMAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

İmza
Prof.Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

İmza
Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi

İmza
Doç.Dr. Fırat KAÇAR
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

İmza
Prof.Dr. Ergin Sait VAROL
İstanbul Üniversitesi
Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu

ÖNSÖZ

Doktora öğrenimim sırasında yardımlarını esirgemeyen danışmanım Prof. Dr. Sıddık YARMAN'a, kıymetli hocalarım Prof.Dr. Aydın AKAN'a, Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN'a, Prof.Dr. Ergin Sait VAROL'a ve Doç.Dr. Fırat KAÇAR'a teşekkürü bir borç bilirim.

Nisan, 2015

Emre ÖZER

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
TABLO LİSTESİ.....	vii
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ	viii
ÖZET.....	ix
SUMMARY	x
1. GİRİŞ.....	1
2. GENEL KISIMLAR	3
2.1. GÜÇ KALİTESİ.....	3
2.2. HARMONİKLERİN GÜÇ SİSTEMİ ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ	3
2.3. HARMONİKLİ DURUMDA KABLO VE TRANSFORMATÖR KAYIPLARI..	3
2.3.1. Harmonikli Akımlar	4
2.3.2. Sinüzoidal Olmayan Koşullarda Kablolardaki Kayıplar	5
2.3.3. Sinüzoidal Olmayan Koşullarda Transformatörlerdeki Kayıplar.....	7
2.4. HARMONİK FİLTRELER	10
2.4.1. Pasif Harmonik Filtreler	11
2.4.2. Aktif Harmonik Filtreler.....	11
2.5. AKTİF HARMONİK FİLTRELERİN KARAKTERİSTİK ANALİZİ	13
2.5.1. Paralel Aktif Harmonik Filtrelerin Analizi.....	13
2.5.2. Seri Aktif Harmonik Filtrelerin Analizi	17
2.6. REFERANS İŞARET KESTİRİM YÖNTEMLERİ	21
2.6.1. Frekans Alanı Yöntemleri	21
2.6.2. Zaman Alanı Yötemleri	21
2.6.2.1. Anlık Güç Teorisi	22
2.6.2.2. Senkron Referans Yapı Teoremi.....	38
2.7. AKTİF HARMONİK FİLTRELERİN KONTROL YÖNTEMLERİ	40
3. MALZEME VE YÖNTEM	42
3.1. ANAHTARLAMALI KAPASİTÖR FİLTRE TABANLI HARMONİK ALGILAMA DEVRESİ	42
4. BULGULAR	57

5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	61
KAYNAKLAR	63
EKLER.....	69
ÖZGEÇMİŞ.....	73

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1: Kesiti 2,5 mm ² olan kablo için deri ve yakınlık etkisinin frekans ile değişimi.	7
Şekil 2.2: Kesiti 120 mm ² olan kablo için deri ve yakınlık etkisinin frekans ile değişimi.	7
Şekil 2.3: Pasif harmonik filtreler.....	11
Şekil 2.4: Aktif harmonik filtre.	12
Şekil 2.5: Seri aktif harmonik filtre.	12
Şekil 2.6: Paralel aktif harmonik filtre.	13
Şekil 2.7: Karma aktif harmonik filtre.....	13
Şekil 2.8: Paralel aktif harmonik filtrenin eşdeğer devresi.....	15
Şekil 2.9: Paralel aktif harmonik filtrenin eşdeğer devresi.....	17
Şekil 2.10: Seri aktif harmonik filtrenin eşdeğer devresi.	19
Şekil 2.11: Seri aktif harmonik filtrenin eşdeğer devresi.	19
Şekil 2.12: Seri aktif harmonik filtre için histerisiz kontrol yöntemi.	20
Şekil 2.13: Seri aktif harmonik filtre için üçgen dalga karşılaştırma yöntemi.	20
Şekil 2.14: Koordinat dönüşümü.	24
Şekil 2.15: Akım ve gerilim vektörlerinin α - β düzleminde gösterimi.....	25
Şekil 2.16: Anlık gerçek ve anlık sanal gücün fiziksel anlamları.....	31
Şekil 2.17: 6 darbeli tristörlü doğrultucu.....	31
Şekil 2.18: 6 darbeli tristörlü doğrultucunun dalga şekilleri.	32
Şekil 2.19: Anlık gerçek güç p, anlık sanal güç q ve ortalamaları.	34
Şekil 2.20: Anlık güç teorisi kullanılarak yapılacak kompanzasyonun temel diyagramı.....	35
Şekil 2.21: Hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesi.	36
Şekil 2.22: A fazı için hesaplanan gerilim, akım ve akımın aktif bileşeni.	36
Şekil 2.23: Hat akımlarının aktif ve reaktif bileşenlerinin elde edilmesi.	37
Şekil 2.24: A fazı için hesaplanan gerilim, akım ve akımın aktif ve reaktif bileşeni.	37
Şekil 2.25: Hat akımlarının harmonik bileşenlerinin elde edilmesi.....	38

Şekil 2.26: A fazı için hesaplanan hat akımı ve hat akımının harmonik bileşenleri.....	38
Şekil 2.27: α - β durağan referans yapıdan senkron referans yapıya dönüşüm.	39
Şekil 2.28: Darbe genişlik modülasyonlu kontrol yöntemi.	40
Şekil 2.29: Histeresiz akım denetimi yöntemi.....	41
Şekil 3.1: Önerilen yöntemin blok şeması.....	42
Şekil 3.2: Çentik filtre genlik ve faz Bode diyagramı.	43
Şekil 3.3: Band geçiren filtrenin genlik ve faz Bode diyagramı.....	43
Şekil 3.4: Band geçiren filtre kullanılarak tasarlanan çentik filtrenin blok şeması.	44
Şekil 3.5: Geribeslemeli band geçiren filtre modeli [79].	46
Şekil 3.6: MAX267 ile tasarlanan band geçiren filtre.	46
Şekil 3.7: Band geçiren filtrenin genlik Bode diyagramları.	47
Şekil 3.8: Band geçiren filtrenin blok şeması.....	47
Şekil 3.9: MAX267 ile tasarlanan anahtarlama kapasitör band geçiren filtre.....	48
Şekil 3.10: Band geçiren filtrenin Bode diyagramları.	48
Şekil 3.11: Merkez frekansı kontrol edilebilen band geçiren filtre.	49
Şekil 3.12: 8.derece alçak geçiren filtrenin devre şeması.....	49
Şekil 3.13: 8.derece alçak geçiren filtrenin Bode diyagramları.....	50
Şekil 3.14: FFD'nin blok şeması [80].	50
Şekil 3.15: FFD'nin durum diyagramı [80].....	51
Şekil 3.16: $\bar{u}_d$ 'nin θ_e faz farkı ile değişimi [80].	52
Şekil 3.17: Çeşitli faz farkları için FFD'nin durum geçişleri [80].	53
Şekil 3.18: Çevrim filtresi.	54
Şekil 3.19: Çevrim filtresinin Bode diyagramları.....	54
Şekil 3.20: Gerilim kontrollü osilatör.....	55
Şekil 3.21: Gerilim kontrollü osilatör frekansının kontrol gerilimi ile değişimi.	55
Şekil 3.22: Anahtarlama kapasitör filtre tabanlı harmonik algılama devresinin blok şeması. ...	55
Şekil 3.23: Anahtarlama kapasitör filtre tabanlı harmonik algılama devresi.	56
Şekil 4.1: Üçgen dalgaının temel bileşeni ve harmoniklerinin toplamı.....	57

Şekil 4.2: Üçgen dalga ve harmonik bileşenleri.	58
Şekil 4.3: Kare dalga ve harmoniklerin toplamı.	58
Şekil 4.4: Bir bilgisayarın akım dalga şekli ve Fourier bileşenleri.	59
Şekil 4.5: Bilgisayarın akımının temel bileşeni ve Fourier bileşeni.	60
Şekil 4.6: Harmonikler ve Fourier Bileşenleri.	60

TABLO LİSTESİ

	Sayfa No
Tablo 2.1: Doğrultucu parametreleri.....	31
Tablo 2.2: Kompanzasyon tipine göre gerekli güç bileşenleri.....	36
Tablo 3.1: Değişen şebeke frekansına göre tesis ve/veya teçhizatın minimum çalışma süresi...	43
Tablo 3.2: MAX267 Chebyshev filtre yaklaşımları için hesaplanmış direnç oranları [79].	46

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler Açıklama

μ	: Manyetik geçirgenlik
$\cos\phi_1$	: Yer değiştirme güç faktörü
f	: Frekans
G	: Eşdeğer transfer fonksiyonu
I_{1p}	: Akımın aktif temel bileşeni
I_{1q}	: Akımın reaktif temel bileşeni
I_n	: n. harmonik akımının etkin değeri
I_{rms}	: Akımının etkin değer
i_{LO}	: Eşdeğer harmonik akım kaynağı
i_n	: n. harmonik akımının ani değeri
K_0	: Gerilim kontrollü osilatör kazancı
K_d	: Faz dedektörünün kazancı
k_{pe}	: Yalıtkanlık etkisinden kaynaklanan direnç kazancı
k_{se}	: Deri etkisinden kaynaklanan direnç kazancı
P	: Aktif güç
$p(t)$	: Ani güç
P_{dc}	: I^2R kayıpları
P_{EC}	: Transformatörün Fuko akım kayıpları
P_{LL}	: Transformatörün yükte çalışma kayıpları
P_{NL}	: Transformatörün boşta çalışma kayıpları
P_{OSL}	: Transformatörün sargılar dışında kalan diğer kayıpları
P_T	: Transformatörün toplam kayıpları
P_{TSL}	: Transformatörün toplam kaçak kayıpları
Q	: Reaktif güç
R_{ac}	: Kablonun AC direnci
R_{dc}	: Kablonun DC direnci
S	: Görünür güç
v_n	: n. harmonik geriliminin ani değeri
V_n	: n. harmonik geriliminin etkin değeri
Z_L	: Yük tarafındaki eşdeğer empedans
Z_S	: Şebeke empedansı
θ_n	: n. harmonik geriliminin faz açısı
σ	: İletkenlerin çapları ile iletkenler arasındaki mesafenin oranı
ϕ_n	: n. harmonik akımın faz açısı

Kısaltmalar Açıklama

AC	: Alternative current
AHF	: Aktif harmonik filtre
DC	: Direct current
KAHF	: Karma aktif harmonik filtre
PAHF	: Paralel aktif harmonik Filtre
PHF	: Pasif harmonik filtre
SAHF	: Seri aktif harmonik filtre
THD	: Toplam harmonik distorsiyon

ÖZET

DOKTORA TEZİ

DÜŞÜK GÜÇLÜ UYGULAMALAR İÇİN AKTİF HARMONİK FİLTRE TASARIMI

Emre ÖZER

İstanbul Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof.Dr. Sıddık YARMAN

Elektrik enerjisine olan talebin her geçen gün artması beraberinde güç kalitesi kavramını da getirmiştir. Güç kalitesi parametrelerinden biri olan sinüzoidal dalga şekli, güç dağıtım sisteminin ve sisteme bağlı yüklerin arızasız ve güvenli bir şekilde çalışabilmesi için gerekli şartlardan biridir. Ancak sisteme bağlanan bazı elemanların doğrusal olmayan gerilim-akım karakteristikleri sistemde harmoniklerin doğmasına neden olur.

Güç sisteminin ve sistemdeki yüklerin zarar görmesini engellemek için harmoniklerin standartlarla belirlenen sınır değerlerin altında tutulması gerekmektedir. Harmoniklerin bastırılması için kullanılan en güncel yöntem aktif harmonik filtrelerdir. Aktif harmonik filtreler; şebekedeki harmoniklerin elde edilmesi ve şebekeye aynı genlikte fakat zıt fazda enjekte edilmesi esasına dayanır. Aktif harmonik filtrelerin performansı, evirici özelliklerine, akım kontrol stratejisine ve referans işaretlerin doğruluğuna bağlıdır. Hızlı ve hassas harmonik algılama aktif harmonik filtre tasarımı için önemli faktörlerden biridir.

Bu çalışmada aktif harmonik filtreler için bir harmonik algılama yöntemi önerilmiştir. Yöntemde harmonik bileşenler, temel bileşenin bir çentik filtre ile bastırılması ile elde edilmiştir. Çentik filtre bir band geçiren filtre ve bir toplayıcı kullanılarak tasarlanmıştır. Band geçiren filtre ile elde edilen temel bileşen harmonikli işaretten çıkarılarak harmonik bileşenler elde edilmiştir. Band geçiren filtre, merkez frekansının kontrol edilmesine olanak sağlayan anahtarlama kapasitör filtre ile tasarlanmıştır. Yapılan deneylerde, temel bileşenin ve harmonik bileşenlerin birbirinden ayrılımları başarılmıştır.

Nisan 2015, 83 sayfa.

Anahtar kelimeler: Güç kalitesi, aktif harmonik filtre, harmonik algılama, çentik filtre, anahtarlama kapasitör filtre.

SUMMARY

Ph.D. THESIS

DESIGNING OF ACTIVE HARMONIC FILTER FOR LOW POWER APPLICATIONS

Emre ÖZER

İstanbul University

Institute of Graduate Studies in Science and Engineering

Department of Electrical and Electronic Engineering

Supervisor : Prof.Dr. Sıddık YARMAN

The development of the power quality concept has been brought by the ever-increasing demand for electricity. One of the required conditions for safely operating electric power system and connected loads is sinusoidal waveform. However, nonlinear characteristic of loads causes harmonics.

Harmonics must be kept below the limit values specified by the standards to prevent damage to the power distribution system and loads. The active harmonic filters are current method for reducing the harmonics. Active harmonic filters basically work by detecting the harmonics and injecting these harmonics with the same magnitude but opposite phase into the power system. The performance of an active harmonic filters depends on the inverter characteristics, current control strategy and the accuracy of the reference signal. Fast and precise harmonic detection is one of the key factors in designing active harmonic filters.

A harmonic detection method for active harmonic filters has been proposed in this study. Harmonic components are achieved by suppressing fundamental component of a distorted wave by a notch filter. The notch filter is designed by a band pass filter and an adder. Fundamental component of distorted wave has been filtered by fourth order band pass. Then harmonic components are obtained by removing fundamental component from the distorted wave. The band pass filter is designed with a switched capacitor filter that allows controlling the center frequency. The separation of the fundamental component and harmonic components from each other has been achieved during the experimental studies.

April 2015, 83 pages.

Keywords: Power quality, active harmonic filter, harmonic detection, notch filter, switched capacitor filter.

1. GİRİŞ

Elektrik enerjisine olan talebin her geçen gün artması beraberinde güç kalitesi kavramını doğurmuştur. Güç kalitesi, şebekenin tanımlanan bir noktasında, gerilimin genlik ve frekansının anma değerlerini koruması ve gerilim dalga şeklinin sinüs formunda bulunması olarak açıklanır. Güç kalitesi parametrelerinden biri olan sinüzoidal dalga şeklinden sapmanın kabul edilebilir değişim sınırları içerisinde tutulması güç sisteminin ve sistemdeki yüklerin güvenli bir şekilde çalışabilmesi için gereklidir. Ancak sistemdeki gerilim-akım karakteristiği doğrusal olmayan yükler, gerilim ve akım dalga şeklinin bozulmasına, istenmeyen harmoniklerin doğmasına neden olurlar.

Doğrusal olmayan yüklerin, elektrik dağıtım sistemlerinde, gerilim ve akım dalga biçiminde bozulmaya sebep olmaktadır. Yarıiletken güç elektroniği elemanlarının yaygınlaşması harmonik problemleri ile ilgili çalışmaların önemini artırmıştır.

Harmoniklerle ilgili ilk çalışmalar transformatörler üzerinde yapılmıştır. Transformatörün doğrusal olmayan manyetik devresi ve bu devre tarafından üretilen harmonikler ile yıldız-üçgen bağlamada üç ve üçün katı harmoniklerin durumu ele alınmıştır. Yarıiletken teknolojisindeki gelişmeyle birlikte doğrultucuların kullanımı artmış ve günümüzde de kullanılmakta olan statik dönüştürücülerin yarattıkları harmonikler de incelenmiştir. 1980’li yıllarda günümüze kadar olan süreçte harmonikleri analiz edebilmek için harmonikli sistemlerde akım, gerilim, güç bağlantıları ve fiziksel anlamları tanımlanmıştır. Harmonik standartları belirlenmiş, akım ve gerilim dalga şeklindeki bozulmaların bir ölçüsü olarak toplam harmonik distorsiyonu tanımı yapılmıştır [1 - 19].

Ülkemizde de güç kalitesi çalışmaları kapsamında Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu tarafından hazırlanan, “Elektrik Dağıtımı ve Perakende Satışına İlişkin Hizmet Kalitesi Yönetmeliği” ve “Elektrik Şebeke Yönetmeliği” ile gerilim ve akım için sınır değerler belirlenmiştir [20, 21].

Harmoniklerin olumsuz etkilerinden korunmak ve harmonikleri sınır değerlerin altında tutmak için harmoniklerin bastırılması yani harmonik kompanzasyonu yapılması gerekmektedir. Doğrusal olmayan yüklerin yaygın olarak kullanıldığı endüstriyel alanlarda, harmonik kaynaklı sorunları çözmek için geleneksel olarak pasif harmonik filtre (PHF)'ler kullanılmaktadır. PHF'ler bir kondansatör ve filtrelenecek harmonik frekansına göre ayarlanmış bir endüktanstan meydana gelir. Harmonik bileşenler düşük ayarlı bir empedans üzerinden toprağa aktarılır.

PHF'lerin uygulamalarında karşılaşılan en büyük problem rezonans olayıdır. Ayrıca bastırılacak harmonik bileşen frekansında filtre tasarlandığından bu filtreler sabit kompanzasyon karakteristiğine sahiptirler. Sürekli değişen yük uygulamalarında filtre performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Yüksek güçlerde yapılacak güç faktörü iyileştirme işlemlerinde PHF yapılarında kullanılan reaktör ve kondansatör elemanlarının da boyutları büyümekte ve sonuç olarak boyut problemi oluşturmaktadır. Bu sorunlara çözüm olarak son yıllarda güç elektroniği elemanları ve mikro işlemcilerdeki gelişmelere paralel olarak harmonik sorunlarını gidermek için aktif harmonik filtre (AHF) yapıları kullanılmaya başlanmıştır.

Bu çalışmanın ilk bölümünde güç kalitesinin öneminden ve güç kalitesi parametrelerinden biri olan harmoniklerden söz edilmiştir. Tezin ikinci bölümünde harmoniklerin güç sistemi üzerindeki etkileri ele alınmıştır. Harmonikli durumda kablo ve transformatörler üzerindeki kayıplar detaylı olarak incelenmiştir. Literatürde yer alan pasif ve AHF'ler incelenmiştir. Tezin üçüncü bölümünde AHF'lerin performansını belirleyen harmonik algılama tekniklerine alternatif bir yöntem önerilmiştir. Yöntem, şebekenin harmonikli işaretin temel bileşeninin bir band geçiren filtre ile elde edilmesi ve harmonikli işaretten çıkarılarak harmonik bileşenlerinin elde edilmesi esasına dayanır. Sistem bir çentik filtre fonksiyonuna sahiptir. Temel bileşenin elde edildiği devre, merkez frekansı şebeke frekansını takip eden bir band geçiren filtredir. Band geçiren filtre, merkez frekansının kontrol edilmesine olanak sağlayan anahtarlama kapasitör filtre ile tasarlanmıştır. Tezin dördüncü bölümünde önerilen yöntemin test edildiği, çeşitli harmonikli işaretlerin temel ve harmonik bileşenlerinin ayırma deneylerinin sonuçları verilmiştir. Son bölümde ise önerilen yöntem ile literatürde var olan yöntemler karşılaştırılmış ve gelecek çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

2. GENEL KISIMLAR

Bu bölümde güç kalitesi, harmoniklerin güç sistemi üzerindeki etkileri ve harmonik giderme yöntemleri incelenmiştir. Harmonikli durumda kablo ve transformatörlerdeki kayıplar ile ilgili detaylı bir inceleme verilmiştir. Harmonik giderme yöntemleri araştırılmış, PHF'ler, AHF'ler ve AHF'ler için referans işaret kestirim yöntemleri incelenmiştir.

2.1. GÜÇ KALİTESİ

Elektrik enerjisine olan talebin hızla artması beraberinde güç kalitesi kavramını getirmiştir. Güç kalitesini belirleyen temel bileşenler, elektrik enerjisinin sürekliliği, gerilim ve frekansın anma değerlerinde sabit kalması, gerilimde geçici süre için oluşan çukurlar ve tepeler, eni gerilim değişimleri, kırışmalar, fazlar arası dengesizlik ve harmoniklerdir.

Güç sistemindeki harmonikler akım-gerilim karakteristiği doğrusal olmayan devre elemanlarından kaynaklanmaktadır. Bu elemanlara; transformatörler, jeneratörler, anahtarlama güç kaynakları, çeviriciler, ark fırınları, frekans dönüştürücüler örnek olarak verilebilir [16].

2.2. HARMONİKLERİN GÜÇ SİSTEMİ ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Harmonikler güç sistemlerine ve güç sistemlerine bağlanan elemanlara zarar verebilirler. Jeneratörlerde, motorlarda, kondansatörlerde, transformatörlerde ve enerji iletim hatlarında ilave kayıplara neden olurlar. Harmonikler nedeniyle rezonans meydana gelme olasılığı artar. Rezonans sonucu oluşan aşırı akım ve gerilimler işletmedeki elemanlara önemli zararlar verebilir. Bir sonraki bölümde harmonikli durumda kablo ve transformatörlerdeki kayıplar detaylı bir şekilde incelenmiştir.

2.3. HARMONİKLİ DURUMDA KABLO VE TRANSFORMATÖR KAYIPLARI

Bu bölümde harmoniklerden kaynaklanan kablo ve transformatör kayıpları üzerine bir inceleme sunulmuştur.

2.3.1. Harmonikli Akımlar

Bir kablo iletim hatları çalışmalarında yaygın olarak kullanılan pi modeli ile temsil edilir. Kayıpların büyük bölümü I^2R kayıpları olduğu için bu bölümde kablo modeli saf bir direnç olarak basitleştirilmiştir.

Denklem (2.1) bir kablo üzerinden akan sinüzoidal olmayan bir akımı ifade etmektedir. Burada I_1 temel akım bileşenini ve I_n ise n. dereceden harmonik bileşeni gösterir.

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (2.1)$$

Akımın etkin değeri temel ve harmonik bileşene ayrılabilir. I_h , h. dereceden harmonik akımı göstermektedir.

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_h^2} \quad (2.2)$$

$$I_h^2 = \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (2.3)$$

Gerilim sinüzoidal ise, akımın temel bileşeni I_1 ve yer değiştirme güç faktörü $\cos \Phi_1$, aşağıdaki gibi yazılabilir [22].

$$I_1 = \frac{I_{rms}}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (2.4)$$

$$\cos \phi_1 = TPF \sqrt{1 + THD_I^2} \quad (2.5)$$

Harmoniklerin varlığının dikkate alındığı bu durumda THD_I akımın toplam harmonik distorsiyonu, TPF ise true power factor'dur. Bu yüzden akımın temel bileşeni aktif ve reaktif olmak üzere iki bileşene bölünebilir.

$$\dot{I}_1 = I_1 \angle \Phi_1 = I_1 (\cos \Phi_1 + j \sin \Phi_1) = I_{1p} + I_{1q} \quad (2.6)$$

Burada I_{1p} akımın aktif temel bileşenini, I_{1q} ise akımın reaktif temel bileşenini göstermektedir.

Ayrıca harmonikli akım denklem (2.7) ifadesindeki gibi verilir [22].

$$I_h = \frac{I_{rms}}{\sqrt{1 + \frac{1}{THD_I^2}}} \quad (2.7)$$

2.3.2. Sinüzoidal Olmayan Koşullarda Kablolardaki Kayıplar

Bir kablodan akan temel bileşen frekansındaki akım omik kayıplara, harmonikler ise ek kayıplara sebep olur. Ayrıca kablonun etkin direnci, deri etkisi sebebiyle frekans arttıkça artar, burada kablo kesitleri arasındaki eşit olmayan akı, akımın iletkenin dış çevresinden akmasına neden olur [23]. İletkenin akım taşıyan kesitinin düşmesi iletkenin akım taşıma kapasitesini de düşürür. Deri etkisi frekans ve genlik artışı ile artar, bu da yüksek harmoniklerin neden iletkenlerde yüksek derecede ısı yarattığının sebebidir.

Kabloların elektromanyetik alanların birbirleri ile etkileşimi kablo direncinin artmasına neden olurki bu da yakınlık etkisinin varlığını gösterir.

Her iki olayı da dikkate alarak ac ve dc direnç oranı denklem (2.8)'deki gibi tanımlanır.

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + k_{se} + k_{pe} \quad (2.8)$$

Burada k_{se} deri etkisinden kaynaklanan direnç kazancını, k_{pe} ise yakınlık etkisinden kaynaklanan direnç kazancını göstermektedir [24]. Denklem (2.9)'da verilen deri etkisi parametresi olan x , frekansın ve iletkenin dc direncinin bir fonksiyonudur.

$$x = 0,027678 \sqrt{\frac{f \mu}{R_{dc}}} \quad (2.9)$$

Burada f Hertz cinsinden frekansı, μ iletkenin manyetik geçirgenliğini (manyetik olmayan malzeme için bire eşittir) ve R_{dc} ohms/1000 ft. cinsinden iletkenin dc direncini göstermektedir.

Deri etkisinden kaynaklanan direnç kazancı k_{se} , x 'in doğrusal olmayan bir fonksiyonudur [25]. Hesaplama işlemlerini kolaylaştırmak için bu parametre eğri uyarlaması ile yaklaşık olarak bulunur. Bu ifade denklem (2.10)'da verilmiştir. Bazı x değerleri için hesaplanan k_{se} değerleri Ek 1'de verilmiştir.

$$k_{se} = \begin{cases} 10^{-3} \left(-1,04x^5 + 8,24x^4 - 3,24x^3 \right. \\ \left. + 1,447x^2 - 0,2764x + 0,0166 \right), & x \leq 2 \\ 10^{-3} \left(-0,2x^5 + 6,616x^4 - 83,345x^3 \right. \\ \left. + 500x^2 - 1061,9x + 769,63 \right), & 2 < x \leq 10 \end{cases} \quad (2.10)$$

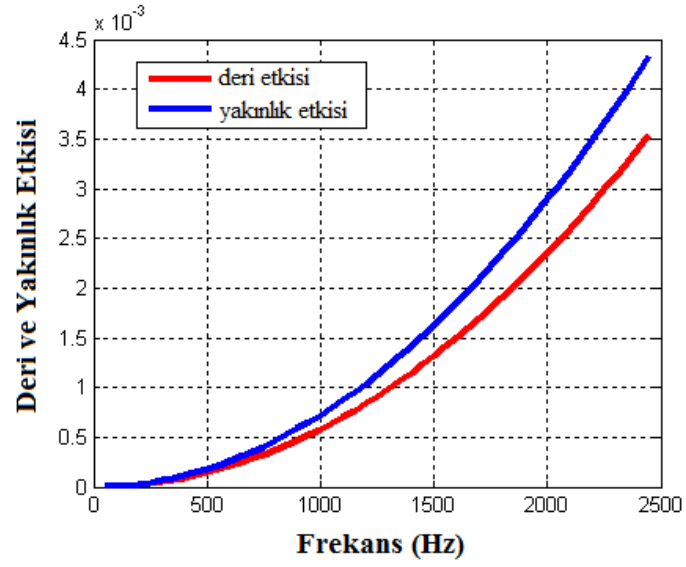
Yakınlık etkisinden kaynaklanana direnç kazancı denklem (2.11)'de verilmiştir.

$$k_{pe} = k_{se} \sigma^2 \left(\frac{1,18}{k_{se} + 0,27} + 0,312\sigma^2 \right) \quad (2.11)$$

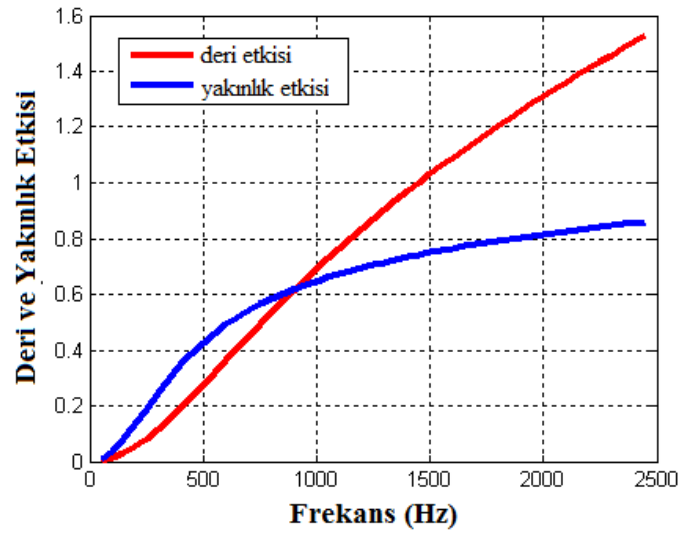
Burada σ , iletkenlerin çapları ile iletkenlerin eksenleri arasındaki mesafenin oranıdır.

Yukarıda verilen ifadelere göre, bazı kablo kesitleri için R_{ac}/R_{dc} değerleri değişen harmonik frekanslara göre hesaplanıp Ek 2 ve Ek 3'te verilmiştir. k faktörünü hesaplamak için kullanılan iletken yalıtkan kalınlıkları TS IEC 60287-1-1 [26] standardından alınmıştır. Yakınlık etkisinin en büyük değerine ulaşması için yalıtılmış iletkenlerin birbirine bitişik olduğu varsayılmıştır. Ek 2 ve Ek 3'te verilen direnç oranları metal kılıf, zırh veya manyetik kanaldan kaynaklanan bir yakınlık etkisi içermez.

Şekil 2.1'de 2.5 mm^2 kesitli bir kablonun yakınlık ve deri etkisinin frekans ile değişimi verilmiştir. Bu tür küçük kesitli kablolarda yakınlık etkisi bütün frekanslarda daha baskındır. Şekil 2.2'de 120 mm^2 kesitli bir kablo için yakınlık ve deri etkisinin karşılaştırması verilmiştir. Yakınlık etkisinin düşük frekanslarda etkin olduğu görülmektedir. Yüksek frekanslarda etkisini yitirmektedir. Fakat uygulamalarda yüksek frekanslarda harmonik bileşenlerinin genlikleri oldukça küçüktür.



Şekil 2.1: Kesiti 2,5 mm² olan kablo için deri ve yakınlık etkisinin frekans ile değişimi.



Şekil 2.2: Kesiti 120 mm² olan kablo için deri ve yakınlık etkisinin frekans ile değişimi.

2.3.3. Sinüzoidal Olmayan Koşullarda Transformatörlerdeki Kayıplar

Transformatör kayıpları denklem (2.12)'de ifade edildiği gibi boşa çalışma kayıpları ve yükte çalışma kayıpları olmak üzere ikiye ayrılır.

$$P_T = P_{NL} + P_{LL} \quad (2.12)$$

Burada P_T , toplam kayıpları, P_{NL} , boşa çalışma kayıplarını ve P_{LL} , yükte çalışma kayıplarını ifade eder. Bu kayıpların birimleri Watt'tır.

Boşa çalışma kayıpları çekirdekteki fuko akımlarından kaynaklanmaktadır. Bu kayıplar frekansla ve çekirdekteki maksimum akı yoğunluğu ile orantılıdır ve yük akımından bağımsızdır. Dağıtım sistemlerinde çalışan transformatörlerde bu kayıplar büyük güçlerdedir ve sabittir [27].

Yükte çalışma kayıpları yük akımının bir fonksiyonudur, aşağıdaki eşitlikte P_{dc} olarak gösterilen I^2R kayıpları ve kaçak kayıplardan oluşmaktadır. Kaçak kayıpları, sargılarda, çekirdekte, manyetik zırhta, tank duvarlarında ve diğer yapısal parçalardaki kaçak elektromanyetik alandan kaynaklanan kayıplardır. Harmonik distorsiyonu yüksek akımlarda transformatör kayıplarının en başında fuko akım (eddy current) kayıpları gelir. Bu kayıplar P_{EC} olarak gösterilmiştir. Sargıların dışında kalan komponentlerde oluşan kaçak kayıplar P_{ST} olarak ifade edilmiştir [28].

$$P_{LL} = P_{dc} + P_{EC} + P_{OSL} \quad (2.13)$$

$$P_{TSL} = P_{EC} + P_{OSL} = P_{LL} - P_{dc} \quad (2.14)$$

Burada P_{LL} yükte çalışma kayıplarını, P_{dc} , I^2R kayıplarını, P_{EC} , fuko akım kayıplarını, P_{OSL} , sargılar dışında kalan diğer komponentlerde oluşan kayıpları ve P_{TSL} , toplam kaçak kayıpları ifade etmektedir.

Ohmik kayıpları sargıların dc direncinin ve yük akımının ölçülmesiyle hesaplanabilir. Eğer harmoniklerden dolayı yük akımının rms değeri artarsa, kayıplarda akımın rms değerinin karesi ile orantılı olarak artacaktır. Harmonikli akımlarda ohmik kayıplar aşağıdaki ifade ile elde edilir.

$$P_{dc} = R_{dc} \times \sum_{h=1}^{h_{max}} I_h^2 \quad (2.15)$$

Fuko akım kayıpları, sargıları çevreleyen, zamanla değişen elektromanyetik akıdan kaynaklanmaktadır. Deri etkisi ve yakınlık etkisi bu kayıpları oluşturan en önemli olgudur. Transformatörlerde, dış sargılara göre çekirdeğe yakın iç sargılarda daha çok

kayıplar olur. Bunun nedeni, çekirdeğe yakın yüksek elektromanyetik akı yoğunluğudur. Sargılardaki fuko akım kayıpları yük akımının karesi ve frekansın karesiyle orantılıdır [29].

$$P_{EC} \propto I^2 \times f^2 \quad (2.16)$$

Aşağıdaki denklem ile fuko akım kayıpları hesaplanabilir.

$$P_{TSL} = P_{LL-R} - K \times [(R_1 I_{1-R}^2 + R_2 I_{2-R}^2)] \quad (2.17)$$

Burada,

P_{TSL-R} : toplam kaçak kayıplar (nominal, (Watt))

P_{LL-R} : Yükte çalışma kayıpları (nominal, (Watt))

I_{1-R} : Yüksek gerilim hat akımının temel bileşeni (nominal, (Amper))

I_{2-R} : Düşük gerilim hat akımının temel bileşeni (nominal, (Amper))

R_1 : Yüksek gerilim terminalleri arasında ölçülen dc direnç (Ohm)

R_2 : Düşük gerilim terminalleri arasında ölçülen dc direnç (Ohm)

K : faz sayısına bağlı bir sabit: $K = 1$ tek faz transformatörler için

$K = 1,5$ üç faz transformatörler için

IEEE C57.100-2008 standardına göre, sargılardaki anma fuko akım kayıpları, yağlı transformatörlerde toplam kaçak kayıpların yaklaşık % 33'ü, kuru tip transformatörlerde ise toplam kaçak kayıpların % 67'sidir.

Yukarıda belirtildiği gibi, fuko akım kayıpları akımın karesi ile harmonikli durumda ise harmonik frekansın karesi ile orantılıdır. Bu ifade aşağıda verilmiştir.

$$P_{EC} = P_{EC-R} \times \sum_h^{h_{max}} h^2 \left[\frac{I_h}{I_R} \right]^2 \quad (2.18)$$

Burada,

P_{EC-R} : sargılardaki fuko anma kayıpları (Watt)

I_h : h. dereceden harmonik akım (Amper)

I_R : anma yük akımı (Amper)

h : harmonic derecesi

Sargılardaki fuko akımları için harmonik kayıp faktörü aşağıda verilmiştir.

$$F_{HL} = \frac{\sum_h^{h_{max}} h^2 I_h^2}{\sum_h^{h_{max}} I_h^2} = \frac{\sum_h^{h_{max}} h^2 \left[\frac{I_h}{I_R} \right]^2}{\sum_h^{h_{max}} \left[\frac{I_h}{I_R} \right]^2} \quad (2.19)$$

Harmonikli durumda sargılardaki fuko akım kayıpları, harmonic kayıp faktörü ile çarpılır.

Sargılar dışında kalan diğer komponentlerde oluşan kayıpları aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$P_{OSL} = P_{OSL-R} \times \sum_h^{h_{max}} h^{0,8} \left[\frac{I_h}{I_R} \right]^2 \quad (2.20)$$

Bu kayıplar için harmonic kayıp faktörü aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$F_{HL-STL} = \frac{P_{OSL}}{P_{OSL-R}} = \frac{\sum_h^{h_{max}} \left[\frac{I_h}{I} \right]^2 h^{0,8}}{\sum_h^{h_{max}} \left[\frac{I_h}{I} \right]^2} = \frac{\sum_h^{h_{max}} \left[\frac{I_h}{I_1} \right]^2 h^{0,8}}{\sum_h^{h_{max}} \left[\frac{I_h}{I_1} \right]^2} \quad (2.21)$$

Harmonikli durumda, sargılar dışında kalan diğer komponentlerdeki kayıplar, harmonic kayıp faktörü ile çarpılır.

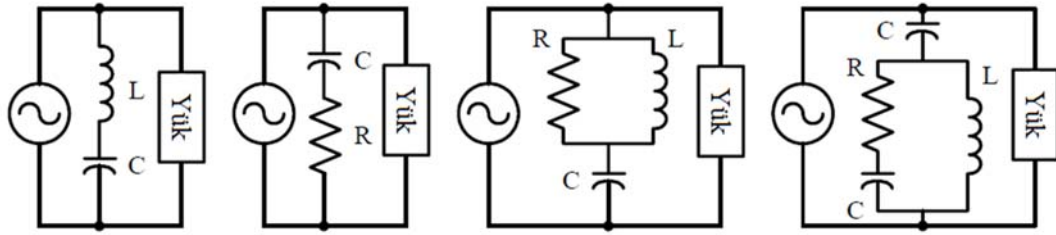
2.4. HARMONİK FİLTRELER

Güç elektroniği devreleri içeren cihazların kullanımının yaygınlaşması ile meydana gelen harmonik kirlilik beraberinde sorunları da getirmiştir. Doğrusal olmayan yükler

tarafından üretilen harmonik akımlar, güç dağıtım sisteminin empedansı üzerinde gerilim düşümlerine sebep olmakta ve dolayısıyla ortak bağlantı noktasında diğer yükleri de etkileyen harmonik gerilimleri üretmektedir. Harmoniklerin olumsuz etkileri sisteme bağlanacak harmonik filtrelerle azaltılabilir.

2.4.1. Pasif Harmonik Filtreler

Harmonikleri gidermek için kapasite, bobin ve dirençten oluşan PHF'ler kullanılabilir. Baskın harmonik frekansında düşük empedans göstererek istenmeyen harmoniklerin filtre üzerinden geçmesi sağlanır. Şekil 2.3'te şebekeye paralel bağlanan PHF örnekleri verilmiştir.



Şekil 2.3: Pasif harmonik filtreler.

2.4.2. Aktif Harmonik Filtreler

Yarıiletkenlerinin anahtarlama elemanlarının hızındaki artış ve kontrol elektroniğinin daha etkin hale gelmesi harmonik giderme teknikleri arasında en günceli olan AHF tekniğini doğurmuştur [30-34]. AHF'ler, doğrusal olmayan yüklerden kaynaklanan harmoniklere zıt fazda harmonikler üretme ve şebekeye enjekte etme esasına dayanır [35-42]. AHF'lerde harmonik akım ve gerilimler üretmek için akım veya gerilim kaynaklı çeviriciler kullanılır. Şekil 2.4'te gerilim tabanlı çeviricinin kullanıldığı bir AHF'nin genel yapısı verilmiştir. Şekildeki yük akımı temel ve harmonik bileşenlerin toplamı olarak yazılabilir.

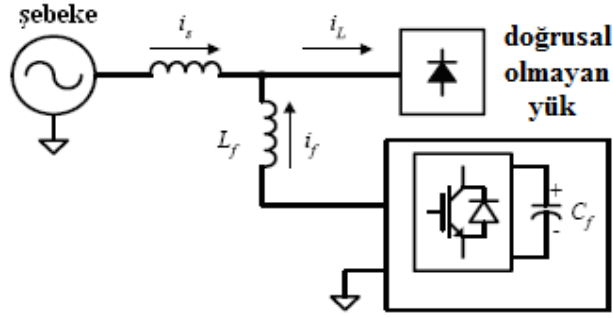
$$i_L = i_1 + i_h \quad (2.22)$$

$$i_f = i_h \quad (2.23)$$

Denklem (2.23) şartı sağlandığında,

$$i_s = i_L - i_f = i_1 \quad (2.24)$$

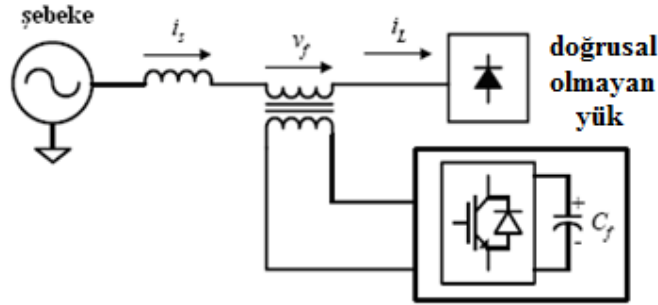
eşitliği uyarınca şebeke akımı sadece temel frekanslı işaretten oluşacaktır.



Şekil 2.4: Aktif harmonik filtre.

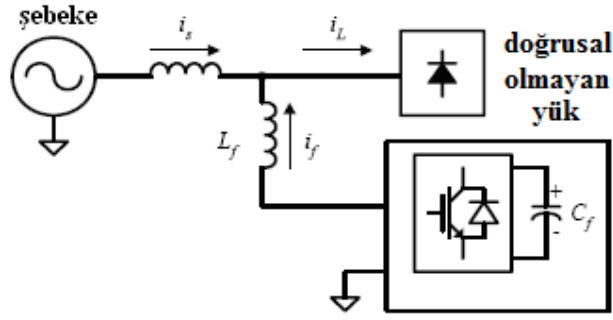
AHF'ler güç sistemine bağlanma şekillerine göre seri, paralel ve karma filtreler olmak üzere üçe ayrılırlar [43-53].

Seri aktif harmonik filtre (SAHF)'ler güç sistemine seri bir transformatör ile bağlanırlar ve gerilim harmoniklerini gidermek için kullanılırlar. Şekil 2.5'te görüldüğü gibi SAHF şebekeye doğrudan değil bir transformatör üzerinden bağlanmıştır.



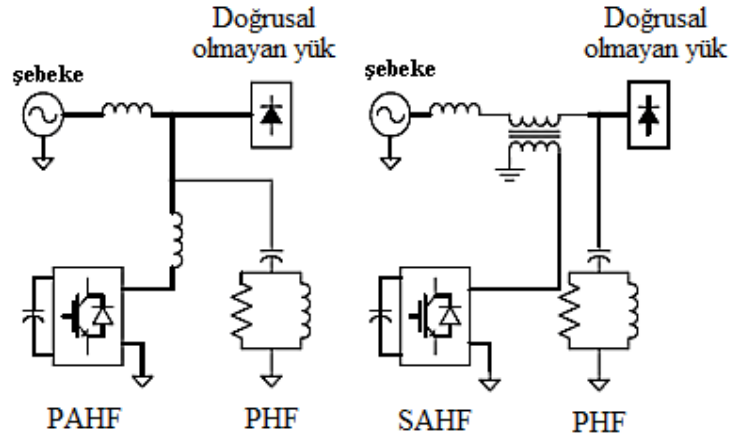
Şekil 2.5: Seri aktif harmonik filtre.

Paralel aktif harmonik filtre (PAHF)'ler akım harmoniklerini gidermek için kullanılırlar. Yaygın olarak kullanılan PAHF'ler akım veya gerilim kaynaklı bir çeviriciye, elektronik anahtar olarak kullanılabilen yarı iletken elemanlara (IGBT, Tristör, MOSFET) ve akım enjekte etmede kullanılan bir bobinden oluşmaktadır. Şekil 2.6'da gerilim kaynaklı bir çevirici kullanılan bir PAHF'nin blok şeması verilmiştir.



Şekil 2.6: Paralel aktif harmonik filtre.

AHF'ler, önceden kurulmuş olan bir PHF sistemine sonradan entegre edilerek karma aktif harmonik filtre (KAHF)'ler oluşturulabilir. PHF grubu baskın harmoniği filtreleme ve reaktif gücü kompanze ederken, AHF hassas ve dinamik yapısı sayesinde arta kalan filtreleme ve kompanzasyon görevlerini yerine getirir. Şekil 2.7'de bazı KAHF'lerin sisteme bağlanma şekilleri verilmiştir.



Şekil 2.7: Karma aktif harmonik filtre.

2.5. AKTİF HARMONİK FİLTRELERİN KARAKTERİSTİK ANALİZİ

2.5.1. Paralel Aktif Harmonik Filtrelerin Analizi

PAHF'ler, yüke paralel bağlanan ve yükün çektiği harmonik akımlara eş genlikte fakat zıt fazda harmonik akımlar üreterek sisteme geri enjekte eden bir eviriciden ibarettir. Filtrelerin kontrolü referans akım belirleme devreleri yardımıyla sağlanır.

Genellikle bir akım harmoniği kaynağı Norton eşdeğer devresiyle, gerilim harmoniği kaynağı ise Thevenin eşdeğer devresiyle gösterilir. Norton eşdeğeri saf bir akım kaynağı (harmonik akım üreten) ve paralel bir $Z_L \rightarrow \infty$ empedansından oluşur. Thevenin eşdeğeri ise saf bir gerilim kaynağı (harmonik gerilimleri üreten) ve seri bir $Z_L \rightarrow 0$ empedansından oluşur.

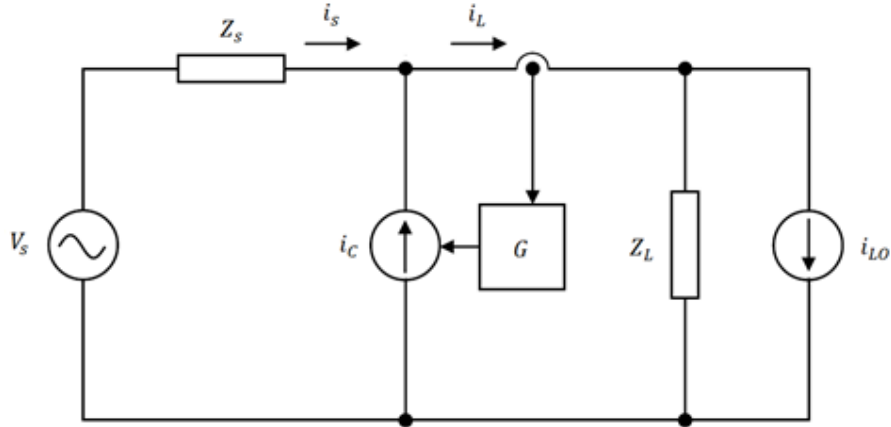
Bir harmonik akım kaynağı olarak modellenen yüklerin bağlı olduğu sistemde kompanzasyon için kullanılan PAHF'lerin eşdeğer devresi Şekil 2.8'de verilmiştir. Burada Z_s şebeke empedansını, i_{LO} eşdeğer harmonik akım kaynağını ve Z_L yük tarafındaki eşdeğer empedansı göstermektedir. Z_L eşdeğer empedansı PHF'leri ve güç katsayısını düzeltmek için kullanılan kondansatörleri de içermektedir. G ise PAHF'nin referans akımları belirleme devresini ve kontrol devresindeki gecikmeleri içeren eşdeğer transfer fonksiyondur. G transfer fonksiyonu, temel frekanslarda $|G|_f = 0$ ve harmonik frekanslarda $|G|_h = 1$ değerini alan çentik filtre fonksiyonuna sahiptir.

PAHF'ler, kaynaktan çekilen akımın sinüsoidal olmasını sağlamak yük akım harmoniklerine eşit büyüklükte ve ters fazda harmonik akımlar üreten bir harmonik akım kaynağı olarak çalışırlar. Bu durumda Şekil 2.8'den aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$i_C = G i_L \quad (2.25)$$

$$i_s = \frac{Z_L}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} i_{LO} + \frac{V_s}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (2.26)$$

$$i_L = \frac{\frac{Z_L}{1-G}}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} i_{LO} + \frac{1}{1-G} \frac{V_s}{Z_s + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (2.27)$$



Şekil 2.8: Paralel aktif harmonik filtrenin eşdeğer devresi.

Harmonik frekanslarda denklem (2.28) şartı sağlandığında, harmonik frekanslarda $|G|_h = 1$ olduğu da dikkate alınarak yukarıdaki denklemler yeniden yazılacak olursa;

$$\left| \frac{Z_L}{1-G} \right|_h \gg |Z_s|_h \quad (2.28)$$

$$i_c = i_{Lh} \quad (2.29)$$

$$i_{sh} \approx (1-G)i_{LOh} + (1-G)\frac{V_{sh}}{Z_L} \approx 0 \quad (2.30)$$

$$i_{Lh} = i_{LOh} + \frac{V_{sh}}{Z_L} \quad (2.31)$$

sonuçları elde edilir. Burada h ve f sırasıyla harmonik ve temel bileşenleri göstermektedir.

Denklem (2.28) şartı sağlandığında, $|1-G|_h = 0$ olduğu da dikkate alındığında, denklem (2.30), kaynak akımının sinüsoidal olduğunu göstermektedir. Bu yüzden denklem (2.28), PAHF'lerin yük harmonik akımlarını kompanze etmek için gerekli çalışma şartını ifade eder. Ayrıca denklem (2.28), PAHF'lerin performansının sadece transfer fonksiyonu G 'ye bağlı olmadığını aynı zamanda sistem parametreleri olan kaynak empedansı Z_s ve eşdeğer yük empedansı Z_L 'ye de bağlı olduğunu da gösterir.

Diğer taraftan, büyük bir dc bobini olan tristörlü bir doğrultucuda olduğu gibi, $|Z_L| \gg |Z_s|$ şartı sağlandığında denklem (2.26) ve denklem (2.28) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{i_s}{i_{LO}} = (1 - G) \quad (2.32)$$

$$|1 - G|_h \ll 1 \quad (2.33)$$

Denklem (2.32) AHF'nin kompanzasyon karakteristiğinin kaynak empedansı Z_s 'den etkilenmediğini göstermektedir. Bu özellik AHF'lerin PHF'lere üstünlüğü olarak bilinmektedir. Ancak, bu üstünlük sadece $|Z_L| \gg |Z_s|$ şartı sağlandığında geçerlidir. Ancak, PHF veya güç katsayısını düzeltmek amacıyla yüke paralel bağlanan kondansatörlerin olduğu durumlarda eşdeğer yük empedansı Z_L küçülür ve $|Z_L| \gg |Z_s|$ şartı sağlanamaz. Ayrıca denklem (2.31)'den de görüleceği gibi yüke paralel bağlanan PHF'lerin üzerinden $i_{Lh} - i_{LOh} = V_{sh}/Z_L$ akımı akacaktır. Şebekenin gerilim harmoniklerinin olduğu durumlarda bu akım çok büyük değerlere ulaşır tehlike yaratabilir. Bu sebeple pasif ve aktif filtrelerin birlikte kullanılacağı sistemler özel tasarımlar gerektirmektedir.

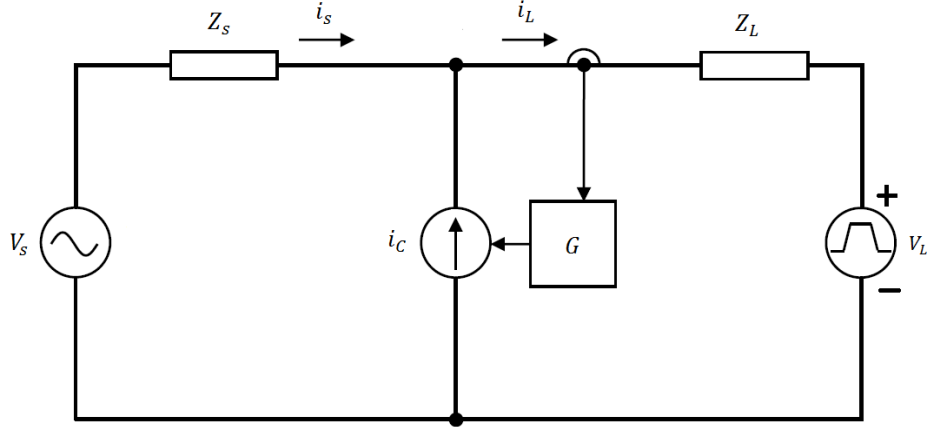
Şekil 2.9'da harmonik gerilim kaynağı olarak modellenen ve Thevenin eşdeğeri verilen yüklerin oluşturduğu harmonik kirliliği gidermek için kullanılan PAHF'nin temel prensip şeması verilmiştir. V_L harmonik gerilim kaynağını, Z_L ise yük empedansını göstermektedir. Şekil 2.9'dan aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$i_C = Gi_L \quad (2.34)$$

$$i_s = \frac{V_s - V_L}{Z_s + \frac{Z_L}{1 - G}} \quad (2.35)$$

$$i_L = \frac{1}{1 - G} \frac{V_s - V_L}{Z_s + \frac{Z_L}{1 - G}} = \frac{V_s - V_L}{(1 - G)Z_s + Z_L} \quad (2.36)$$

$$\left| Z_s + \frac{Z_L}{1 - G} \right|_h \gg 1 \quad (2.37)$$



Şekil 2.9: Paralel aktif harmonik filtrenin eşdeğer devresi.

Denklem (2.37) şartı sağlandığında kaynak akımı sinüsoidal olur. Harmonik frekanslarda yukarıdaki denklemler yeniden yazılacak olursa aşağıdaki sonuçlar elde edilir.

$$i_c = i_{Lh} \quad (2.38)$$

$$i_{sh} \approx 0 \quad (2.39)$$

$$i_{Lh} = \frac{V_{sh} - V_{Lh}}{Z_L} \quad (2.40)$$

Denklem (2.37), paralel aktif harmonik güç filtrenin harmonik gerilim kaynağı olarak modellenen yüklerin harmonik kompanzasyonunu yapması için gerekli olan şartı verir. Ancak bu şartın sağlanması oldukça zordur. Çünkü harmonik gerilim kaynağı olarak modellenen yükler çok küçük iç empedansa sahiptirler. Bu yüke örnek olarak büyük bir dc kondansatöre sahip bir diyotlu doğrultucu verilebilir [54].

2.5.2. Seri Aktif Harmonik Filtrelerin Analizi

SAHF'ler, ac kaynak ile yük arasına seri olarak yerleştirilen transformatör sayesinde kaynak akımının sinüsoidal olmasını sağlar. Kaynaktan yüke ve yükten kaynağa doğru akan harmonik akımlara karşı yüksek empedans göstererek bir anlamda harmonik izolasyon sağlarlar. Güç sistemindeki gerilim harmoniklerini filtrelemek için şebekeye

harmonikli gerilimler enjekte ederler ve güç sistemlerinde gerilim regülasyonu, gerilim dengeleme, gerilim kırışmasının azaltılması ve gerilim tepe/çukurlarının yok edilmesi amaçları için kullanılırlar.

Şekil 2.10'da bir harmonik akım kaynağı olarak modellenen yüklerin bulunduğu bir sistemde kompanzasyon için kullanılan SAHF'nin eşdeğer devresi ve yükün Norton eşdeğeri verilmiştir. Burada V_C , SAHF'nin çıkış gerilimini gösterir ve aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$V_C = KGi_s \quad (2.41)$$

Bu durumda kaynak akımı denklem (2.42)'daki gibi yazılır.

$$i_s = \frac{Z_L + i_L}{Z_s + Z_L + KG} + \frac{V_s}{Z_s + Z_L + KG} \quad (2.42)$$

Burada G , referans işaret belirleme devresini ve kontrol devresinin gecikmelerini de içeren eşdeğer transfer fonksiyonunu gösterir. G , temel frekansta $|G|_f = 0$ ve harmonik frekanslarda yaklaşık $|G|_h = 1$ değerini alması gerekir. K ise ohm boyutunda bir kazancı ifade eder. Genellikle kaynaktaki gerilim distorsiyonu V_{sh} , harmonik akım kaynağından çok daha küçüktür. Bu sebeple, denklem (2.43)'de verilen şart sağlandığında aşağıdaki sonuçlar elde edilir.

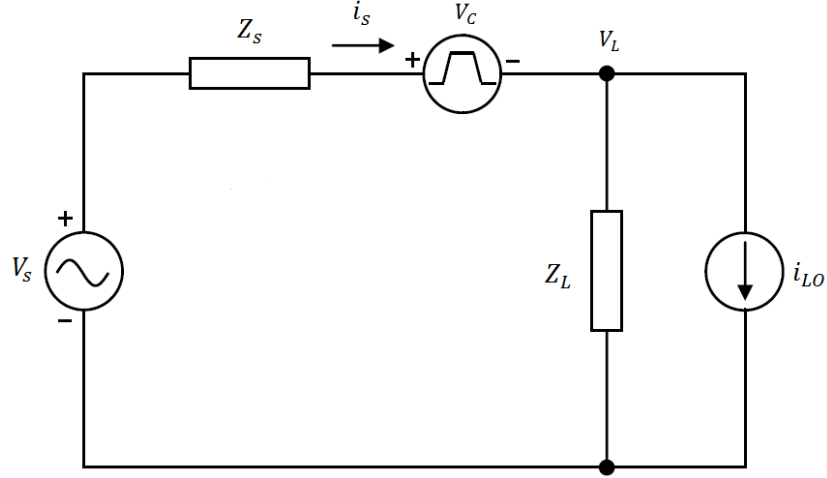
$$K \gg |Z_L|_h \text{ ve } K \gg |Z_s + Z_L|_h \quad (2.43)$$

$$V_C \approx Z_L i_{Lh} + V_{sh} \quad (2.44)$$

$$i_s \approx 0 \quad (2.45)$$

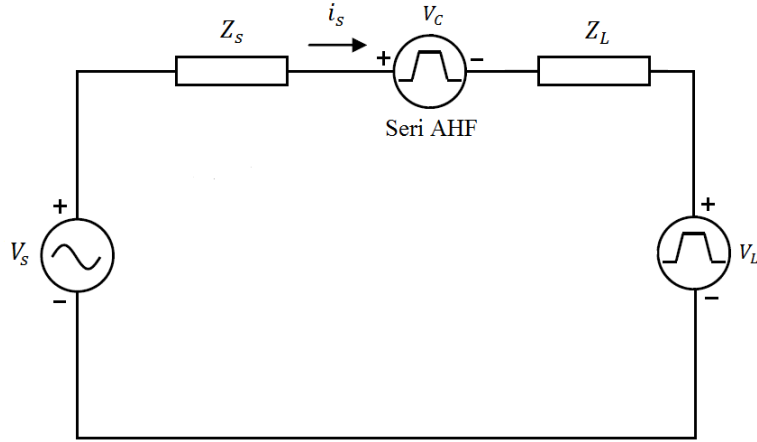
Denklem (2.45)'deki bu sonuç kaynak akımının sinüsoidal olduğunu gösterir. Denklem (2.43), SAHF'lerin çalışma şartını verir. Buna göre K kazancı, yük empedansından büyük olmalıdır ve kaynak akımındaki harmonikleri bastırmak için yük empedansı harmonik frekanslarda küçük olmalıdır. Ancak, geleneksel faz kontrollü tristörlü doğrultucularda Z_L çok büyüktür ve denklem (2.43) sağlanamaz. Ayrıca denklem (2.44)'den de görüleceği gibi V_C gerilimi çok büyüyecek ve AHF gerilim kompanzasyonu yapamayacaktır. Bu

durumda doğrultucuya bağlanacak bir PHF yük empedansını küçültecek ve şart sağlanmış olacaktır.



Şekil 2.10: Seri aktif harmonik filtrenin eşdeğer devresi.

Şekil 2.11’de bir harmonik gerilim kaynağı olarak modellenen yüklerin bulunduğu bir sistemde kompanzasyon için kullanılan SAHF’nin eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 2.11: Seri aktif harmonik filtrenin eşdeğer devresi.

Burada V_c SAHF’nin çıkış gerilimini gösterir ve aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$V_c = KGi_s \quad (2.46)$$

Bu durumda kaynak akımı şöyle yazılır.

$$i_s = \frac{V_s - V_L}{Z_s + Z_L + KG} \quad (2.47)$$

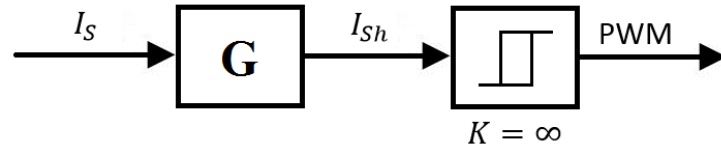
Denklem (2.48)'de verilen şart sağlandığında aşağıdaki sonuçlar elde edilir.

$$K \gg 1 \text{ pu} \quad (2.48)$$

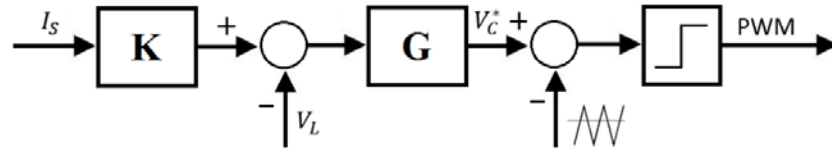
$$i_s \approx 0 \quad (2.49)$$

$$V_c \approx V_{sh} - V_{Lh} \quad (2.50)$$

Denklem (2.48), harmonik gerilim kaynağını kompanze etmek için SAHF'nin gerekli çalışma şartını verir. Büyük bir K kazancı sağlamak için Şekil 2.12'de verilen histerisiz kontrol yöntemi kullanılabilir. Bu durumda yaklaşık $K = \infty$ elde edilir.



Şekil 2.12: Seri aktif harmonik filtre için histerisiz kontrol yöntemi.



Şekil 2.13: Seri aktif harmonik filtre için üçgen dalga karşılaştırma yöntemi.

Ayrıca Şekil 2.13'te verilen üçgen dalga karşılaştırma yöntemi de kullanılabilir. Bu yöntemde referans çıkış gerilimi denklem (2.51)'deki gibidir.

$$V_c^* = G(Ki_s - V_L) \quad (2.51)$$

AHF'nin referans işaretini takip ettiğini varsayarsak, $V_c = V_c^*$, kaynak akımı denklem (2.52)'deki gibi yazılabilir.

$$i_s = \frac{V_s - (1 - G)V_L}{Z_s + Z_L + KG} \quad (2.52)$$

Harmonik frekanslarda kaynakta gerilim harmoniğinin düşük olduğu için;

$$|1 - G|_h \ll 1 \quad (2.53)$$

şartı sağlandığında, kaynak akımı sinüsoidal olacaktır.

$$i_{sh} = -(1 - G)V_{Lh} \approx 0 \quad (2.54)$$

Denklem (2.54), harmonik gerilim kaynağını kompanze etmek için SAHF'nin gerekli çalışma şartını verir. Denklem (2.54)'ten de görüleceği gibi SAHF'nin kompanzasyon karakteristiği kaynak empedansı ve yük empedansından bağımsızdır [54].

2.6. REFERANS İŞARET KESTİRİM YÖNTEMLERİ

AHF'lerin kompanze edilecek harmoniklere eş genlikte ve zıt fazda harmonikler üretebilmesi için harmoniklerin faz ve genliklerinin doğru algılanması gerekir. Bu anlamda referans işareti kestirimi AHF'nin ne kadar doğru çalışacağını belirler. Şebekedeki harmonikler, frekans ve zaman alanı analizleri ile algılanabilirler [55-61].

2.6.1. Frekans Alanı Yöntemleri

Frekans alanında yapılan referans işareti kestirimi Fourier dönüşümüne dayanmaktadır. Fourier dönüşümü ile şebeke akımı veya geriliminin harmonik ve temel bileşeni birbirinden ayrılır. Ters Fourier dönüşümü uygulanarak harmonikler elde edilir. Bu yöntem hem tek fazlı hem de üç fazlı sistemlerde kullanılır. Şebeke akım veya geriliminin örneklenmesi, Fourier katsayılarının hesaplanması gibi işlemler gecikmeye sebep olur. Bu yüzden sadece kararlı ve harmonik değişimlerinin yavaş olduğu sistemlerde kullanılırlar.

2.6.2. Zaman Alanı Yöntemleri

Zaman alanı yaklaşımları, şebeke harmoniklerini eş zamanlı olarak kestirimi esasına dayanır. Aşağıda literatürde yer alan bazı zaman alanı yöntemleri verilmiştir.

2.6.2.1. Anlık Güç Teorisi

p-q teori olarak da bilinen anlık güç teorisi Akagi, Kanazawa ve Nabae tarafından 1983'te sunulmuştur [62]. Daha sonra deneysel sonuçlarında yer aldığı daha kapsamlı bir makale 1984'te yayımlanmıştır [63].

Anlık güç teorisi zaman alanında bir dizi reaktif güç tanımlar. Akım ve gerilim dalga şekilleri için bir kısıtlama olmaksızın, nötr iletkeni olan ve olmayan üç fazlı sistemler için uygulanabilir. Bu sebeple, sadece sürekli durumlarda değil aynı zamanda geçici durumlarda da geçerlidir. Üç fazlı sistemlerin her bir fazını tek tek irdeleyen diğer yöntemlerin aksine üç fazı bir bütün sistem olarak inceler. Yani üç fazlı sistemleri üç ayrı tek fazın toplamı veya süper pozisyonu olarak değil, üç fazı bir bütün sistem olarak kabul eder.

Anlık güç teorisi, Clarke dönüşümü [64] olarak da bilinen $\alpha\beta 0$ dönüşümü kullanılarak üç fazlı akım ve gerilimlerin $\alpha\beta 0$ durağan referans yapıya dönüşümü ve anlık güç bileşenlerinin hesaplanması olarak tanımlanır.

Clarke dönüşümü, a, b ve c fazlarındaki anlık gerilimlerin α , β ve 0 koordinatlarındaki anlık gerilimlere dönüşümüdür. Üç fazlı gerilimler için Clarke dönüşümü ve Ters Clarke dönüşümü aşağıda verilmiştir. Bu dönüşümler üç fazlı anlık akımlar için de geçerlidir.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Üç fazlı üç telli sistemlerde sıfır sıralı akım bileşeni bulunmaz. Bu sebeple i_0 eşitlikten çıkarılabilir. Üç fazlı dört telli sistemlerde gerilimler dengeli ise sıfır sıralı gerilim

bulunmayacağı için v_0 eşitlikten çıkarılabilir. Bu durumda Clarke ve Ters Clarke dönüşümü aşağıdaki halini alır.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

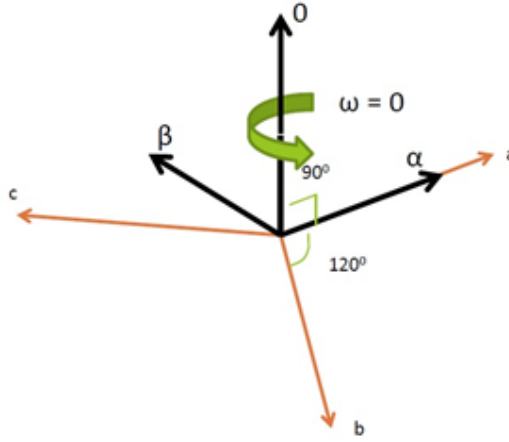
$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Bu dönüşüm matrisleri Şekil 2.14'te gösterildiği gibi bir koordinat dönüşümü ifade eder. a, b ve c eksenleri $2\pi/3$ faz açılarıyla yerleştirilmiştir. α ve β eksenleri birbirlerine dik ve α eksenini a eksenine paraleldir. a-b-c koordinatlarındaki akım veya gerilim vektörlerinin dönüş yönü abc dizisi şeklinde kabul edilirse, α - β koordinatlarında $\alpha\beta$ dizisi oluşur.

v_0 ve i_0 sıfır dizisinin bulunmadığı bir sistemde α ve β gerilim bileşenlerinden oluşan bir anlık gerilim ve akım vektörü tanımlanır. Bu anlık vektörler kompleks düzlemde gösterilebilir. Bu kompleks düzlemin reel eksenini α eksenini, sanal eksenini ise β eksenidir.

$$e = v_\alpha + jv_\beta \quad (2.5)$$

$$i = i_\alpha + ji_\beta \quad (2.6)$$



Şekil 2.14: Koordinat dönüşümü.

Aşağıda üç fazlı dengeli bir sistemin akım ve gerilim ifadeleri verilmiştir.

$$v_a(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega t + \varphi_V) \quad (2.7)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \varphi_V - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.8)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \varphi_V + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.9)$$

$$i_a(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega t + \varphi_I) \quad (2.10)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \varphi_I - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.11)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \varphi_I + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.12)$$

Bu akım ve gerilimler için Clarke dönüşümü uygulanıldığında aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$v_\alpha = \sqrt{3}V \cos(\omega t + \varphi_V) \quad (2.13)$$

$$v_\beta = \sqrt{3}V \sin(\omega t + \varphi_V) \quad (2.14)$$

$$i_\alpha = \sqrt{3}I \cos(\omega t + \varphi_I) \quad (2.15)$$

$$i_\beta = \sqrt{3}I \sin(\omega t + \varphi_I) \quad (2.16)$$

Bu ifadeler kullanılarak tanımlanan akım ve gerilim vektörleri aşağıdaki gibi yazılır.

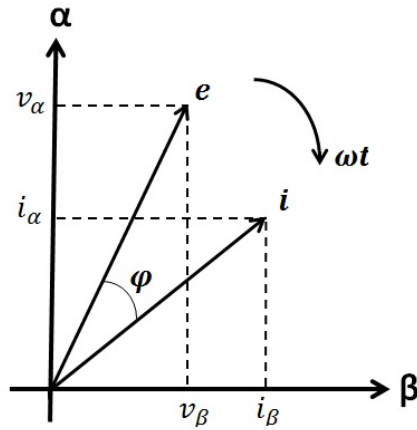
$$e = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{3}V[\cos(\omega t + \varphi_V) + j \sin(\omega t + \varphi_V)] \quad (2.17)$$

$$e = \sqrt{3}V e^{j(\omega t + \varphi_V)} \quad (2.18)$$

$$i = i_\alpha + ji_\beta = \sqrt{3}I[\cos(\omega t + \varphi_I) + j \sin(\omega t + \varphi_I)] \quad (2.19)$$

$$i = \sqrt{3}I e^{j(\omega t + \varphi_I)} \quad (2.20)$$

Akım ve gerilim vektörlerinin α - β düzlemindeki gösterimi aşağıdaki şekilde verilmiştir. Üç fazlı dengeli sistemlerde akım ve gerilim vektörleri sabit bir genlikle, ω açısal frekansı ile saat yönünde döner.



Şekil 2.15: Akım ve gerilim vektörlerinin α - β düzleminde gösterimi.

Aynı sonuç a-b-c koordinatlarındaki akım ve gerilimlerin kompleks düzlemdeki gösterimi ile de bulunabilir. Clarke dönüşümü kullanılarak elde edilen sonuçları doğrulamak için α eksenini ile paralel olan a eksenini reel eksenini göstermelidir. B eksenini de α eksenine dik olmalıdır. Her bir faz gerilimi uygun birim faz açısıyla çarpılarak kompleks düzlemdeki vektörler elde edilir.

$$e_{abc} = v_a e^{j0} + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{-j2\pi/3} \quad (2.21)$$

a-b-c koordinatlarındaki faz gerilimleri eşitlikte yerlerine yazılırsa aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$e_{abc} = \frac{3\sqrt{2}}{2} V e^{j(\omega t + \phi_V)} \quad (2.22)$$

Elde edilen bu sonuç gösteriyor ki; e_{abc} gerilim vektörü tıpkı e vektörü gibi sabit genlikle, ω açısal frekanslı ile saat yönünde dönmektedir. Bu sebeple eğer e vektörü $\alpha\beta$ dizisi doğrultusunda saat yönünde dönerse, aynı anda aynı hızla e_{abc} vektörü de abc dizisi doğrultusunda saat yönünde dönecektir. Vektörler arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir.

$$e = \sqrt{\frac{2}{3}} e_{abc} \quad (2.23)$$

Anlık güç teorisi geleneksel analiz yöntemlerini aksine sadece durağan sistemlerde değil geçici durumlarda da geçerlidir.

Bir üç fazlı sistemde, nötr iletkeni olsun ya da olmasın, sürekli veya geçici durumlarda, üç fazlı anlık aktif güç $p_{3\phi}(t)$, birim zamanda anlık enerji akışını gösterir.

Üç fazlı anlık aktif güç $p_{3\phi}(t)$, a-b-c koordinatlarındaki akım ve gerilimlerle aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$p_{3\varphi}(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (2.24)$$

Burada v_a, v_b ve v_c faz gerilimlerini, i_a, i_b ve i_c hat akımlarını göstermektedir. Üç fazlı anlık aktif güç $p_{3\varphi}(t)$ $\alpha\beta 0$ bileşenleri ile de hesaplanabilir.

$$p_{3\varphi}(t) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (2.25)$$

Üç fazlı sistemlerde, nötr iletkeni olsun ya da olmasın, anlık sıfır dizili güç p_0 , anlık gerçek güç p ve anlık sanal güç q , $\alpha\beta 0$ eksenlerindeki anlık faz gerilimler ve akımları cinsinden aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Sıfır dizili akım bileşeninin bulunmadığı üç fazlı üç telli sistemlerde sıfır dizili anlık güç p_0 daima sıfırdır. Üç fazlı üç telli sistemlerde anlık gerçek güç p , birim zamanda toplam enerji akışını ifade eder. Bu sebeple $p_{3\varphi} = p$ olur.

Geleneksel anlamda kompleks güç, gerilim fazörü ile konjuge akım fazörünün çarpımı olarak tanımlanmıştır. Bu tanım ancak sistem sürekli durumda ve haz frekansı sabit ise geçerlidir. Sürekli durumlarda olduğu gibi geçici durumlarda da geçerli olan anlık güç teorisi, üç fazlı üç telli sistemlerde anlık akım ve gerilim vektörlerini kullanarak yeni bir güç ifadesi olan “anlık kompleks güç” tanımlar. Anlık kompleks güç, anlık gerilim ve konjuge anlık akım vektörünün çarpımına eşittir.

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} \cdot \mathbf{i}^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) \quad (2.27)$$

$$\mathbf{s} = \underbrace{(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)}_p + \underbrace{j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)}_q \quad (2.28)$$

Bir önceki bölümde tanımlanan anlık gerçek güç p ve anlık sanal güç q , anlık kompleks güç ifadesinin birer terimidir.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Anlık güç teorisi ile tanımlanan güç ifadelerinin fiziksel anlamlarını daha iyi anlayabilmek için $\alpha\beta$ düzlemindeki akımlar aşağıdaki gibi gerilim ve güç ifadeleri cinsinden yazılır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Eşitliğin sağ tarafını yeniden yazacak olursak;

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Bu akım bileşenleri şöyle tanımlanır:

$$\alpha \text{ eksenindeki anlık aktif akım, } i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p$$

$$\alpha \text{ eksenindeki anlık reaktif akım, } i_{\alpha q} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q$$

$$\beta \text{ eksenindeki anlık aktif akım, } i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p$$

$$\beta \text{ eksenindeki anlık reaktif akım, } i_{\beta q} = \frac{-v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q$$

Benzer şekilde α - β eksenlerindeki anlık güçler p_α ve p_β , anlık akım ve gerilimler cinsinden aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha \\ v_\beta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha p} \\ v_\beta i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha q} \\ v_\beta i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Üç fazlı üç telli sistemlerde Clarke bileşenleri ile tanımlanmış anlık aktif güç anlık gerçek güce eşittir.

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} = v_{\alpha}(i_{\alpha p} + i_{\alpha q}) + v_{\beta}(i_{\beta p} + i_{\beta q}) \quad (2.34)$$

$$p = \underbrace{v_{\alpha}i_{\alpha p} + v_{\alpha}i_{\alpha q}}_{p_{\alpha}} + \underbrace{v_{\beta}i_{\beta p} + v_{\beta}i_{\beta q}}_{p_{\beta}} \quad (2.35)$$

$$p = \frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}p + \frac{v_{\alpha}v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}q + \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}p + \frac{-v_{\alpha}v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}q \quad (2.36)$$

$$p = \underbrace{\frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}p}_{v_{\alpha}i_{\alpha p}} + \underbrace{\frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}p}_{v_{\beta}i_{\beta p}} = \left(\frac{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \right) p = p \quad (2.37)$$

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha p} + v_{\beta}i_{\beta p} \quad (2.38)$$

Yukarıdaki ifadeden iki önemli sonuç çıkarılır.

Birincisi, anlık gerçek güç $p = p_{\alpha p} + p_{\beta p} = v_{\alpha}i_{\alpha p} + v_{\beta}i_{\beta p}$ sonucu çıkar.

İkincisi, $v_{\alpha}i_{\alpha q} + v_{\beta}i_{\beta q} = p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0$ sonucu elde edilir.

α eksenindeki anlık aktif güç, $p_{\alpha p} = v_{\alpha}i_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}p$

α eksenindeki anlık reaktif güç, $p_{\alpha q} = v_{\alpha}i_{\alpha q} = \frac{v_{\alpha}v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}q$

β eksenindeki anlık aktif güç, $p_{\beta p} = v_{\beta}i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}p$

β eksenindeki anlık reaktif güç, $p_{\beta q} = v_{\beta}i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha}v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}q$

Bu güç ifadelerinin hepsinin birimi Watt'tır. Çünkü bir eksen üzerindeki gerilim ve aynı eksen üzerindeki akımın çarpımı olarak tanımlanmıştır.

Yukarıda verilen eşitliklerden çıkarılan sonuçlar:

1. Anlık akım i_α , anlık aktif $i_{\alpha p}$ ve anlık reaktif $i_{\alpha q}$ bileşenlerine ayrılır. Aynı durum anlık akım i_β içinde geçerlidir.
2. α ve β eksenlerindeki anlık aktif güç bileşenlerinin toplamı anlık gerçek güce eşittir. $p = p_{\alpha p} + p_{\beta p}$
3. α ve β eksenlerindeki anlık reaktif güç bileşenlerinin toplamı daima sıfırdır. $p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0$

Çünkü üç fazlı sistemlerde kaynaktan yüke aktarılan ortalama ya da anlık enerji üzerinde bir katkıları yoktur. Bu nedenle anlık reaktif güç olarak isimlendirilirler. Anlık sanal güç q , $p_{\alpha q}$ ve $p_{\beta q}$ genlikleri ile ilgili bir miktar belirtir.

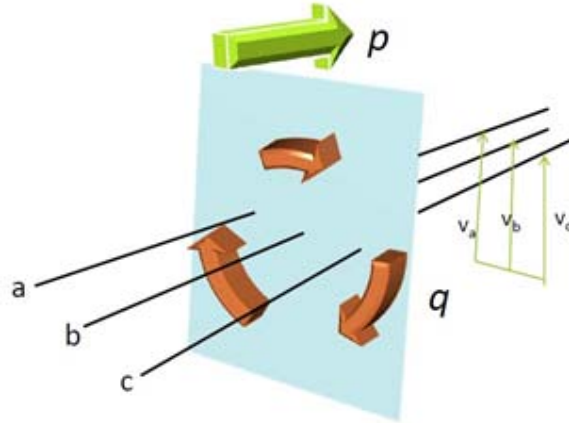
Anlık sanal güçler $p_{\alpha q}$ ve $p_{\beta q}$ toplamı sıfır olduğu için kompanze edilmelerine de gerek yoktur.

Anlık sanal güç, α - β bileşenleri yerine a-b-c koordinatlarındaki ifadeleri yazılacak olursa aşağıdaki ifade elde edilir.

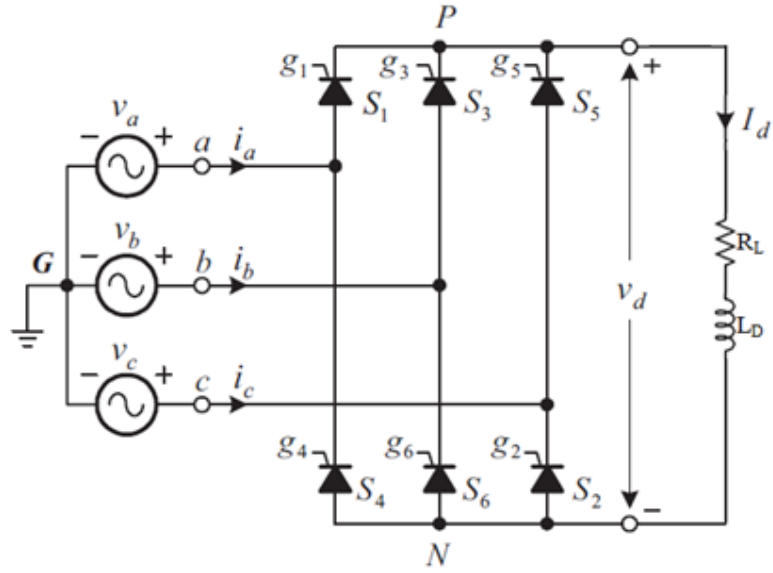
$$q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b] \quad (2.39)$$

Anlık sanal güç q , $\alpha\beta$ düzleminde farklı eksenlerdeki akım ve gerilimlerin çarpımının toplamıdır. Anlık sanal güç, aynı şekilde a-b-c koordinatlarında farklı fazlardaki akım ve gerilimlerin çarpımının toplamı olarak tanımlanabilir. Anlık sanal gücün kaynaktan yüke doğru veya tersi yöndeki enerji akışı üzerinde bir katkısı yoktur. Fazlar arasındaki enerji değişimi ile orantılıdır. Şekil 2.16, anlık gerçek ve sanal gücün fiziksel anlamlarını özetlemektedir [65].

Şekil 2.17’de 6 darbeli tristörlü bir doğrultucu devre verilmiştir. Bu devre üzerinde anlık güç teorisi ile tanımlanan anlık reel güç p ve anlık sanal güç q ifadeleri incelenmiştir. Bu doğrultucu devrenin faz akımları v_a , v_b , ve v_c , anahtarlama işaretleri $ig1$ - $ig6$, faz akımları ia , ib ve ic Şekil 2.18’de verilmiştir. Tetikleme açısı $\alpha = 30^\circ$ ’dir [66].



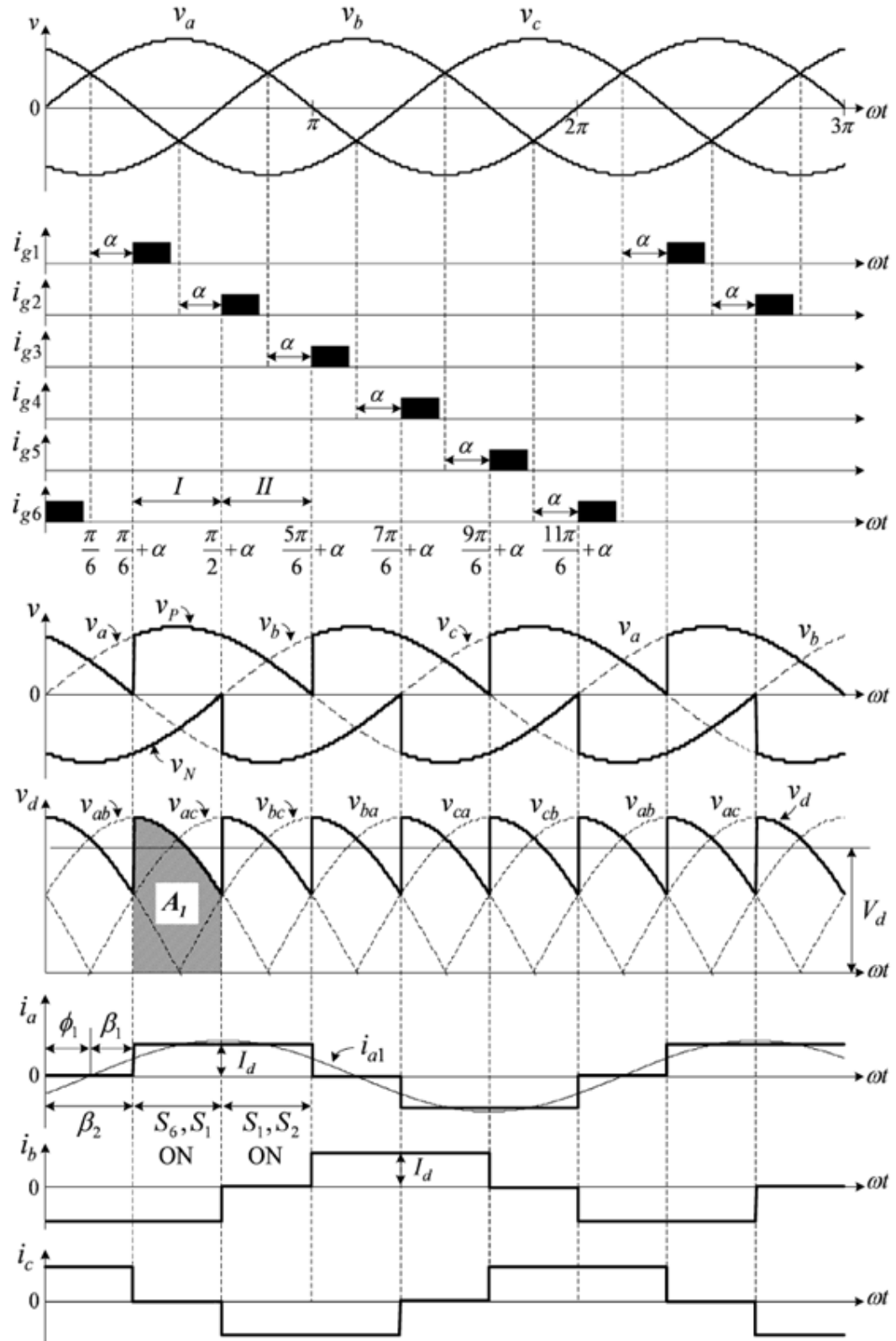
Şekil 2.16: Anlık gerçek ve anlık sanal gücün fiziksel anlamları.



Şekil 2.17: 6 darbeli tristörlü doğrultucu.

Tablo 2.1: Doğrultucu parametreleri

Faz gerilimi	220 Vrms
Frekans	50 Hz
R_L	5 Ω
L_D	30 mH
Tetikleme açısı	30°



Şekil 2.18: 6 darbeli tristörlü doğrultucunun dalga şekilleri.

i_a hat akımının Fourier bileşenleri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
 i_a(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin(\omega t - \varphi_1) - \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - \varphi_1)] \right. \\
 - \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - \varphi_1)] + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - \varphi_1)] \\
 + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - \varphi_1)] - \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - \varphi_1)] \\
 \left. - \frac{1}{19} \sin[19(\omega t - \varphi_1)] \dots \right] \quad (2.40)
 \end{aligned}$$

Burada φ_1 , faz gerilimi v_a ile hat akımının temel bileşeni i_{a1} arasındaki faz açısıdır. i_a akımının efektif değeri ve toplam harmonik distorsiyonu aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_a)^2 d(\omega t)} \quad (2.41)$$

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} (I_d)^2 d(\omega t) + \int_{\frac{7\pi}{6}+\alpha}^{\frac{11\pi}{6}+\alpha} (-I_d)^2 d(\omega t) \right]} = 0,816 I_d \quad (2.42)$$

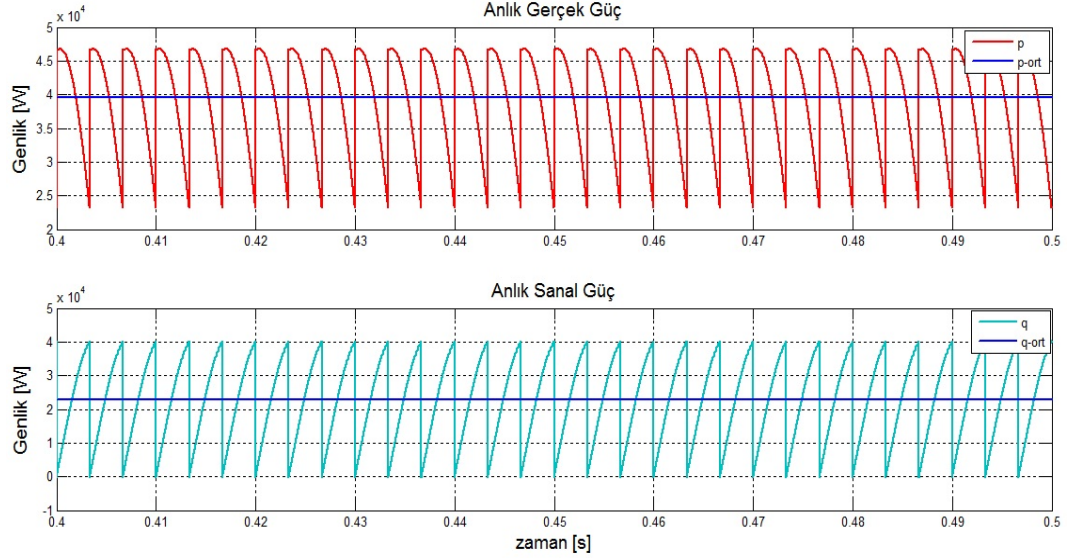
$$THD_{I_a} = \frac{\sqrt{I_a^2 - I_{a1}^2}}{I_{a1}} \times 100 \quad (2.43)$$

$$THD_{I_a} = \frac{\sqrt{(0,816 I_d)^2 - (0,78 I_d)^2}}{0,78 I_d} \times 100 = \% 31,1 \quad (2.44)$$

Burada I_{a1} , hat akımının temel bileşeninin efektif değerini göstermektedir.

$$I_{a1} = \frac{\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d}{\sqrt{2}} = 0,78 I_d \quad (2.45)$$

Yukarıdaki hesaplamalardan görüldüğü gibi i_a hat akımı %31,1 harmonik distorsiyona sahiptir. Şekil 2.19’da bu harmonikli akımlara sahip doğrultucunun anlık gerçek gücü p , anlık sanal gücü q ve bu güç ifadelerinin ortalama değerleri verilmiştir.



Şekil 2.19: Anlık gerçek güç p , anlık sanal güç q ve ortalamaları.

Yukarıdaki şekilden de görüleceği gibi anlık gerçek güç p ve anlık sanal güç q sabit ve alternatif bileşenlerin toplamından oluşmaktadır. Bu güç ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (2.46)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.47)$$

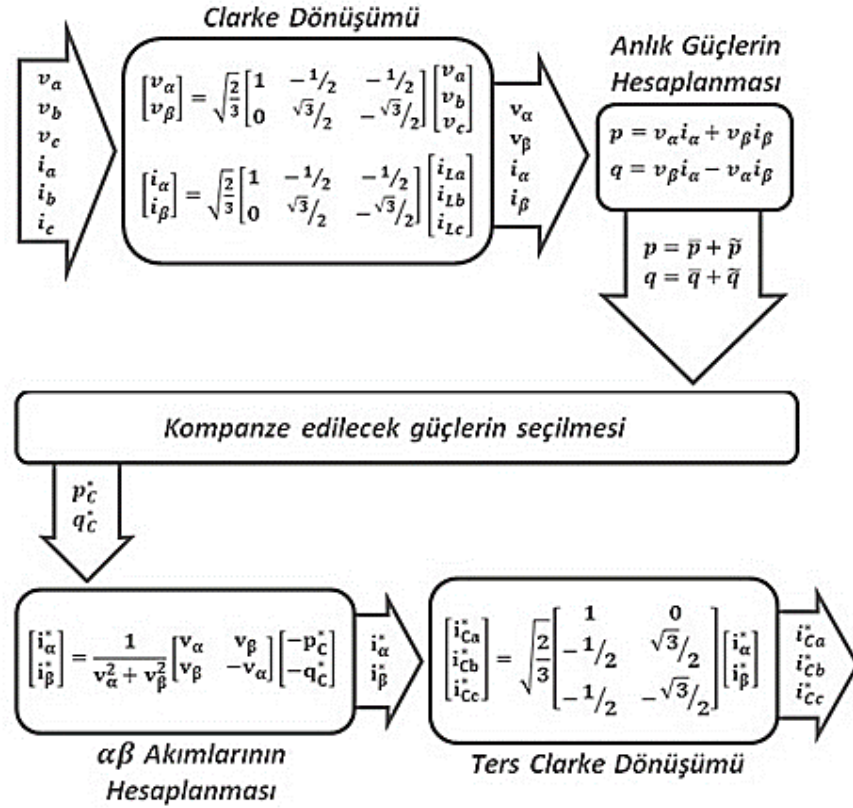
Burada $\bar{p}$ ve $\bar{q}$ ortalama bileşenleri, $\tilde{p}$ ve $\tilde{q}$ ise alternatif bileşenleri ifade eder.

Anlık gerçek güç p , birim zamandaki toplam enerji akışını göstermektedir. Ortalama güç $\bar{p}$ ise birim zamanda yalnızca bir yöne doğru aktarılan toplam enerjiyi gösterir. Alternatif bileşen $\tilde{p}$, ortalaması sıfır olan, kaynaktan yüke veya tersi yöndeki alternatif bir enerji akışını ifade etmektedir.

Anlık sanal güç q , anlık reaktif güçler $p_{\alpha q}$ ve $p_{\beta q}$ 'un genliklerini verir. Daha öncede ifade edildiği gibi bu güçlerin toplamaları sıfırdır ve kompanze edilmelerine gerek yoktur.

Anlık sanal gücün ortalaması $\bar{q}$ geleneksel yöntemle hesaplanan reaktif güce karşılık gelir ve enerji transferine katkısı yoktur. Anlık sanal gücün alternatif bileşeni $\tilde{q}$ fazlar arasındaki enerji transferine karşılık gelir. İncelediğimiz doğrultucu örneğinde anlık gerçek ve sanal güçlerin alternatif bileşenleri $\tilde{p}$ ve $\tilde{q}$ yük akımından kaynaklanan harmoniklerle bağlantılıdır.

Anlık güç teorisi harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonunda çok yaygın kullanılan bir yöntemdir. Şekil 2.20’de anlık güç teorisi tabanlı bir kontrol yönteminin temel diyagramı verilmiştir. Yöntemde önce yük akımları ve faz gerilimleri Clarke dönüşümü ile $\alpha\beta$ düzlemine çevrilir. Daha sonra $\alpha\beta$ düzlemindeki akım ve gerilimler kullanılarak anlık gerçek ve sanal güç hesaplanır. Yapılacak kompanzasyonu tipine göre gerekli güç bileşenleri seçildikten sonra $\alpha\beta$ akımları hesaplanır. Son olarak bu akımlar ters Clarke dönüşümü ile abc koordinatlarına dönüştürülerek kompanzasyon akımları bulunur. Tablo 2.2’de farklı kompanzasyonu tipine göre seçilmesi gereken güç bileşenleri verilmiştir.

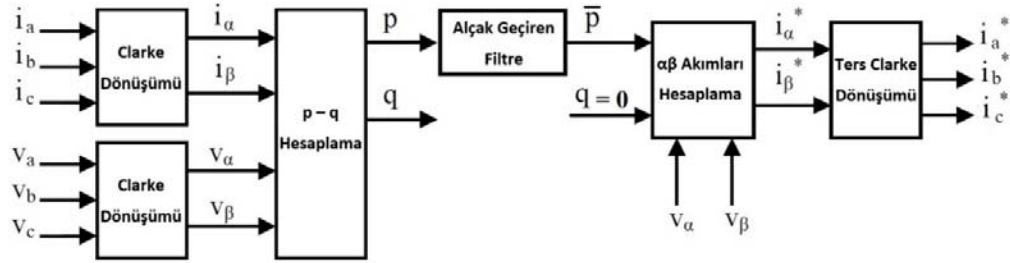


Şekil 2.20: Anlık güç teorisi kullanılarak yapılacak kompanzasyonun temel diyagramı.

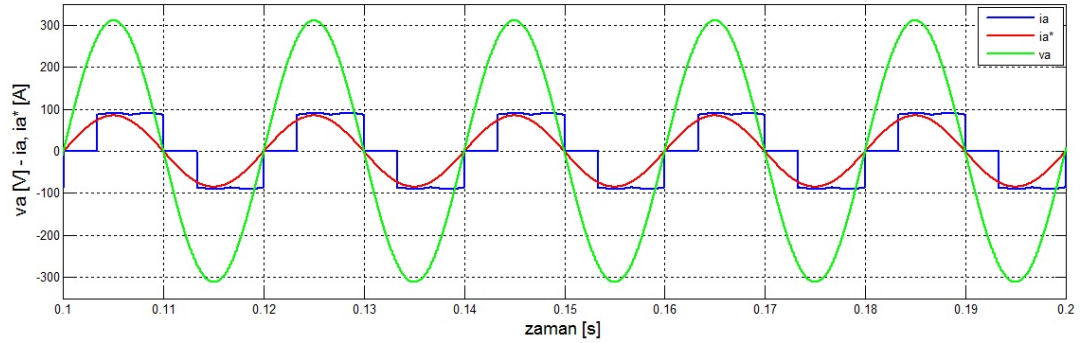
Tablo 2.2: Kompanzasyon tipine göre gerekli güç bileşenleri.

Kompanzasyon tipi	Gerekli güç bileşenleri	
	$p = \bar{p} + \tilde{p}$	$q = \bar{q} + \tilde{q}$
Aktif Güç	$\bar{p}$	-
Reaktif Güç	-	$\bar{q}$
Harmonik Akım	$\tilde{p}$	$\tilde{q}$
Harmonik ve Reaktif Güç	$\tilde{p}$	$\tilde{q}$

Şekil 2.21’de verilen temel diyagram, incelenen 6 darbeli üç fazlı tristörlü doğrultucunun anlık güç teorisi kullanılarak hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesini göstermektedir. Alçak geçiren filtreden geçirilerek anlık gerçek gücün doğru bileşeni elde edilir. Denklem (2.48) kullanılarak hat akımlarının $\alpha\beta$ eksenindeki aktif bileşenleri elde edilir. $\alpha\beta$ eksenindeki bu akımlar ters Clarke dönüşümü ile abc koordinatlarına çevrilir. Şekil 2.22’de doğrultucunun a fazı için gerilim, hat akımı ve hat akımın aktif bileşeni verilmiştir. Hat akımının aktif bileşeni beklendiği gibi gerilim ile aynı fazdadır.



Şekil 2.21: Hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesi.



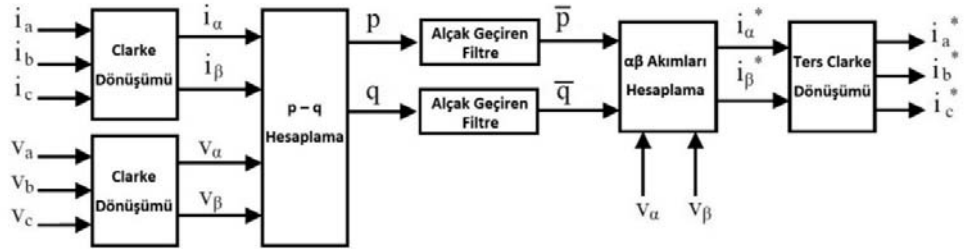
Şekil 2.22: A fazı için hesaplanan gerilim, akım ve akımın aktif bileşeni.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

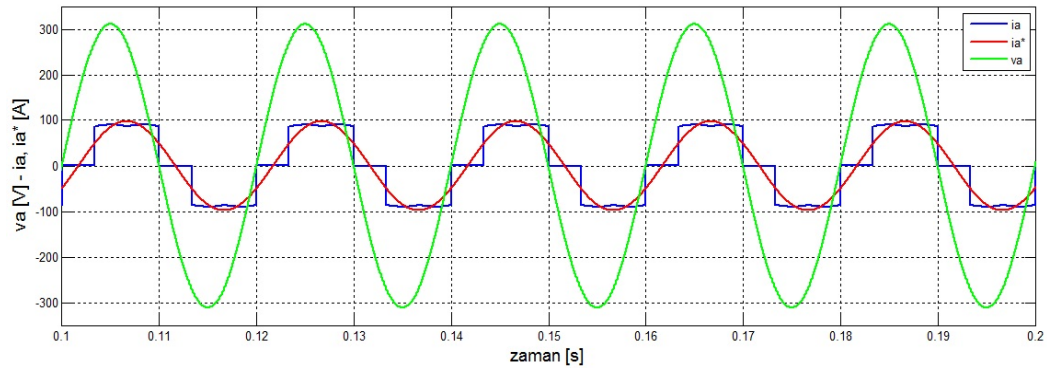
Şekil 2.23’de üç fazlı tristörlü doğrultucunun hat akımının aktif ve reaktif bileşeninin anlık güç teorisi kullanılarak elde edilmesi gösterilmiştir. Alçak geçiren filtrelerin çıkışında anlık gerçek ve sanal güçlerin doğru bileşenleri bulunmaktadır. Denklem (2.49) kullanılarak hat akımlarının $\alpha\beta$ eksenindeki aktif ve reaktif bileşenleri elde edilir. $\alpha\beta$ eksenindeki bu akımlar ters Clarke dönüşümü ile abc koordinatlarına çevrilir.

Şekil 2.24’te üç fazlı tristörlü doğrultucu a fazı için gerilim, hat akımı ve hat akımın aktif ve reaktif bileşeni verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$



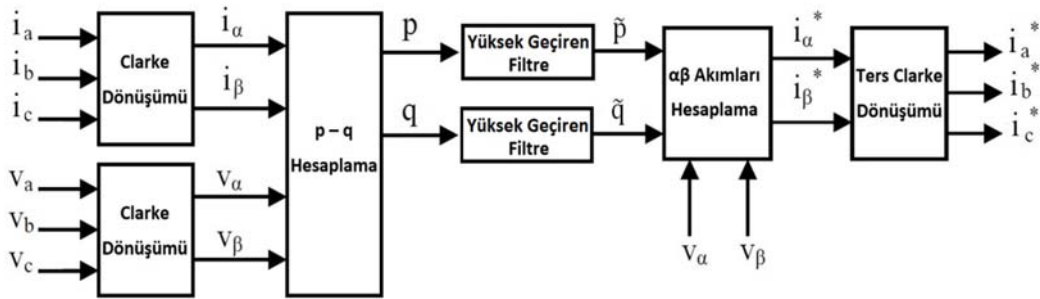
Şekil 2.23: Hat akımlarının aktif ve reaktif bileşenlerinin elde edilmesi.



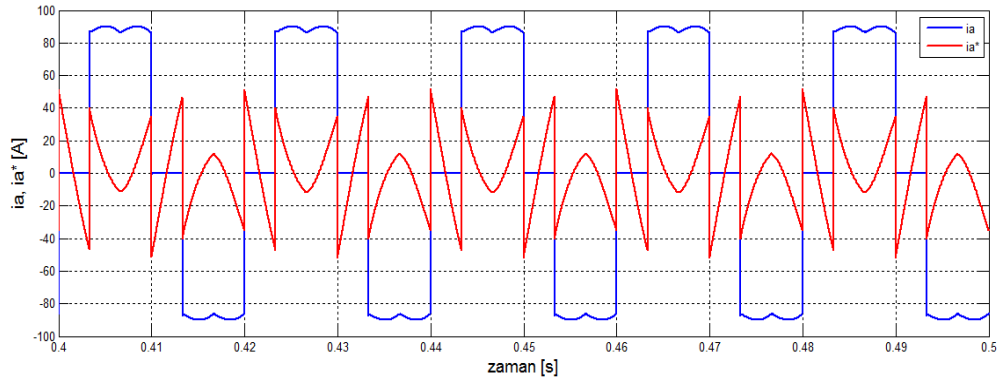
Şekil 2.24: A fazı için hesaplanan gerilim, akım ve akımın aktif ve reaktif bileşeni.

Şekil 2.25'te üç fazlı tristörlü doğrultucunun hat akımının harmonik bileşenlerinin anlık güç teorisi kullanılarak elde edilmesi gösterilmiştir. Hesaplanan anlık gerçek ve sanal güçler yüksek geçiren filtreden geçirilerek alternatif bileşenleri elde edilmiştir. Denklem (2.50) kullanılarak hat akımlarının $\alpha\beta$ eksenindeki bileşenleri elde edilir. $\alpha\beta$ eksenindeki bu bileşenler Ters Clarke dönüşümü ile abc koordinatlarına çevrilir. Şekil 2.26'da doğrultucunun a fazı için hat akımı ve harmonik bileşenleri verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$



Şekil 2.25: Hat akımlarının harmonik bileşenlerinin elde edilmesi.



Şekil 2.26: A fazı için hesaplanan hat akımı ve hat akımının harmonik bileşenleri.

2.6.2.2. Senkron Referans Yapı Teoremi

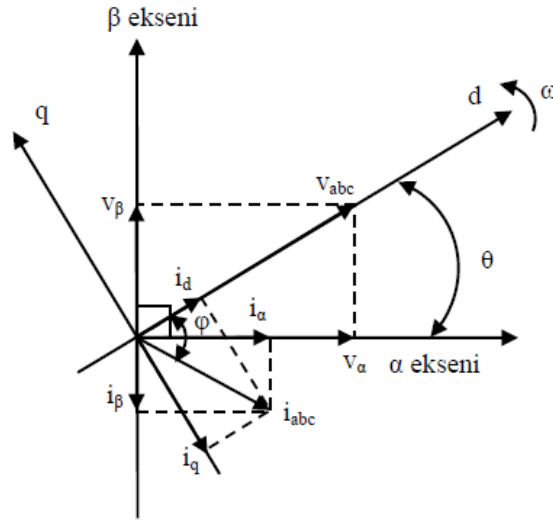
Senkron referans yapı yöntemi S. Bhattacharya tarafından 1991'de sunulmuştur [67]. Senkron referans yapı teorisi ile harmonikli yük akımları gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrilerek yük akımlarının harmonik ve reaktif bileşenleri elde edilir. Bu yöntemde karmaşık düzlemde ωt ile dönen şebeke akım ve gerilim vektörleri, d (direct) ve q (quadrature) vektörlerine dönüştürülmektedir. Bu dönüşümü yaparken önce Clarke

dönüşümü ile şebeke gerilim ve akımı α - β düzlemine, daha sonra şebeke gerilimlerine kilitlenmiş ve aynı ωt hızı ile senkron dönen bir düzleme taşınmaktadırlar. Böylece senkron hızda dönen d-q referans düzleminde, yük akımının temel bileşeni doğru bir işarete dönüşürken, harmonik bileşenlerin frekansları senkron hıza ve dönme yönüne göre farklılıklar göstermektedir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Yukarıdaki denklemler sırasıyla Clarke ve Park dönüşümleridir. Dönüşüm sonunda elde edilen bileşenlerin alternatif bileşenleri kullanılarak istenilen akım harmoniklerinin d-q bileşenleri bulunur. Elde edilen bu bileşenlere ters Park ve Clarke dönüşümü uygulanarak harmonikler elde edilir.



Şekil 2.27: α - β durağan referans yapıdan senkron referans yapıya dönüşüm.

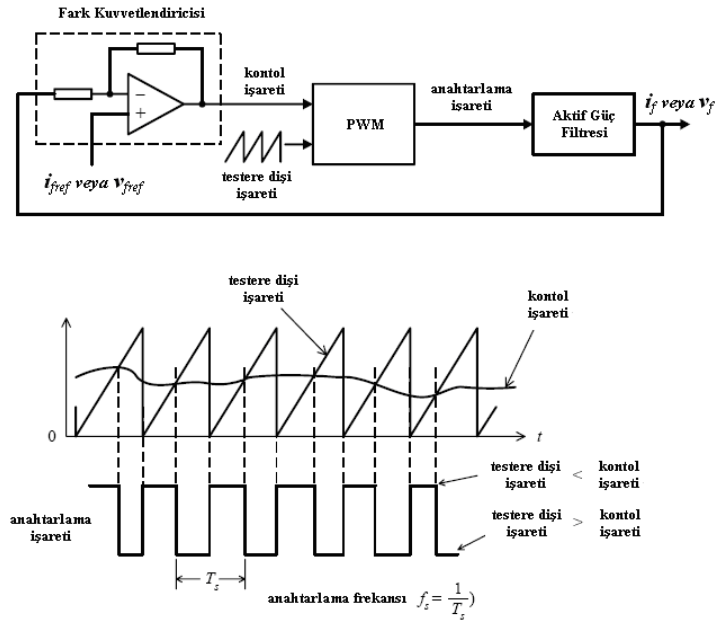
Şekil 2.27’den görüldüğü gibi akımın “d” eksen bileşeni i_d , gerilimle aynı fazda olduğu için aktif akıma karşılık gelmektedir. “q” eksen bileşeni i_q , 90° faz farklı olduğu için reaktif akımlara karşılık gelmektedir. Akımın “q” eksen bileşeni negatif ise, yükün endüktif bileşen içerdiğini, pozitif ise, kapasitif bileşen içerdiğini gösterir. Doğrusal

olmayan yüklerde i_d ve i_q hem alternatif hem de doğru bileşenlere sahiptir. i_d ve i_q 'nın alternatif bileşenleri harmonik akımlara doğru bileşenleri ise, aktif ve reaktif akımlara karşılık gelmektedir [68-74].

2.7. AKTİF HARMONİK FİLTRELERİN KONTROL YÖNTEMLERİ

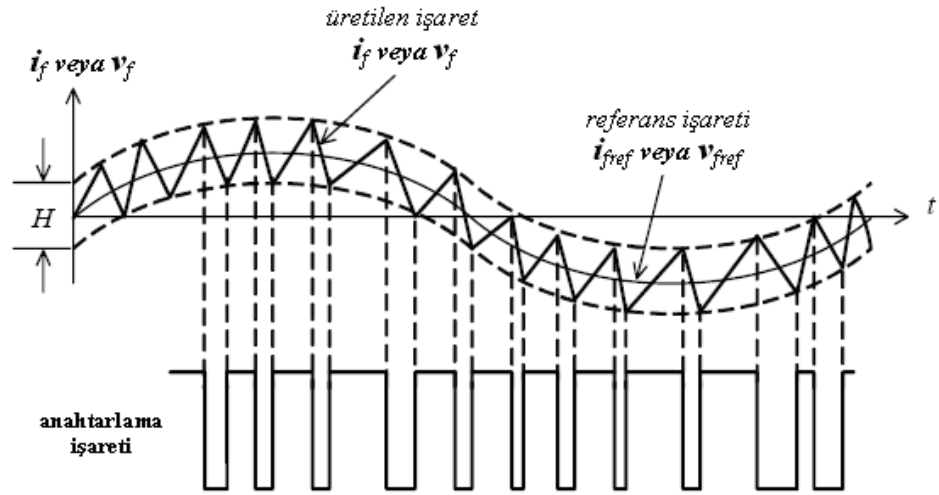
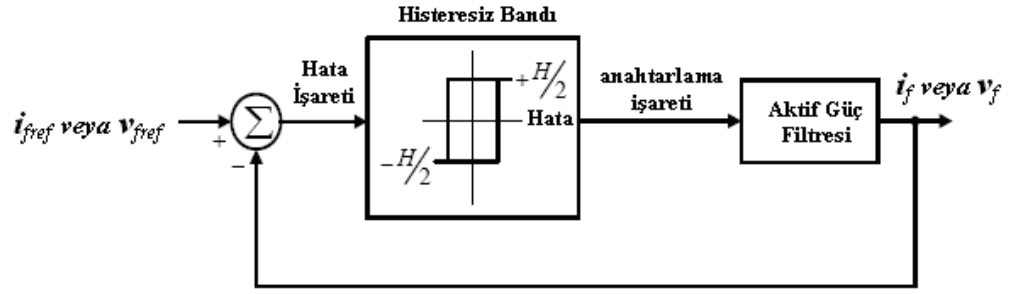
AHF'lerin kontrol birimi, şebekedeki harmoniklere zıt fazda harmonikler üretecek çevirici için uygun tetikleme açılarında anahtarlama işaretlerini üretir. Bu anahtarlama işaretleri histeresiz akım denetimi veya darbe genişlik modülasyonu teknikleri ile üretilir.

Şekil 2.28'de blok diyagramı verilen darbe genişlik modülasyonu yönteminde önce üretilen harmoniklerle referans işareti karşılaştırılıp bir kontrol işareti üretilir. Bu kontrol işareti bir testere dişi işareti ile kıyaslanıp darbe genişlik modülatörüne uygulanır. Testere dişi işaretin frekansı aynı zamanda anahtarlama frekansını da belirler [75-78].



Şekil 2.28: Darbe genişlik modülasyonlu kontrol yöntemi.

Diğer bir yöntem ise histeresiz akım kontrol yöntemidir. Bu yöntemde ilk önce üretilen harmoniklerle referans işareti arasındaki hata işareti ölçülür. Ardından bu işaret bir tolerans bandının içinde olup olmadığı kontrol edilir. Hata işareti bandın içinde olduğu sürece anahtarlama yapılmaz. Yöntemin blok diyagramı Şekil 2.29'da verilmiştir [62, 64].



Şekil 2.29: Histeresiz akım denetimi yöntemi.

3. MALZEME VE YÖNTEM

Harmonik akım ve gerilimler, güç sisteminde ve sisteme bağlanan elemanlar üzerinde olumsuz etkiler meydana getirmektedir. Harmonikler, tasarım aşamasında alınan önlemler ve sisteme bağlanan AHF veya PHF'lerle yönetmeliklerle belirlenen sınır değerlerin altında tutulmaya çalışılmaktadır. Bu bölümde bir elektrik güç sisteminde harmonik kirliliği gidermek için kullanılan AHF'lerin performansını belirleyen harmonik algılama tekniklerine alternatif bir yöntem önerilmiştir.

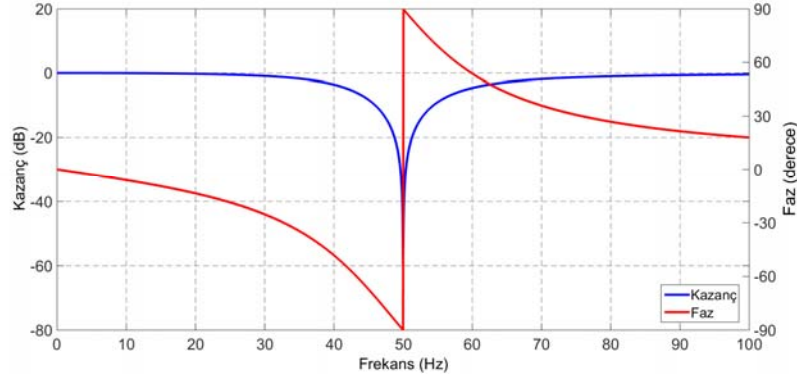
3.1. ANAHTARLAMALI KAPASİTÖR FİLTRE TABANLI HARMONİK ALGILAMA DEVRESİ

Yöntem, şebekenin harmonikli akım veya geriliminin temel bileşeninin bir çentik filtre ile bastırılıp, harmonik bileşenlerinin elde edilmesi esasına dayanır. Harmonik bileşenleri elde etmek için Şekil 3.1'de verilen merkez frekansı şebeke frekansına eş bir band geçiren filtre ile sağlanmıştır. Sistem bir çentik filtre fonksiyonuna sahiptir.

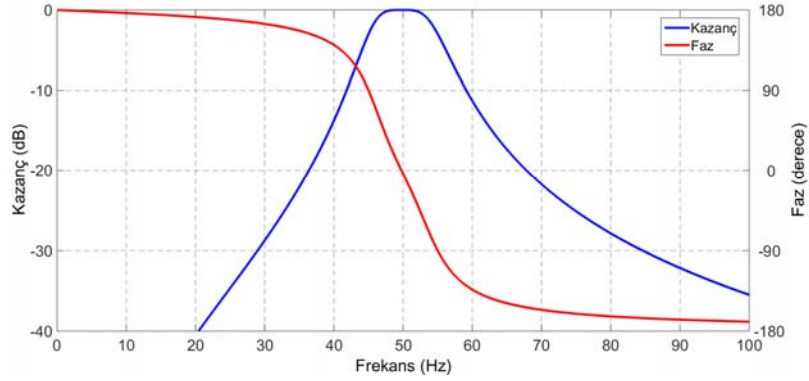


Şekil 3.1: Önerilen yöntemin blok şeması.

Benzer filtre fonksiyonuna sahip bir sistem çentik filtre ile elde edilebilir. Ancak Şekil 3.2'deki Bode diyagramından da görüleceği gibi çentik filtrenin merkez frekansı etrafında çok büyük faz değişimleri vardır. Şebeke frekansındaki en küçük değişim filtrenin çıkışında bastırılmamış temel bileşen ve fazları değişmiş harmonik bileşenler olarak ortaya çıkacaktır. Bu sebeple çentik filtre, bir band geçiren filtre ve bir toplayıcı ile elde edilmiştir. Şekil 3.3'te verilen band geçiren filtrenin Bode diyagramından da görüldüğü gibi merkez frekansında bir band geçiren filtrenin girişi ile çıkışı arasındaki faz farkı sıfırdır. Band geçiren filtre ile faz farkı olmadan elde edilen temel bileşen harmonikli işaretten çıkarılarak harmonik bileşenler elde edilmiştir. Sistem bir çentik filtre ile aynı fonksiyona sahiptir.



Şekil 3.2: Çentik filtre genlik ve faz Bode diyagramı.



Şekil 3.3: Band geçiren filtrenin genlik ve faz Bode diyagramı.

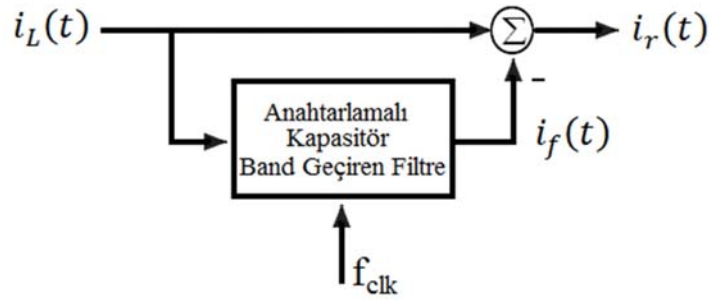
Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu tarafından yayınlanan Elektrik Şebeke Yönetmeliği'ne göre sistem frekansının kararsız işletme koşullarında 52,5 Hz'e çıkabileceği veya 47,5 Hz'e düşebileceği göz önünde bulundurularak, TEİAŞ ve kullanıcıların tesis ve/veya teçhizatının Tablo 3.1'de belirtilen minimum süre kadar iletim şebekesine bağlı kalarak çalışacak şekilde tasarlanması zorunludur [21].

Tablo 3.1: Değişen şebeke frekansına göre tesis ve/veya teçhizatın minimum çalışma süresi.

Frekans Aralığı	Minimum Çalışma Süresi
51,5 Hz $\leq$ f $\leq$ 52,5 Hz	10 dakika
50,5 Hz $\leq$ f $<$ 51,5 Hz	1 saat
49 Hz $\leq$ f $<$ 50,5 Hz	sürekli
48,5 Hz $\leq$ f $<$ 49 Hz	1 saat
48 Hz $\leq$ f $<$ 48,5 Hz	20 dakika
47,5 Hz $\leq$ f $<$ 48 Hz	10 dakika

Bu durumda temel bileşenin frekansının değişeceği açıktır. Bu durum merkez frekansı değişebilen bir band geçiren filtre tasarlanmasını zorunlu kılmıştır. Şebeke frekansındaki değişimleri yakalayabilmek için merkez frekansı kapalı bir çevrim ile kontrol edilebilen anahtarlama kapasitör bir band geçiren filtre tasarlanmıştır. Anahtarlama kapasitör filtreler harici bir kapasitif ya da endüktif eleman gerektirmeyen, kesim frekansı harici bir saat işareti ile $\pm 0.2\%$ hassasiyetle ayarlanabilen filtrelerdir.

Devredeki band geçiren filtre bir anahtarlama kapasitör band geçiren filtredir ve merkez frekansı şebeke frekansına eş ve merkez frekansındaki kazancı bir seçilmiştir. Dolayısıyla şebeke frekansında band geçiren filtrenin girişi ile çıkışı arasındaki faz farkı sıfır olacaktır. Yani filtrenin girişine gelen harmonikler zayıflatılacak fakat şebeke frekansındaki temel bileşen, fazı değişmeden çıkışa aynı genlikte geçecektir. Sistemin blok şeması Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4: Band geçiren filtre kullanılarak tasarlanan çentik filtrenin blok şeması.

Doğrusal olmayan yüklerin olduğu bir sistemde yük akımı denklem (3.1)'deki gibi ifade edilir.

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.1)$$

Burada i_L yük akımını, I_n , n. dereceden harmonik bileşenin genliğini göstermektedir. Yük akımı, temel ve harmonik bileşenlerin toplamı olarak yazılabilir.

$$i_L(t) = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.2)$$

Merkez frekansında band geçiren filtrenin kazancı bir ve faz cevabı sıfır olduğundan filtre çıkışı denklem (3.3)'deki gibi olacaktır.

$$i_f(t) = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) \quad (3.3)$$

Toplayıcı devre ile harmonikli işareten filtre çıkışında elde edilen temel bileşenin çıkarılmasıyla harmonik bileşenler elde edilmiş olur.

$$i_r(t) = i_L(t) - i_f(t) = \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.4)$$

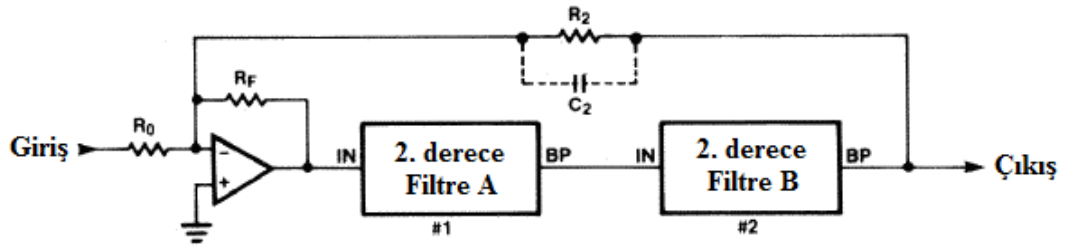
Devredeki band geçiren filtre Maxim Integrated Products. Inc. firmasının MAX267 [79] kodlu anahtarlama kapasitör filtresidir. Filtrenin f_0 merkez frekansı bir saat işareti ve 5-bit (F_0, F_1, F_2, F_3, F_4) program girişleriyle belirlenmektedir. Aynı şekilde $Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ program girişleriyle de Q kalite faktörü 0,5'den 64'e kadar ayarlanabilmektedir. Her bir entegre devrenin içinde iki tane 2. dereceden band geçiren filtre vardır. Yüksek dereceden filtreler bu kısımlar peş peşe bağlanarak elde edilmektedir. Band geçiren filtrenin harmonikleri daha iyi bastırması için 4. derece bir filtre tasarlanmıştır. Yüksek dereceli filtre tasarımı için tek bir saat frekansı kullanılan ve ortak programlamaya olanak veren "Geribeslemeli Band Geçiren Filtre" yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde bir kaç dirençle filtre çıkışları birbirine bağlanmaktadır. MAX267 entegre devresinin veri kitabında Butterworth ve Chebyshev filtre yaklaşımları için hesaplanmış direnç oranları verilmiştir [79].

4. dereceden, merkez frekansı $f_0 = 50\text{Hz}$, geçirme bandı genişliği $BG = 10\text{Hz}$ olan ve geçirme bandı dalgalılığı 0,1dB Chebyshev band geçiren filtrenin tasarım adımları aşağıda verilmiştir [79].

- Filtrenin kalite faktörü hesaplanır. $Q_F = \frac{f_0}{BG} = \frac{50}{10} = 5$
- Tablo 3.2'den K_Q bulunur. $K_Q = 0,8430$

- Kalite faktörü hesaplanır. $Q_R = Q_F K_Q = 5 \cdot (0,8430) = 4,215$
- R_F seçilir. $R_F = 10k\Omega$
- R_2 hesaplanır. $R_2 = K_2 R_F \left(\frac{Q_R}{2}\right)^2 = (2,9215) \cdot 10k\Omega \cdot \left(\frac{4,215}{2}\right)^2 = 131,08k\Omega$
- Filtrenin geçirme bandındaki kazancına göre R_0 hesaplanır. $A = 1$ için;

$$R_0 = \frac{K_0 R_F \left(\frac{Q_R}{2}\right)^2}{A} = \frac{(1,6983) 10k\Omega \left(\frac{4,215}{2}\right)^2}{1} \cong 75,4k\Omega$$

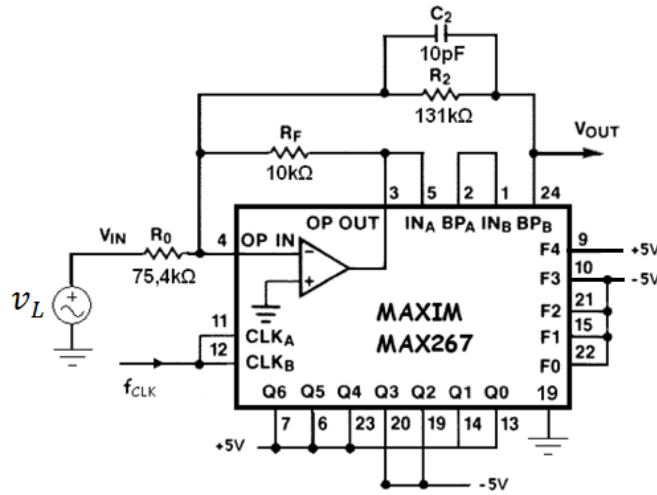


Şekil 3.5: Geribeslemeli band geçiren filtre modeli [79].

Tablo 3.2: MAX267 Chebyshev filtre yaklaşımları için hesaplanmış direnç oranları [79].

Filtre Yaklaşımı	Derece	K_0	K_2	K_3	K_4	K_Q
Chebyshev (0,1dB)	4	1,6983	2,9512			0,8430

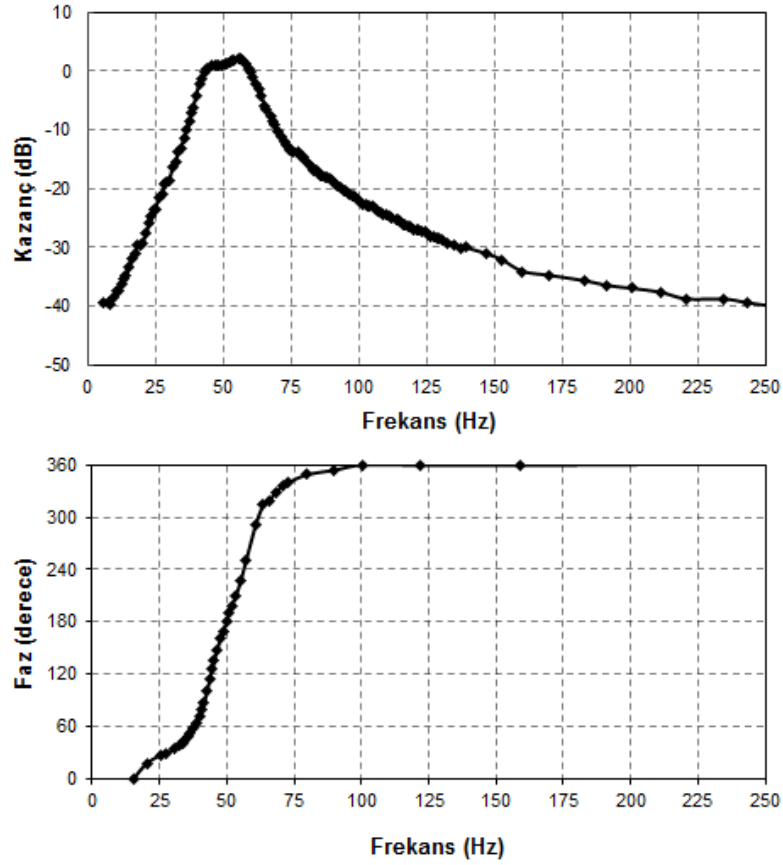
Tasarlanan band geçiren filtrenin devre şeması Şekil 3.6'da, Bode diyagramları ise Şekil 3.7'de verilmiştir.



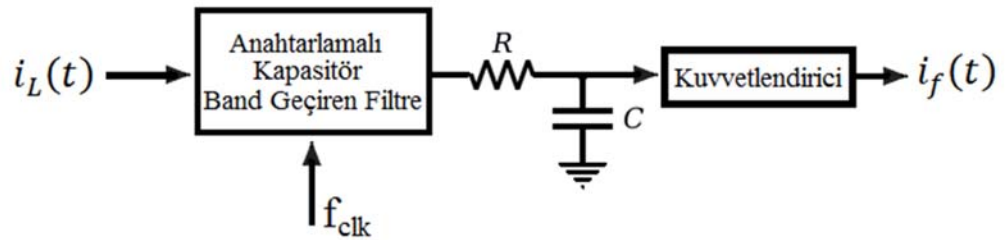
Şekil 3.6: MAX267 ile tasarlanan band geçiren filtre.

Filtrenin merkez frekansını belirleyen saat frekansının çıkışa yansıyan etkisini azaltmak, merkez frekansındaki 180° faz farkını yok etmek için ve filtrenin geçirme bandındaki kazancını 1 yapmak için blok şeması

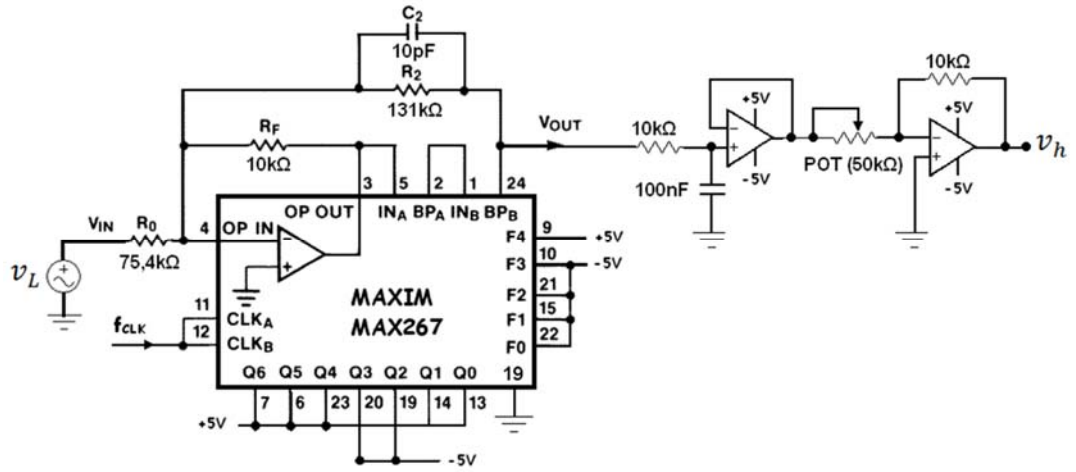
Şekil 3.8’de, açık şeması Şekil 3.9’da verilen devre tasarlanmıştır. Devrenin Bode diyagramları Şekil 3.10’da verilmiştir.



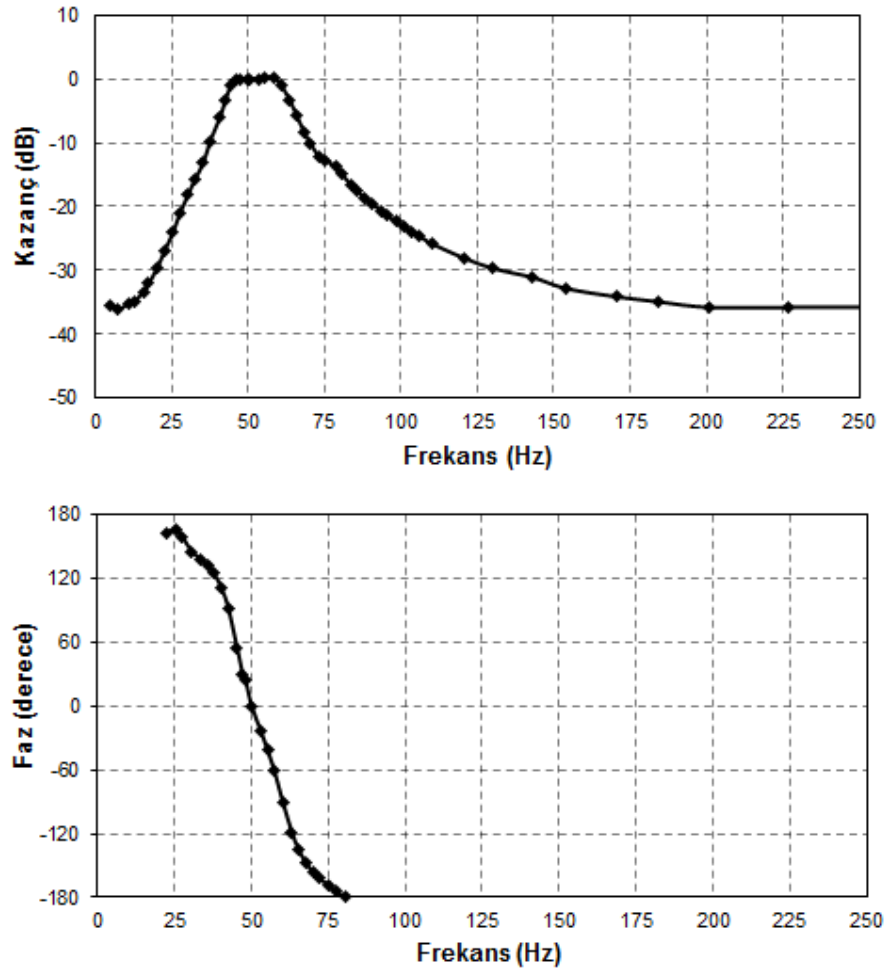
Şekil 3.7: Band geçiren filtrenin genlik Bode diyagramları.



Şekil 3.8: Band geçiren filtrenin blok şeması.

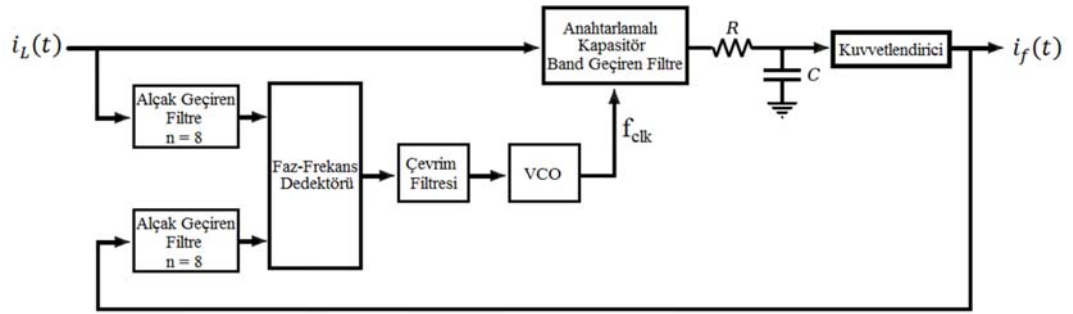


Şekil 3.9: MAX267 ile tasarlanan anahtarlama kapasitör band geçiren filtre.



Şekil 3.10: Band geçiren filtrenin Bode diyagramları.

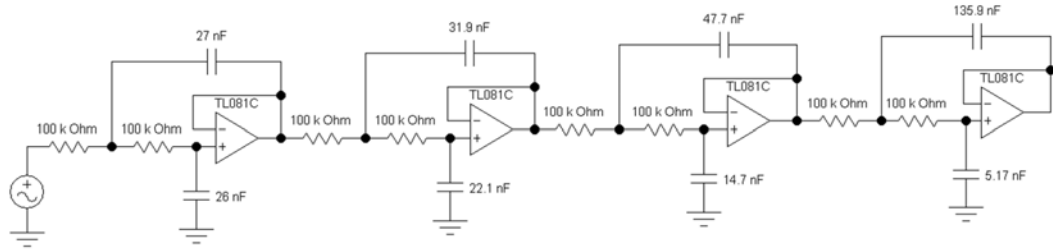
Tasarlanan devrenin merkez frekansı $f_0 = 50\text{Hz}$, merkez frekansında kazancı 1 ve filtrenin merkez frekansında fazı 0 derecedir. Ancak şebeke frekansının da değişeceği göz önüne alınacak olursa merkez frekansı sabit bir band geçiren filtre hata yapılmasına sebep olacaktır. Bu sebeple band geçiren devrenin girişi ile çıkışı arasındaki faz farkını yok edecek f_{clk} saat işaretini üretme esasına dayalı bir devre tasarlanmıştır. Devrenin blok şeması Şekil 3.11’de verilmiştir.



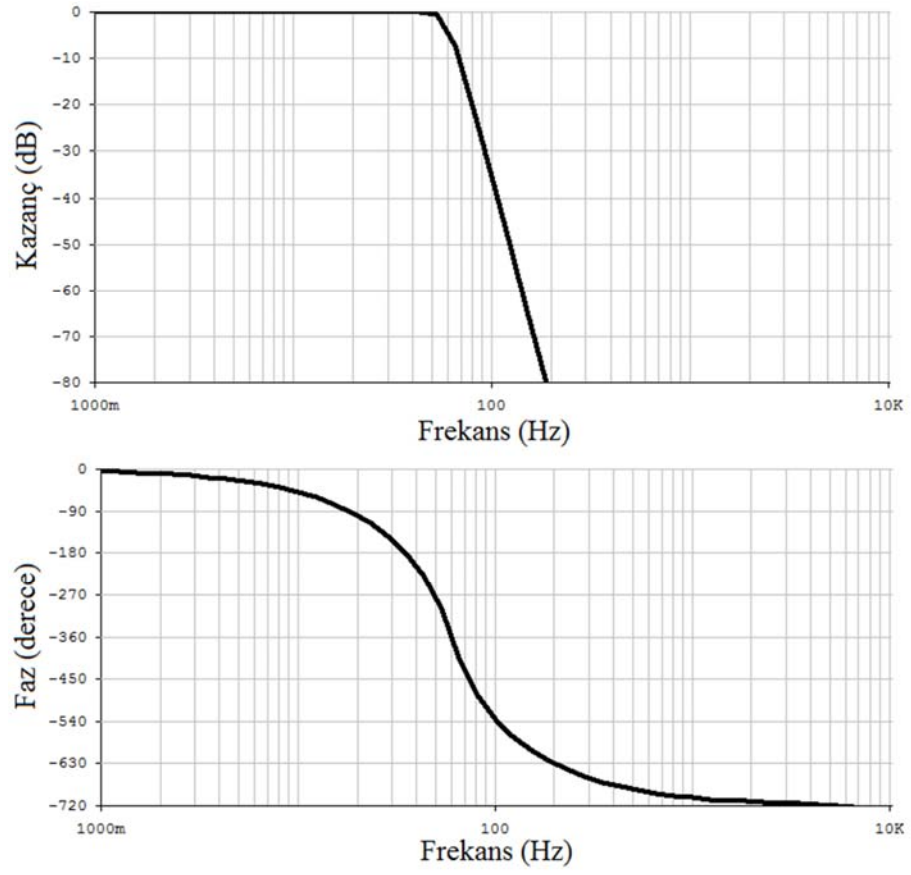
Şekil 3.11: Merkez frekansı kontrol edilebilen band geçiren filtre.

Band geçiren filtrenin merkez frekansının şebeke frekansını izlemesi istenmektedir. Bu sebeple harmonikli işaret ile filtre çıkışındaki işaretin temel bileşeni referans alınmıştır. Bunun için her iki işarete 8.dereceden, üst kesim frekansı 60Hz olan özdeş iki alçak geçiren filtreden geçirilmiştir. Alçak geçiren filtrenin devre şeması Şekil 3.12’de, Bode diyagramları Şekil 3.13’te verilmiştir.

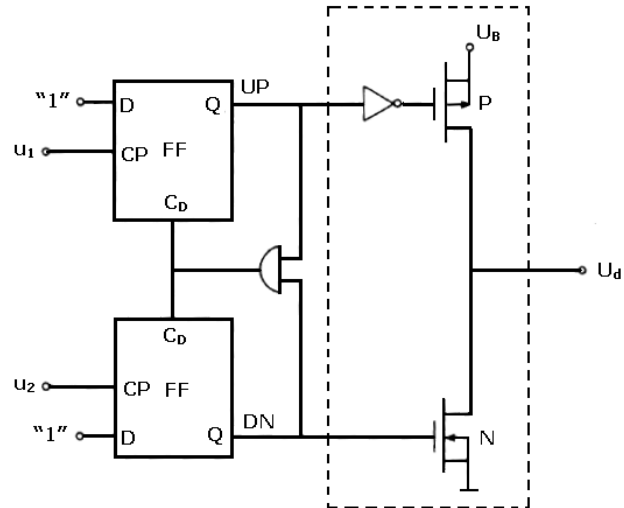
Devrenin çalışma prensibi, filtrenin giriş ile çıkış işaretinin temel bileşenleri arasındaki faz farkını yok edecek saat işaretinin üretilmesi esasına dayanır. Temel bileşenleri elde edilen işaretler arasındaki faz farkı faz-frekans dedektörü (FFD) ile tespit edilmiştir. Blok şeması Şekil 3.14’te verilen FFD, hem frekansa hem de faza duyarlıdır.



Şekil 3.12: 8.derece alçak geçiren filtrenin devre şeması.



Şekil 3.13: 8.derece alçak geçiren filtrenin Bode diyagramları.



Şekil 3.14: FFD'nin blok şeması [80].

FFD çıkışları UP ve DN olarak gösterilen D-flipflop'lardan oluşmaktadır. UP ve DN çıkışları dört durum oluşturur.

UP=0, DN=0

UP=1, DN=0

UP=0, DN=1

UP=1, DN=1

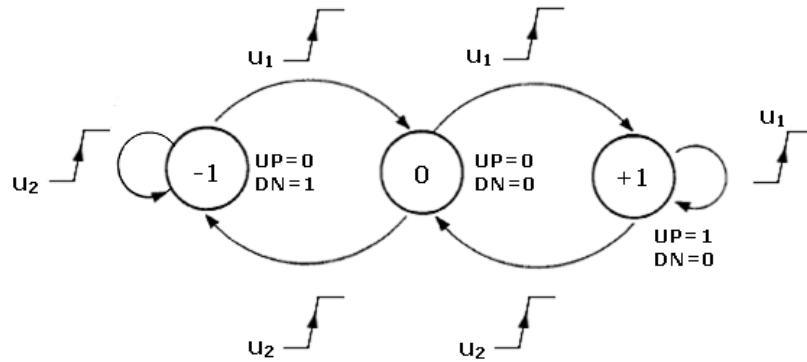
Her iki flipflop'un çıkışı lojik 1 olduğunda VE kapısının çıkışı da lojik 1 olur. Flipflop'ların C_D (clear direct) girişleri de lojik 1 olacağından flipflop'lar resetlenir ve UP=0, DN=0 durumuna dönerler. Diğer üç durum “-1”, “0” ve “1” sembolleriyle ifade edilir.

DN=1, UP=0 → durum “-1”

DN=0, UP=0 → durum “0”

DN=0, UP=1 → durum “1”

Pozitif kenar tetiklemeli flipflop'larla kurulu bir FFD'de durum diyagramı Şekil 3.15'te verilmiştir.



Şekil 3.15: FFD'nin durum diyagramı [80].

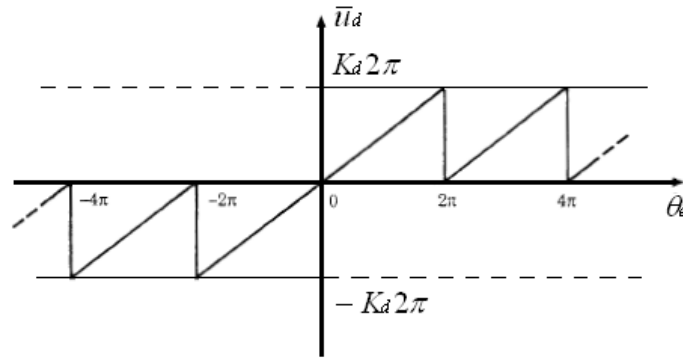
Durum diyagramından da görüleceği gibi $u_1(t)$ 'nin her pozitif kenar geçişinde FFD bir üst duruma geçmekte “1” durumuna geldiğinde sabit kalmaktadır. Aynı şekilde $u_2(t)$ 'nin

her pozitif geçişinde FFD bir alt duruma geçmekte, “-1” durumuna geldiğinde sabit kalmaktadır. Eğer FFD “1” durumunda ise u_d çıkışı pozitif, “-1” durumunda ise negatif olmaktadır. “0” durumunda ise u_d çıkışı sıfır olmaktadır. Bu duruma “yüksek empedans” durumu da denir.

Eğer FFD’nin UP çıkışı lojik 1 olursa P kanallı MOSFET iletme girmekte ve u_d çıkışını besleme gerilimine çekmektedir. Eğer DN çıkışı lojik 1 olursa N kanallı MOSFET iletme girer ve u_d çıkışını toprak potansiyeline çeker. Eğer her iki çıkış da lojik 0 olursa (UP=0, DN=0) iki MOSFET’te kesime gider ve FFD yüksek empedans durumuna geçer.

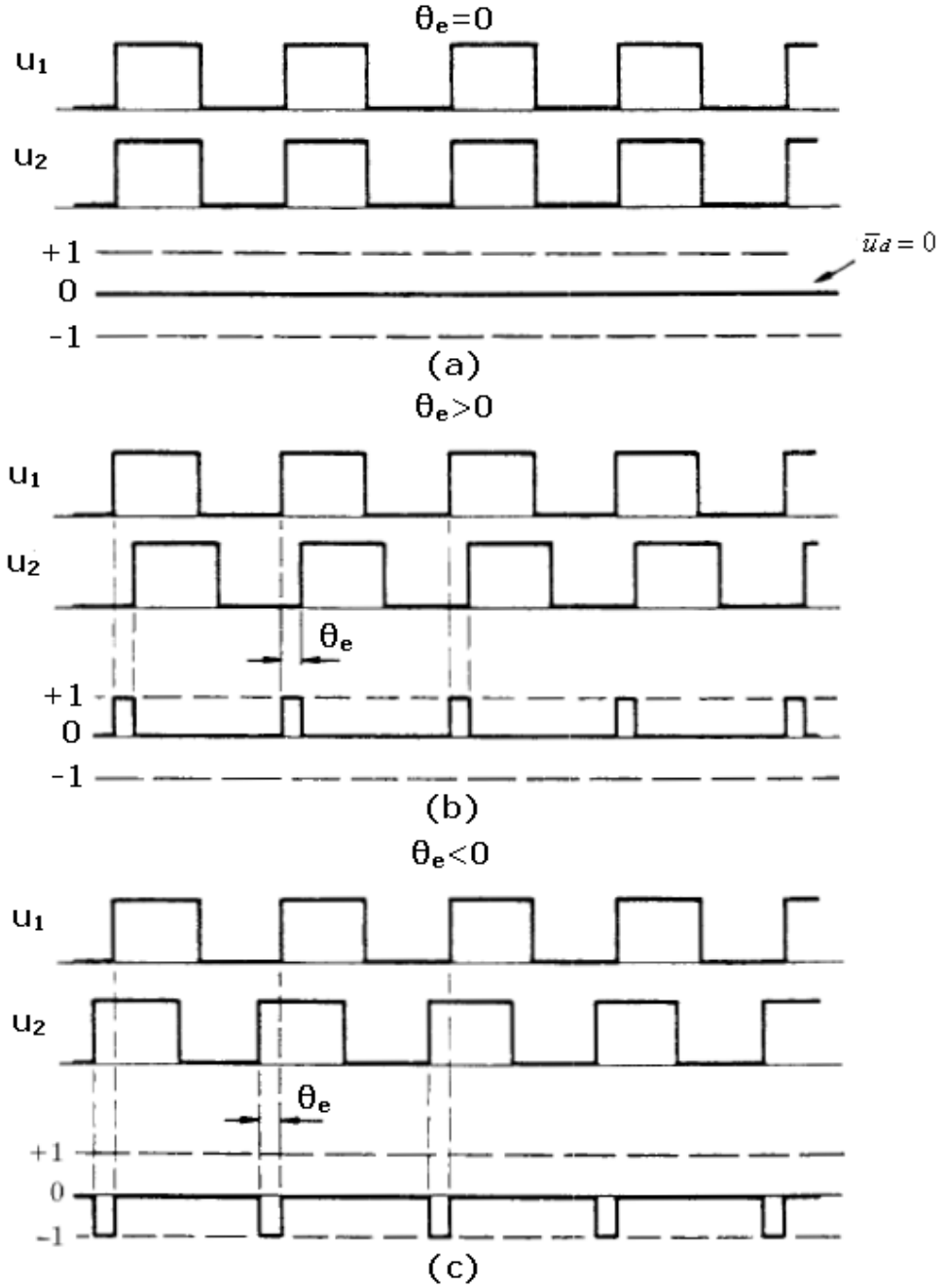
Şekil 3.17’de FFD’nin durumları arasındaki geçişleri gösteren bir şekil verilmiştir. u_1 ve u_2 girişleri arasında faz farkı sıfır olduğundan FFD başlangıçta “0” durumundadır. u_1 ve u_2 arasında faz farkı sıfır olduğu sürece FFD’de “0” durumunda kalır. u_1 ’in pozitif kenar geçişi geldiğinde FFD “1” durumuna, u_2 ileri fazda olduğundan u_2 ’nin pozitif kenar geçişi geldiğinde FFD “-1” durumuna geçer.

Faz farkı $+360^\circ$ yaklaştığında u_d en büyük değerini alır. Faz farkı -360° ’ye yaklaştığında u_d en küçük değerini alır. u_d ’nin ortalamasının ($\bar{u}_d$) faz farkı (θ_e) ile değişimini çizilerek Şekil 3.16’daki grafik elde edilmiştir.



Şekil 3.16: $\bar{u}_d$ ’nin θ_e faz farkı ile değişimi [80].

Şekil 3.16’da ayrıca 2π ’den büyük ve -2π ’den küçük faz farkı için de $\bar{u}_d$ değerini göstermektedir. Şekilden de görüldüğü gibi FFD’nin 2π ile periyodik bir karakteristiği vardır. Faz farkı $-2\pi < \theta_e < 2\pi$ aralığında iken $\bar{u}_d = K_d \theta_e$ olur.

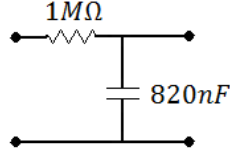


Şekil 3.17: Çeşitli faz farkları için FFD'nin durum geçişleri [80].

Burada K_d FFD'nin kazancını göstermektedir ve birimi V/rad'dır. U_B , FFD'nin besleme gerilimi olmak üzere $K_d = \frac{U_B}{4\pi}$ elde edilir. FFD'nin çıkışı faz farkı ile orantılı DC bileşenin yanında $2\omega_1$, $4\omega_1$ gibi yüksek frekanslı AC bileşenler de içerir. Yüksek frekanslı bileşenler VCO'nun kontrol girişine uygulandığında VCO kararlı, tek bir frekansta işaret üretemeyeceğinden bunlar bir filtre ile bastırılmalıdır. Bu sebeple çevrim filtreleri alçak

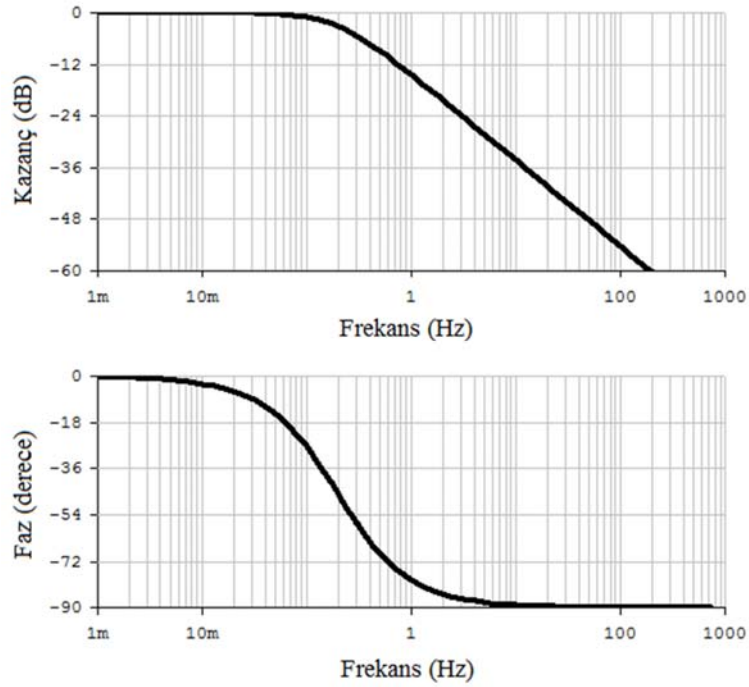
geçiren filtreler olup genelde birinci dereceden seçilirler. Şekil 3.18’de çevrim filtresinin devre şeması,

Şekil 3.19’da da Bode diyagramları verilmiştir.

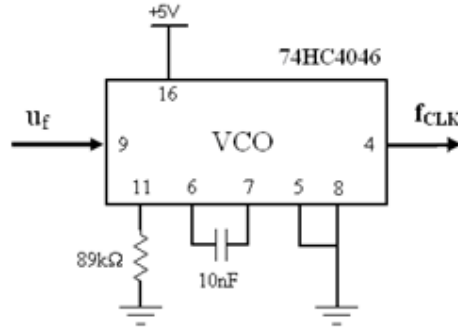


Şekil 3.18: Çevrim filtresi.

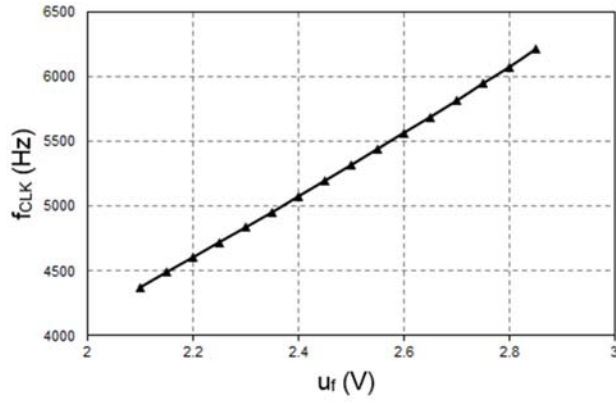
FFD giriş işaretleri aralarındaki faz farkı ile orantılı bir gerilim üretmektedir. Bu gerilim merkez frekansı 45 Hz ile 55 Hz arasında değişecek band geçiren filtrenin f_{clk} saat işaretini üreten gerilim kontrollü osilatörün frekansını kontrol etmek için kullanılmıştır. Gerilim kontrollü osilatör, kontrol gerilimi 2,5 V iken 50 Hz şebeke frekansı için gerekli f_{clk} saat işaretini üretecek şekilde tasarlanmıştır. Gerilim kontrollü osilatörün devre şeması Şekil 3.20’de, kontrol gerilimi ile çıkış frekansının değişimi gösteren grafik Şekil 3.21’de verilmiştir.



Şekil 3.19: Çevrim filtresinin Bode diyagramları.

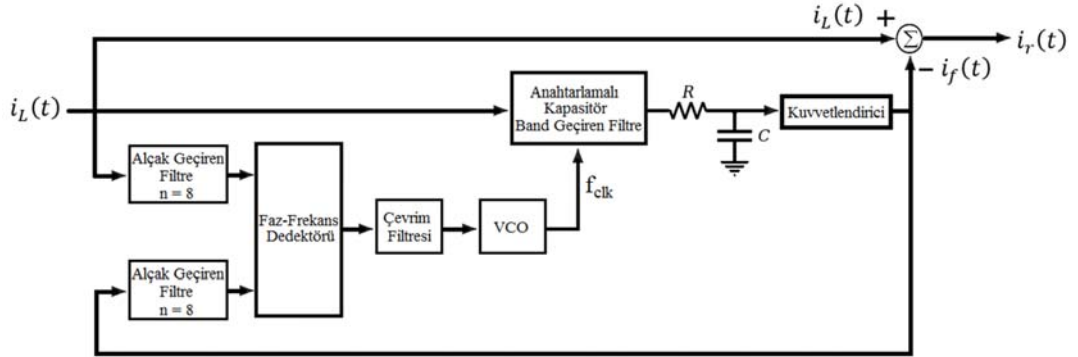


Şekil 3.20: Gerilim kontrollü osilatör.

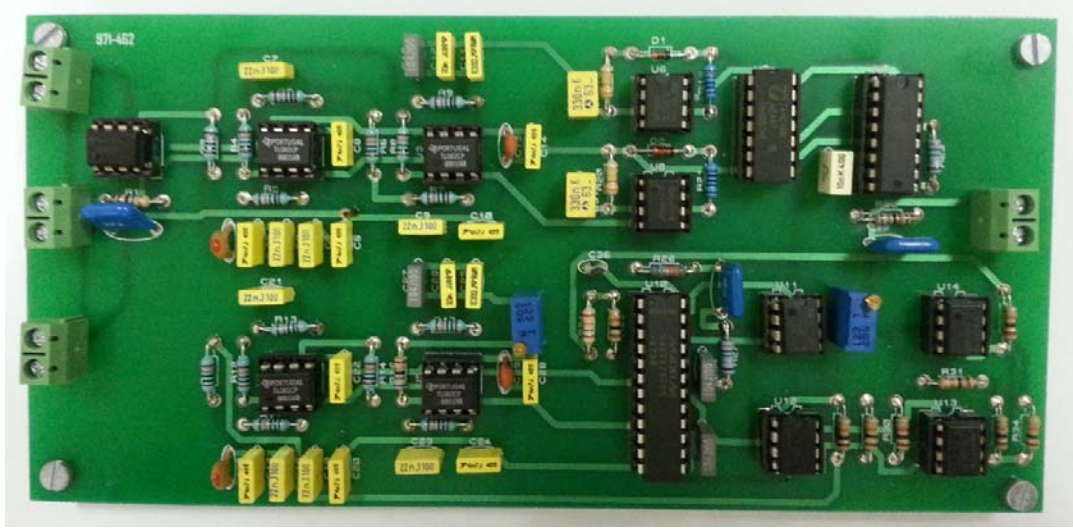


Şekil 3.21: Gerilim kontrollü osilatör frekansının kontrol gerilimi ile değişimi.

Şebeke frekansının değişimlerini de izleyebilen band geçiren filtrenin blok şeması Şekil 3.22’de, devre şeması Şekil 3.23’te verilmiştir. Geliştirilen bu yöntem ile şebekenin akım veya gerilimindeki harmonikleri temel bileşenden ayıran devre tamamlanmıştır. Devrenin açık şeması Ek-4’te verilmiştir.



Şekil 3.22: Anahtarlama kapasitör filtre tabanlı harmonik algılama devresinin blok şeması.



Şekil 3.23: Anahtarlama kapasitör filtre tabanlı harmonik algılama devresi.

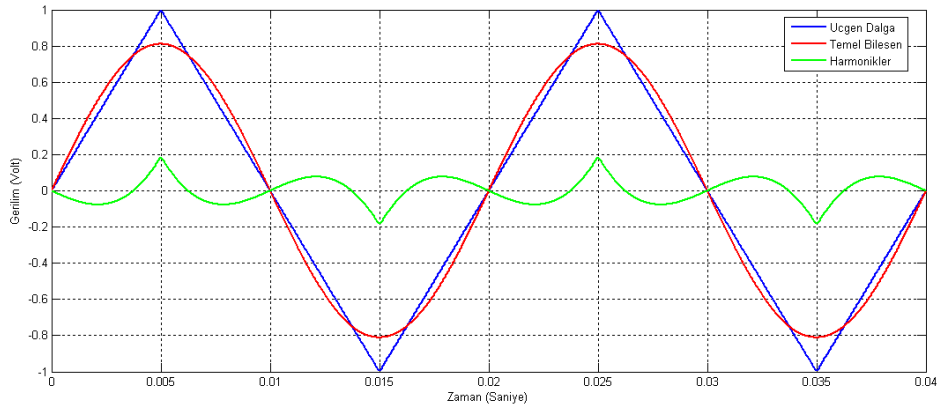
4. BULGULAR

Yapılan deneylerde devreyi test etmek için devrenin girişine üçgen dalga uygulanmıştır. Fourier analizi ile hesaplanan harmonikler ile devrenin çıkışında elde edilen harmonikler karşılaştırılmıştır.

Yarım dalga simetrisine sahip üçgen dalganın Fourier bileşenleri:

$$f(t) = \frac{8}{\pi^2} \left[\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \frac{1}{49} \sin 7\omega t + \dots \right] \quad (4.1)$$

Fourier analizinden de anlaşılacağı gibi aslında üçgen dalga temel frekansta sinüsoidal bir işaretin ve temel frekansın tek katlarından oluşan harmoniklerin toplamından oluşur. Şekil 4.1’de üçgen dalgayı oluşturan temel bileşen ve harmonikler gösterilmiştir.

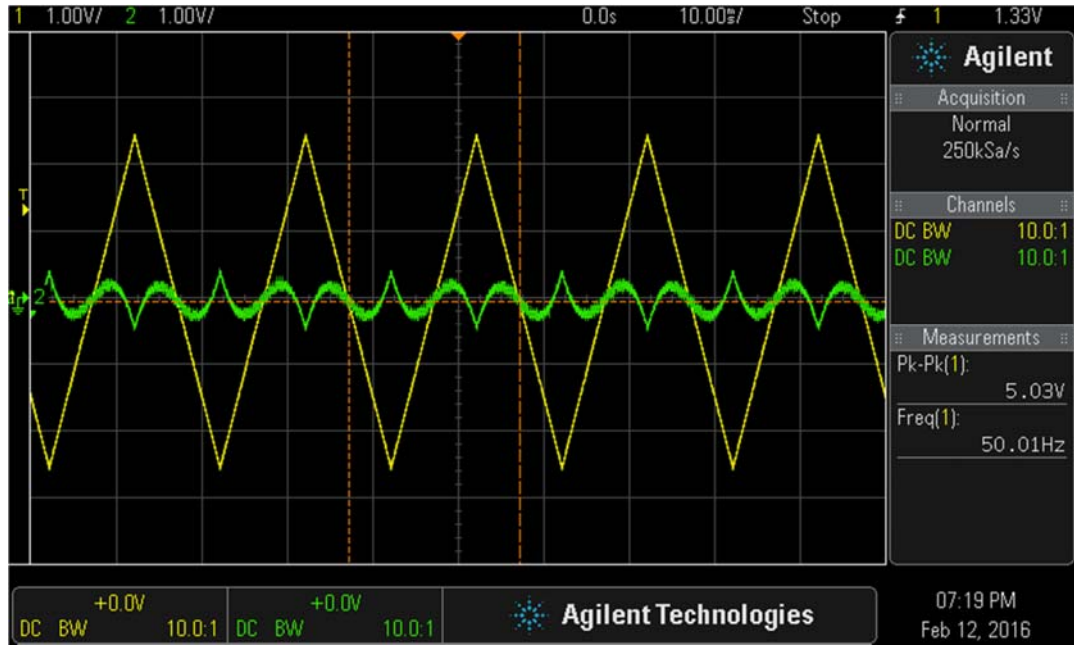


Şekil 4.1: Üçgen dalganın temel bileşeni ve harmoniklerinin toplamı.

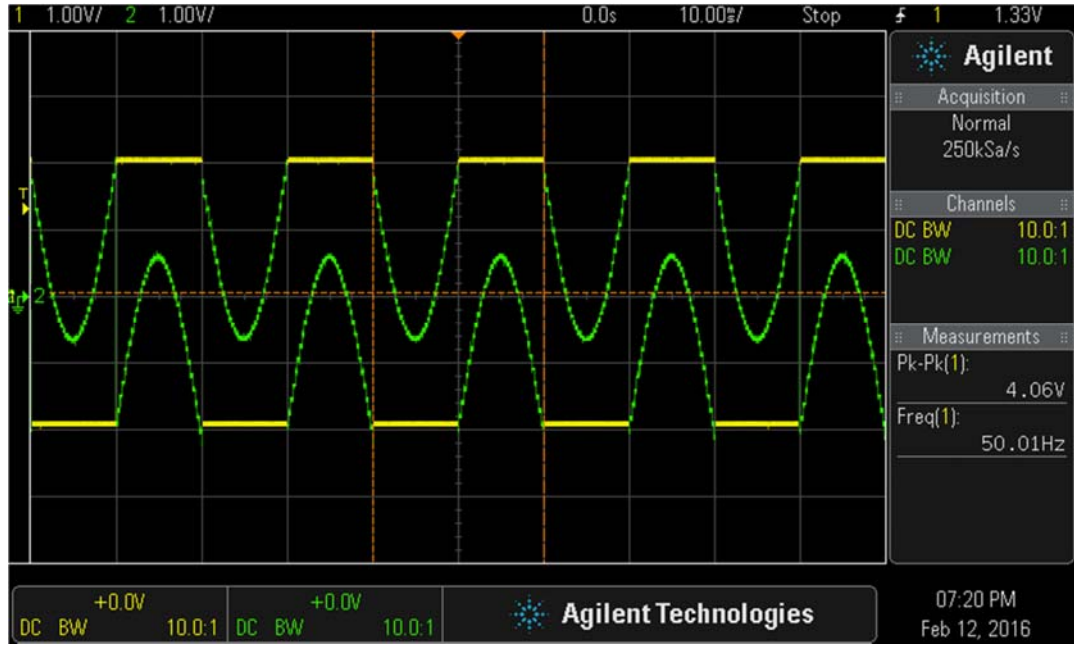
Harmonikleri elde etmek için tasarlanan devrenin girişine şebeke frekansında üçgen dalga uygulanmış, giriş-çıkış dalga şekilleri Şekil 4.2’de verilmiştir.

Elde edilen deney sonuçlarına göre üçgen dalganın temel bileşeni ile harmonik bileşenlerin birbirinden ayrılımları başarılmıştır. Aynı deney kare dalga için tekrarlanmış ve aynı başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Giriş-çıkış dalga şekilleri Şekil 4.3’te verilmiştir.

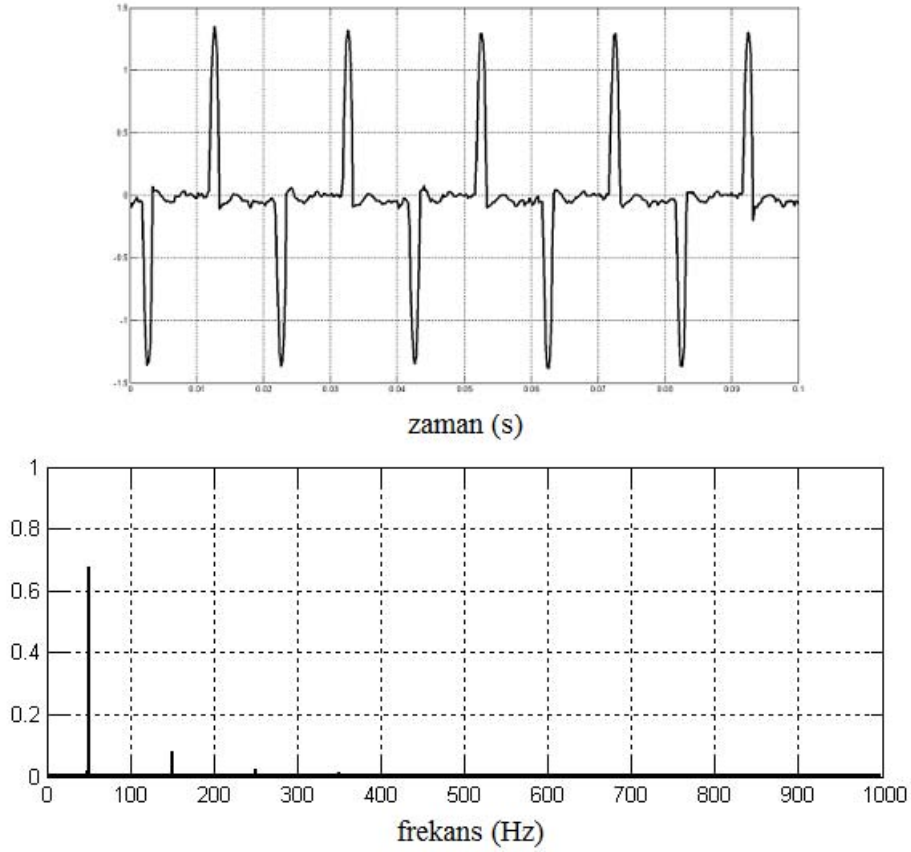
Devrenin girişine bir bilgisayarın akım işareti uygulanmış ve harmonik bileşenleri elde edilmiştir. Şekil 4.4’te bir bilgisayarın akım dalga şekli ve harmonik bileşenleri verilmiştir.



Şekil 4.2: Üçgen dalga ve harmonik bileşenleri.



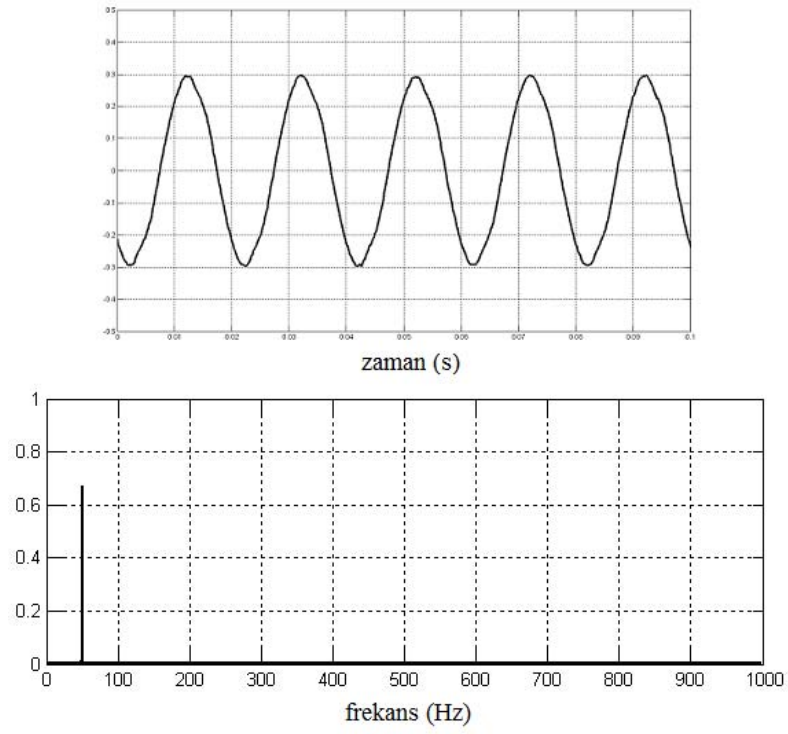
Şekil 4.3: Kare dalga ve harmoniklerin toplamı.



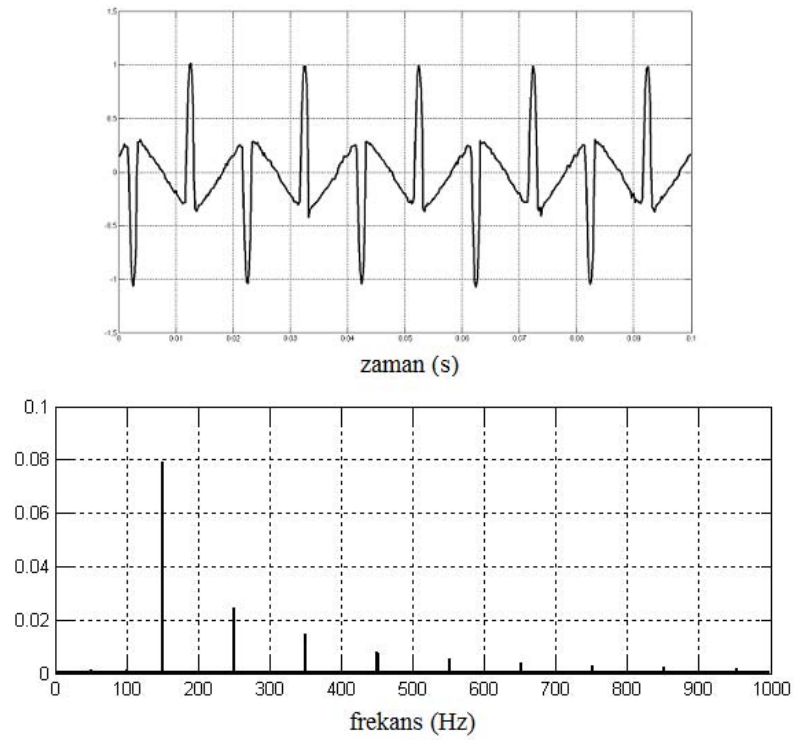
Şekil 4.4: Bir bilgisayarın akım dalga şekli ve Fourier bileşenleri.

Merkez frekansı şebeke frekansını izleyen band geçiren filtrenin çıkışında elde edilen sinüsoidal işaret bilgisayar akımının temel bileşenidir. Temel bileşenin distorsiyon faktörü HM 8027 distortion meter ile ölçülmüştür [81]. Temel bileşen %0.1 distorsiyon faktörü ile elde edilmiştir. Elde edilen temel bileşenin dalga şekli ve Fourier bileşeni Şekil 4.5'te verilmiştir. Sistemin çıkışında elde edilen harmonik bileşenler ve Fourier bileşenleri Şekil 4.6'da verilmiştir. Fourier bileşenlerinde de görüleceği gibi temel bileşen tamamen bastırılmıştır. %0.1 distorsiyon faktörü ile elde edilen temel bileşen harmonikli akımdan çıkarılarak harmonik bileşenler elde edildiği için harmonik frekanslardaki bileşenlerin fazları değişmemiştir.

Tasarlanan bu devrenin bir zaman sabiti dolayısıyla belirli bir değişim hızını yakalayabilme kabiliyeti vardır. Devrenin şebeke gerilimdeki değişimleri yakalayabilmesi için devrenin zaman sabitinin yeterince küçük olması gerekmektedir.



Şekil 4.5: Bilgisayarın akımının temel bileşeni ve Fourier bileşeni.



Şekil 4.6: Harmonikler ve Fourier Bileşenleri.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Elektrik enerjisine olan talebin her geçen gün artması güç kalitesinin önemini de artırmıştır. Yarıiletkenler içeren güç elektroniği elemanlarının yaygınlaşması enerji kalitesini ciddi olarak tehdit etmektedir.

Gelecekte güç sistemlerindeki harmonik sorunlarının daha da artacağı dikkate alınarak gelişmiş ülkelerde olduğu gibi ülkemizde de güç kalitesini artırmak için akım ve gerilim harmonik sınırları belirlenmiştir. Tüketicilerin yönetmeliklerle belirlenen hükümleri yerine getirebilmeleri için daha kuruluş aşamasında tesislerde bazı önlemlerin alınması gerekir.

Harmoniklerin olumsuz etkilerini engellemek için tasarıma yönelik tedbirler yeterli olmayabilir. Bu önlemlere ek olarak harmonik filtreler kullanılmalıdır.

Reaktif güç kompanzasyonu yapılmadan önce harmonik analizi yapılmalıdır. Reaktif güç kompanzasyonu yapmak amacıyla sisteme eklenen endüktivite veya kapasiteler güç faktörünü ancak belirli bir değere kadar çıkarabilir. Harmoniklerden kaynaklanan distorsiyon gücünden dolayı sadece kompanzasyon yapılarak güç faktörü artırılmaz. Bunun için harmonikler filtrelenmelidir.

Güç faktörünü artırmak için sisteme eklenen kapasiteler rezonans riskini artırır. Bu risk, AHF'ler kullanılarak ortadan kaldırılabilir. Ayrıca, iyi tasarlanmış AHF'ler harmonikleri filtreledikleri gibi, reaktif güç kompanzasyonu da yapabilirler.

Güncel araştırma konularından biri olan AHF'lerin kontrol yöntemleri frekans alanı ve zaman alanı yaklaşımları olarak iki ana başlık altında toplanabilir. Fourier dönüşümü esasına dayanan frekans alanı yöntemlerinde harmonikleri elde etmek için şebekenin mevcut akım ve gerilim değerleri örneklenip, Fourier dönüşümleri yapılmaktadır. Temel bileşen ve harmonik bileşenler ayrıldıktan sonra ters Fourier dönüşümü ile harmonik bileşenler elde edilmektedir.

Zaman alanı yöntemlerinde ise Clarke ve Park dönüşümlerinden yararlanılarak şebekenin reaktif ve harmonik bileşenleri elde edilmektedir.

Frekans alanı ve zaman alanı yöntemleri gerekli işlemler sayısal işaret işleme entegre devreleri kullanılarak yapılmaktadır. Gerekli işlemler için önce harmonik kompanzasyonu yapılacak noktadaki akım ve gerilim örneklenip, sayısal verilere dönüştürülmektedir. Daha sonra kullanılan yöntemin hesaplamaları yapılarak reaktif ve harmonik bileşenler elde edilmektedir. Bütün bu örnekleme ve hesaplama işlemleri belirli bir gecikmeye sebep olmaktadır. Dolayısıyla şebekenin anlık harmonik ve reaktif bileşenlerinin gerçek zamanlı elde edilmesi mümkün değildir. Harmonik bileşenlerin hızlı değiştiği sistemlerde zaman bölgesi yöntemleri frekans bölgesi yöntemlerine göre daha hızlı cevap vermektedirler.

Bu tezin amacı harmoniklerin analog bir devre ile elde edilmesidir. Önerilen yöntemle şebekenin akım ve gerilim harmonik bileşenlerinin elde edilebildiği ölçüm sonuçlarına dayanılarak gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1]. IEEE Std 519-2014, IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.
- [2]. IEEE Std 1459-2010, IEEE Standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions.
- [3]. Budeanu, C.I., 1927, Reactive and Fictitious Powers, *Romanian National Institute*, Bucharest, Romania, 2.
- [4]. Fryze, S., 1931, Active, Reactive, and Apparent Power in Non-Sinusoidal Systems, *Przegląd Elektrotechniczny*, (7), 193-203. (In Polish)
- [5]. Curtis, H.L., Silsbee, F.B., 1936, Definitions of Power and Related Quantities, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 54 (4), 394-404.
- [6]. Kusters N.L., M. Moare, W.J.M., 1980, On the Definition of Reactive Power Under Nonsinusoidal Conditions, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-99 (5), 1845-1854.
- [7]. Czarnecki, L.S., 1987, What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It Should Be Abandoned, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IM-36 (3), 834-837.
- [8]. Czarnecki, L.S., 1985, Considerations on the Reactive Power in Nonsinusoidal Situations, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IM-34 (3), 399- 404.
- [9]. ANSI/IEEE Std 100-1977, IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms, USA.
- [10]. IEEE Std 18-2002, IEEE Standard for Shunt Power Capacitors.
- [11]. IEEE C57.12.26-1992 - IEEE Standard for Pad-Mounted, Compartmental-Type, Self-Cooled, Three-Phase Distribution Transformers for Use with Separable Insulated High-Voltage Connectors (34 500 GrdY/19 920 Volts and Below, 2500 kVA and Smaller).
- [12]. IEC 61000-2-2:2002, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems.
- [13]. IEC 61000-2-4:2002, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-4: Environment - Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances
- [14]. IEC 61000-3-2:2014, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)

- [15]. EN 50160, Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks.
- [16]. Arrillaga, J., Watson N.R., 2003, *Power System Harmonics*, John Wiley&Sons, USA, 0470851295.
- [17]. Dommel, H.V., Yan, A. And Wei, S., 1986, Harmonics from Transformer Saturation, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1 (2), 209-215.
- [18]. Boduroğlu, T., 1988, *Elektrik Makinaları Dersleri I-II-III*, Beta Basım Yayım Dağıtım A.Ş., İstanbul.
- [19]. Kocatepe, C., Uzunoğlu, M., Yumurtacı, R., Karakaş, A., Arıkan, O., 2003, *Elektrik Tesislerinde Harmonikler*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 975-511-354-1.
- [20]. T.C. Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu, 21.12.2012-28504, Elektrik Dağıtımı Ve Perakende Satışına İlişkin Hizmet Kalitesi Yönetmeliği.
- [21]. T.C. Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu, 28.05.2014-29013, Elektrik Şebeke Yönetmeliği.
- [22]. Dugan, R.C., McGranaghan, M.F., Santoso, S. and Beaty, H.W., 2012, *Electrical Power Systems Quality*, McGraw-Hill, USA, ISBN-10: 0071761551.
- [23]. Higgins, T.J., 1941, The origins and developments of the concept of inductance, skin effect and proximity effect, *American Journal of Physics*, 9, 337–346.
- [24]. Rice, D.E., 1986, Adjustable speed drive and power rectifier harmonic—their effect on power systems components, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22 (1), 161-177.
- [25]. Insulated Power Cable Engineers Associated Handbook, 1959, P-43-457.
- [26]. TS IEC 60287-1-1, 2014, Kablolar-Akım değerlerinin hesaplanması-Bölüm 1-1: Akım değeri formülleri (%100 yük faktörü) ve kayıpların hesaplanması-Genel, Türk Standardları Enstitüsü.
- [27]. Villar, I., Viscarret, U., Etxeberria-Otadui, I., Rufer, A., 2009, Global Loss Evaluation Methods for Nonsinusoidally Fed Medium-Frequency Power Transformers, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56 (10), 4132-4140.
- [28]. Pierce, L.W., 1996, Transformer Design and Application Considerations for Nonsinusoidal Load Currents, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32 (3), 633-645.
- [29]. IEEE Std C57.110-2008, IEEE Recommended Practice for Establishing Liquid-Filled and Dry-Type Power and Distribution Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents

- [30]. Bird, B.M., Marsh, J.F., McLellan, P.R., 1969, Harmonic reduction in multiple converters by triple-frequency current injection, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 11/1969, 116 (10), 1730 - 1734.
- [31]. H. Sasaki, H., Machida, T., 1971, A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation—Consideration on basic design, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90 (5), 2009–2019.
- [32]. Ametani, A., 1976, Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 95 (2), 441–449.
- [33]. Gyugyi, L., Strycula, E.C., 1976, Active ac power filters, *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 19-C, 529–535.
- [34]. Mohan, N., Peterson, H.A., Long, W.F., Dreifuerst, G.R., Vithaythil, J.J., 1977, Active filters for ac harmonic suppression, *IEEE/PES Winter Meeting*, A77026-8, 168-174.
- [35]. Akagi, H., 2005, Active Harmonic Filters, *Proceedings of the IEEE*, 93 (12), 2128-2141.
- [36]. Uceda, J., Aldana, F., Martinez, P., 1983, Active filters for static power converters, *IEE Proceedings*, 130 (5), 347–354.
- [37]. Kawahira, H., Nakamura, T., Nakazawa, S., Nomura, M., 1983, Active power filter, *Conference Record Institute of Electrical Engineers of Japan*, 981–992.
- [38]. Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A., 1983, Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits, *Conference Record Institute of Electrical Engineers of Japan*, 1375–1386.
- [39]. Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A., 1984, Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20 (3), 625–630.
- [40]. Akagi, H., Nabae, A., Atoh, S., 1986, Control strategy of active power filters using voltage-source PWM converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22 (3), 460–465.
- [41]. Akagi, H., Tsukamoto, Y., Nabae, A., 1990, Analysis and design of an active power filter using quad_series voltage-source PWM converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26 (1), 93–98.
- [42]. Peng, F.Z., Akagi, H., Nabae, A., 1990, A study of active power filters using quad_series voltage_source PWM converters for harmonic compensation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 5 (1), 9–15.
- [43]. Moran, S., 1989, A line voltage regulator/conditioner for harmonic sensitive load isolation, *Conference Record IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 947–951.

- [44]. Nakagima, A., Nishidai, J., Shiraishi, T., 1988, Development of active filter with series resonant circuit, *Conference Record IEEE Power Electronics Specialists*, 1168–1173.
- [45]. Peng, F.Z., Akagi, H., Nabae, A., 1988, A new approach to harmonic compensation in power systems—A combined system of shunt passive and series active filters, *Conference Record IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 874–880.
- [46]. Peng, F.Z., Akagi, H., Nabae, A., 1993, Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29 (1), 144–152.
- [47]. Fujita H., Akagi, H., 1990, A practical approach to harmonic compensation in power systems: Series connection of passive and active filters, *Conference Record IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1107–1112.
- [48]. Takahashi I., Omura, Y., 1992, High power active filter using LC tuned filter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 112-D (9), 823–828.
- [49]. Tokuda, N., Ogiwara, Y., Oshima, Miyata, T., 1994, Active filter with series L-C circuit, *Conference Record IEEE Power and Energy Society ICHPS*, 242–249.
- [50]. Rastogi, M., Mohan, N., Edris, A.A., 1995, Filtering of harmonic currents and damping of resonances in power systems with a hybrid- active filter, *Conference Recors IEEE-APEC*, 607–612.
- [51]. Bhattacharya, S., Cheng, P.T., Divan, D.M., 1997, Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33 (3), 732–747.
- [52]. Basic, D., Ramsden, V.S., Muttik, P.K., 2001, Harmonic filtering of high_power 12-pulse rectifier loads with a selective hybrid filter system, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48 (6), 1118–1127.
- [53]. Detjen, D., Jacobs, J., De Doncker, R.W., Mall, H.G., 2001, A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16 (6), 821–827.
- [54]. Peng, F.Z., 1998, Application Issues of Active Power Filters, *IEEE Industry Applications Magazine*, 4 (5), 21-30.
- [55]. Sutanto, D., Bou-rabee, M., Tam, K. S., and Chang, C. S., 1991, Harmonic Filters for Industrial Power Systems, *Proceedings of the IEE International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM)*, November 5-8, 1991. Hong Kong: IEE. 594-598.
- [56]. El-Habrouk, M., Darwish, M. K., and Mehta, P., 2000, Active Power Filters: A Review, *Proceedings IEE Electric Power Applications*, 147 (5), 403-413.

- [57]. Singh, B., Al-Haddad, K., and Chandra, A., 1999, A Review of Active Filters for Power Quality Improvement, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46 (5), 960-971.
- [58]. El-Habrouk, M., Darwish, M. K., and Mehta, P., 2000, A Survey of Active Filters and Reactive Power Compensation Techniques. *Proceedings of the IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, Sept. 18-19, 2000. London, UK: IEE., 7-12.
- [59]. Grady, W. M., Samotyj, M. J., and Noyola, A. H., 1990, Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 5 (3), 1536-1542.
- [60]. Norman, M., Ahsanul, A., Senan, M., and Hashim, H., 2004, Review of Control Strategies for Power Quality Conditioners, *Proceedings of the IEEE National Conference on Power and Energy Conference (PECon)*, Nov. 29-30, 2004. Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 109-115.
- [61]. Chen, D. H., Xie, S.J., 2004, Review of Control Strategies Applied to Active Power Filters, *Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, April 5-8, 2004. Hong Kong: IEEE., 666-670.
- [62]. Akagi, H., Kanazawa, Y. and Nabae, A., 1983, Generalized Theory of the Instantaneous Re- active Power in Three-Phase Circuits, *IPEC'83-International Power Electronics Conference*, Tokyo, Japan, 1375 1386.
- [63]. Akagi, H., Kanazawa, Y. and A. Nabae, A., Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20 (3), 625-630.
- [64]. E. Clarke, 1943, *Circuit Analysis of A-C Power Systems*, Vol. I-Symmetrical and Related Components, Wiley.
- [65]. Akagi, H., Watanabe, E.H. and Aredes, M., 2007, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, Wiley-IEEE Press, New Jersey, ISBN: 978-0-470-10761-4.
- [66]. Wu, B., 2006, *High-Power Converters and AC Drives*, Wiley-IEEE Press, New Jersey, ISBN: 978-0-471-73171-9.
- [67]. Bhattacharya, S., Divan, D.M. and Banerjee, B., 1991, Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active Filter, *Procedings 4th EPE*, Florence, 3, 30-35.
- [68]. Bhattacharya, S., Frank, T.M., Divan, D.M. and Banerjee, B., 1998, Active filter system implementation, *IEEE Industrial Application Magazine*, 47-63.

- [69]. Bhattacharya, S. and Divan, D., 1995, Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system, *IEEE Industry Applications Conference*, 2531-2540.
- [70]. Marques, G.D., V. Pires F., Malinowski, M. Kazmierkowski M., 2007, An Improved Synchronous Reference Frame Method for Active Filters, *EUROCON 2007, The International Conference on Computer as a Tool*, 2564-2569.
- [71]. Bhattacharya, S. T., Frank, M., Divan, D., and Banerjee, B., 1996, Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems, *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96, Conference Record of the 1996 IEEE*, 1032–1039.
- [72]. Marques, G.D., 1998, A comparison of active power filter control methods in unbalanced and nonsinusoidal conditions, *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, IECON Industrial Electronics Society*, 1 (31), 444 – 449.
- [73]. Kaura, V., Blasko, V., 1997, Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33 (1), 58 – 63.
- [74]. Limongi, L.R., Bojoi, R., Pica, C., Profumo, F., Tenconi, A., 2007, Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications, *PCC 2007 Power Conversion Conference*, Nagoya, 674 – 681.
- [75]. Jou, H. L. and Wu, H.Y., 1994, New Single-Phase Active Power Filter, *Proceedings IEE Electric Power Applications*, 141 (3), 129-134.
- [76]. Hsu, C. Y. and Wu, H.Y., 1996, A New Single-Phase Active Power Filter with Reduced Energy-Storage Capacity, *Proceedings IEE Electric Power Applications*, 143 (1), 25-30.
- [77]. Jeong, S. G. and Woo, M.H., 1997, DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44 (3), 329-336.
- [78]. Routimo, M., Salo, M., and Tuusa, H., 2003, A Novel Control Method for Wideband Harmonic Compensation, *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, November 17- 20, 2003. Singapore: IEEE., 799-804.
- [79]. MAX267 Pin-Programmable Universal and Bandpass Filters Data Sheet, 2007, Maxim Integrated Products, Dallas Semiconductor, <http://www.maxim-ic.com>, USA.
- [80]. Best, Roland E., 2007, *Phase Locked Loops* 6 ed., McGraw-Hill Professional, USA, 0071493751.
- [81]. HM 8027 Distortion Meter Data Sheet, 1995, Hameg Instruments, Germany.

EKLER

EK 1. Deri etkisi direnç kazancı.

x	$k_{SE}(x)$	x	$k_{SE}(x)$	x	$k_{SE}(x)$
0.0	0.00000	2.0	0.07818	11.0	3.15100
0.1	0.00000	2.1	0.09375	12.0	3.50358
0.2	0.00001	2.2	0.11126	13.0	3.85831
0.3	0.00004	2.3	0.13069	14.0	4.20915
0.4	0.00013	2.4	0.15207	15.0	4.56205
0.5	0.00032	2.5	0.17538	20.0	6.32767
0.6	0.00067	2.6	0.20056	25.0	8.09412
0.7	0.00124	2.7	0.22753	30.0	9.88101
0.8	0.00212	2.8	0.25820	40.0	13.39545
0.9	0.00340	2.9	0.28644	50.0	16.93032
1.0	0.00519	3.0	0.31809	60.0	20.46541
1.1	0.00758	3.5	0.49202	80.0	27.53593
1.2	0.01071	4.0	0.67787	100.0	34.60666
1.3	0.01470	4.5	0.86275		
1.4	0.01988	5.0	1.04372		
1.5	0.02582	6.0	1.39359		
1.6	0.03323	7.0	1.74319		
1.7	0.04203	8.0	2.09445		
1.8	0.05240	9.0	2.44638		
1.9	0.06440	10.0	2.79857		

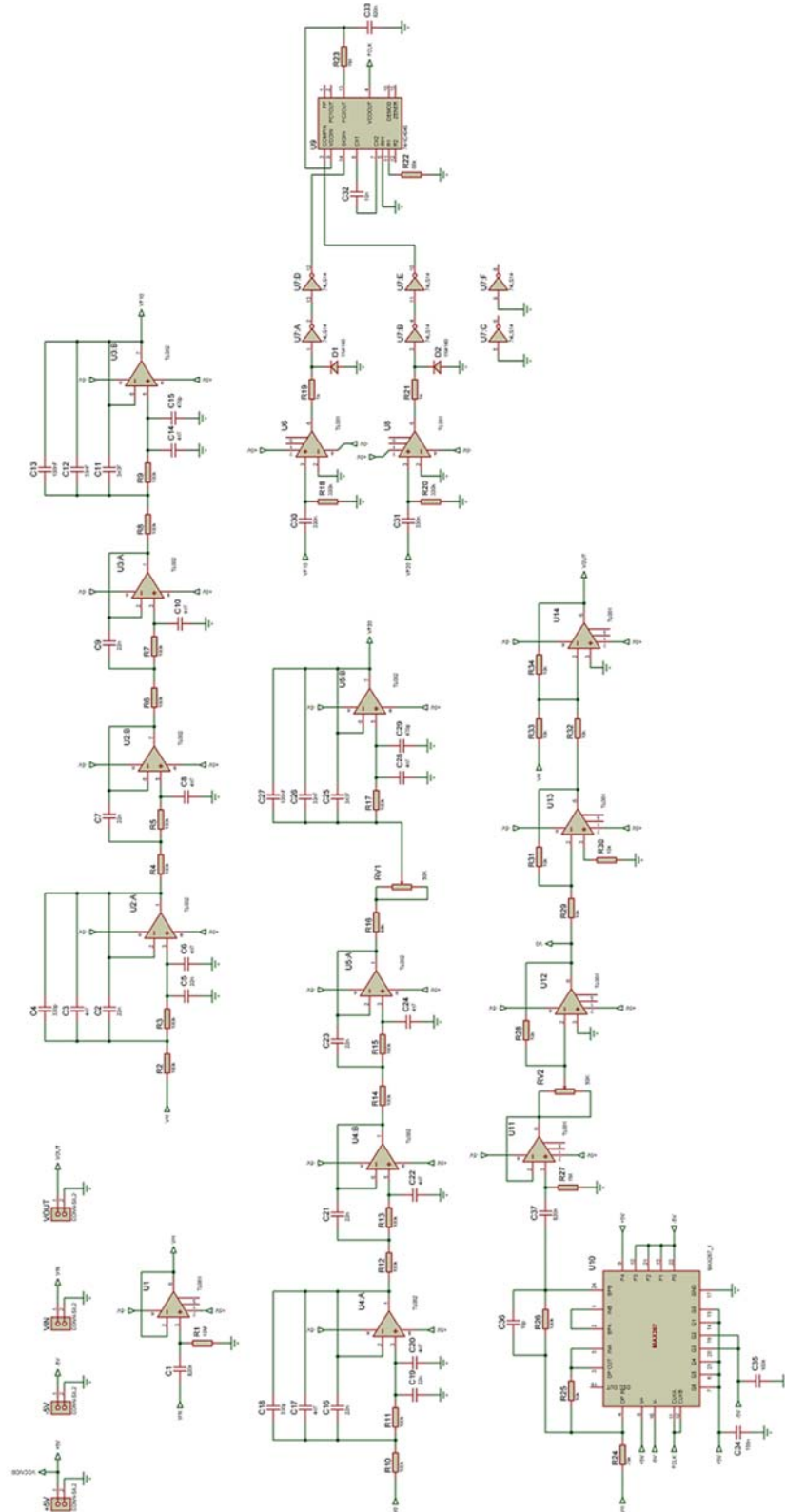
EK 2. R_{ac}/R_{dc} oranının frekans ile değişimi (AWG).

İletken kesiti	Harmonik derecesi													
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	
12 AWG	1.0000	1.0001	1.0002	1.0004	1.0007	1.0011	1.0015	1.0020	1.0026	1.0032	1.0039	1.0047	1.0055	
8 AWG	1.0000	1.0005	1.0014	1.0027	1.0044	1.0066	1.0092	1.0123	1.0157	1.0196	1.0238	1.0285	1.0335	
4 AWG	1.0004	1.0034	1.0094	1.0184	1.0302	1.0445	1.0611	1.0797	1.1002	1.1223	1.1458	1.1704	1.1959	
1 AWG	1.0016	1.0145	1.0396	1.0750	1.1187	1.1686	1.2229	1.2793	1.3379	1.3981	1.4581	1.5170	1.5742	
1/0 AWG	1.0026	1.0237	1.0637	1.1184	1.1835	1.2559	1.3296	1.4074	1.4848	1.5600	1.6323	1.7014	1.7676	
2/0 AWG	1.0044	1.0389	1.1020	1.1846	1.2786	1.3770	1.4784	1.5766	1.6699	1.7580	1.8411	1.9197	1.9942	
3/0 AWG	1.0073	1.0631	1.1602	1.2806	1.4089	1.5397	1.6634	1.7784	1.8851	1.9845	2.0774	2.1647	2.2471	
4/0 AWG	1.0119	1.1003	1.2442	1.4092	1.5778	1.7340	1.8759	2.0051	2.1238	2.2335	2.3355	2.4310	2.5207	
250 kcmil	1.0162	1.1321	1.3095	1.5052	1.6907	1.8571	2.0064	2.1416	2.2654	2.3795	2.4855	2.5844	2.6772	
500 kcmil	1.0682	1.4412	1.8362	2.1523	2.4122	2.6336	2.8270	2.9992	3.1552	3.2986	3.4321	3.5581	3.6782	
750 kcmil	1.1472	1.7584	2.2395	2.6020	2.8947	3.1422	3.3589	3.5548	3.7365	3.9088	4.0748	4.2365	4.3951	
1000 kcmil	1.2459	2.0385	2.5753	2.9719	3.2907	3.5633	3.8082	4.0368	4.2559	4.4690	4.6773	4.8803	5.0763	

EK 3. R_{ac}/R_{dc} oranının frekans ile değişimi (mm^2).

İletken kesiti	Harmonik derecesi													
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	
0.5 mm ²	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0001	1.0001	1.0001	1.0001	
1 mm ²	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0001	1.0001	1.0001	1.0002	1.0002	1.0003	1.0003	1.0004	1.0004	
1.5 mm ²	1.0000	1.0000	1.0000	1.0001	1.0001	1.0002	1.0003	1.0004	1.0005	1.0006	1.0007	1.0009	1.0010	
2.5 mm ²	1.0000	1.0000	1.0001	1.0002	1.0004	1.0006	1.0008	1.0010	1.0013	1.0017	1.0020	.0025	1.0029	
4 mm ²	1.0000	1.0001	1.0003	1.0006	1.0011	1.0016	1.0023	1.0030	1.0039	1.0049	1.0060	1.0072	1.0085	
6 mm ²	1.0000	1.0003	1.0008	1.0016	1.0027	1.0040	1.0056	1.0075	1.0097	1.0121	1.0148	1.0177	1.0209	
10 mm ²	1.0001	1.0008	1.0024	1.0048	1.0081	1.0121	1.0170	1.0226	1.0289	1.0360	1.0437	1.0520	1.0609	
16 mm ²	1.0002	1.0023	1.0068	1.0135	1.0225	1.0335	1.0464	1.0611	1.0773	1.0950	1.1140	1.1340	1.1550	
25 mm ²	1.0005	1.0057	1.0164	1.0324	1.0531	1.0778	1.1059	1.1369	1.1701	1.2051	1.2412	1.2777	1.3157	
35 mm ²	1.0010	1.0117	1.0335	1.0649	1.1042	1.1496	1.1994	1.2523	1.3060	1.3623	1.4191	1.4751	1.5300	
50 mm ²	1.0019	1.0215	1.0605	1.1146	1.1792	1.2507	1.3245	1.4019	1.4787	1.5531	1.6246	1.6930	1.7584	
70 mm ²	1.0041	1.0469	1.1264	1.2287	1.3407	1.4581	1.5722	1.6797	1.7802	1.8742	1.9624	2.0456	2.1242	
95 mm ²	1.0088	1.0950	1.2416	1.4112	1.5840	1.7435	1.8880	2.0193	2.1397	2.2510	2.3543	2.4510	2.5417	
120 mm ²	1.0135	1.1403	1.3376	1.5520	1.7492	1.9238	2.0796	2.2202	2.3485	2.4666	2.5759	2.6779	2.7735	
150 mm ²	1.0211	1.2076	1.4719	1.7290	1.9505	2.1426	2.3123	2.4645	2.6026	2.7292	2.8461	2.9550	3.0572	
185 mm ²	1.0323	1.2957	1.6285	1.9191	2.1614	2.3693	2.5516	2.7142	2.8613	2.9959	3.1205	3.2369	3.3466	
240 mm ²	1.0553	1.4509	1.8704	2.2006	2.4701	2.6987	2.8978	3.0748	3.2351	3.3827	3.5207	3.6514	3.7765	
300 mm ²	1.0849	1.6106	2.0768	2.4303	2.7161	2.9572	3.1672	3.3553	3.5277	3.6893	3.8432	3.9918	4.1368	
400 mm ²	1.1528	1.8888	2.4209	2.8130	3.1267	3.3923	3.6278	3.8446	4.0501	4.2487	4.4425	4.6324	4.8178	

EK 4. Anahtarlamalı kapasitör filtre tabanlı harmonik algılama devresi açık şeması.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler



Adı Soyadı	Emre ÖZER
Uyruğu	T.C.
Doğum tarihi, Yeri	19/09/1981, Arapkir
Telefon	+90 505 410 5092
E-mail	emreoz@istanbul.edu.tr
Web adres	http://aves.istanbul.edu.tr/emreoz

Eğitim

Derece	Kurum/Anabilim Dalı/Programı	Yılı
Doktora	İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Müh. Programı	
Yüksek Lisans	İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Müh. Programı	2008
Lisans	İ.Ü. Elektronik Mühendisliği (İng.)	2005
Lise	Malatya Lisesi	1999