

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİ İÇİN YENİ BİR DENETİM
YÖNTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

DOKTORA TEZİ

MURAT KALE

Anabilim Dalı: Elektrik Eğitimi

Danışman: Doç.Dr. Engin ÖZDEMİR

KOCAELİ, 2009

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİ İÇİN YENİ BİR DENETİM
YÖNTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

DOKTORA TEZİ

MURAT KALE

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 29 Aralık 2008

Tezin Savunulduğu Tarih: 5 Şubat 2009

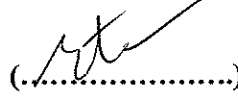
Tez Danışmanı

Doç.Dr. Engin ÖZDEMİR


(.....)

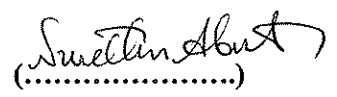
Jüri Üyesi

Prof.Dr. Etem KÖKLÜKAYA


(.....)

Jüri Üyesi

Prof.Dr. Nurettin ABUT


(.....)

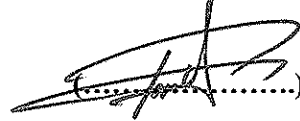
Jüri Üyesi

Prof.Dr. Bekir ÇAKIR


(.....)

Jüri Üyesi

Yrd.Doç.Dr. A. Faruk BAKAN


(.....)

KOCAELİ, 2009

ÖNSÖZ

Yüksek verimlerinden dolayı kullanımı hızla artan statik güç çeviricileri, güç sistemlerinde ciddi güç kalitesi problemlerine yol açmaktadır. Geleneksel yöntemlerin yetersizliğinden dolayı aktif güç filtreleri geliştirilmiştir. Bu tezde paralel aktif güç filtresinin güç devresi kayıplarının azaltıldığı yeni bir histerisiz bant PWM yöntemi önerilmekte, simülasyon ve deney sonuçları sunulmaktadır.

Çalışmalarım süresince her zaman beni destekleyen ve yönlendiren danışmanım Doç.Dr. Engin ÖZDEMİR'e, tez izleme komitesi üyeleri Prof.Dr. Bekir ÇAKIR ve Yrd.Doç.Dr. A. Faruk BAKAN'a teşekkürlerimi sunarım. Laboratuar çalışmalarımı birlikte yaptığımız, destek ve önerileri ile yardımcı olan Arş.Gör. Metin KESLER'e teşekkür ederim.

Çalışmalarım süresince benden desteğini esirgemeyen eşim Esin KALE, babam Sebahattin KALE ve annem Elif KALE'ye teşekkürü bir borç bilirim.

Bu çalışma 103E34 nolu "Şönt Aktif Güç Filtresi ile Harmoniklerin Filtrelenmesi ve Reaktif Güç Kompanzasyonu" adlı Tübitak projesi tarafından desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	viii
SİMGELER.....	ix
ÖZET.....	xii
İNGİLİZCE ÖZET.....	xiii
1. GİRİŞ	1
2. ANLIK REAKTİF GÜÇ TEORİSİ VE SENKRON REFERANS YAPI TABANLI REFERANS FİLTRE AKIMLARININ BELİRLENMESİ.....	19
2.1. Anlık Reaktif Güç Teorisi.....	19
2.1.1. Doğrusal olmayan yükün güç bileşenlerinin elde edilmesi.....	22
2.1.2. Referans filtre akımlarının anlık reaktif güç teorisi ile belirlenmesi	29
2.2. Senkron Referans Yapı	33
2.2.1. Doğrusal olmayan yükün akım bileşenlerinin elde edilmesi	34
2.2.2. Paralel aktif güç filtresinin senkron referans yapı ile kontrolü.....	40
2.3. Senkron Referans Yapı Tabanlı PAGF Kontrolünde Seçili Harmoniklerin Yok Edilmesi	44
3. PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRELERİ	49
3.1 Paralel Aktif Güç Filtresinin Kontrol Algoritması.....	55
3.2. Paralel Aktif Güç Filtresinin Güç Devresi	57
3.2.1. Paralel aktif güç filtrelerinde kullanılan gerilim kaynağı tipi PWM eviricinin matematiksel modeli	58
3.2.2. Paralel aktif güç filtresinin DA bara kondansatör değerinin belirlenmesi	60
3.2.3. Paralel aktif güç filtresinin AA taraftaki bobin değerinin belirlenmesi.....	61
3.3. Anahtarlama Teknikleri	62
3.3.1. Doğrusal akım kontrolü	66
3.3.2. Histerisiz bant PWM.....	67
3.3.3. Sayısal ölü-bant kontrol	70
3.4. Paralel Aktif Güç Filtresi Simülasyonu	71
3.5. Paralel Aktif Güç Filtresinin Laboratuvar Prototipi.....	76
3.6. Deney Sonuçları	80
4. KAYNAK AKIMI ÖLÇÜLEREK PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN KONTROLÜ.....	86
4.1. Senkron Referans Yapı Tabanlı Paralel Aktif Güç Filtresi Kontrolünde Referans Kaynak Akımının Belirlenmesi	88
4.2. Anlık Reaktif Güç Teorisi Tabanlı Paralel Aktif Güç Filtresi Kontrolünde Referans Kaynak Akımının Belirlenmesi	91
4.3. Simülasyon Sonuçları	92
4.4 Deney Sonuçları	97
5. ÇİFT HİSTERİSİZ BANT PWM YÖNTEMİ.....	102
5.1. Çift Histerisiz Bant PWM Yöntemi Simülasyon Sonuçları.....	105

5.2. Çift Histerisiz Bant PWM Yöntemi Deney Sonuçları	110
5.3. Kaynak Akımı Ölçülerek Kontrol Edilen Paralel Aktif Güç Filtresinde Çift Histerisiz Bant PWM'in Uygulanması.....	114
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	123
KAYNAKLAR	126
KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER	130
ÖZGEÇMİŞ	132

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1: Pozitif sıralı bileşenler, negatif sıralı bileşenler ve sıfır sıralı bileşenler.	2
Şekil 1.2: Temel bileşenler (pozitif sıralı bileşenler), ikinci harmonikler (negatif sıralı bileşenler) ve üçüncü harmonikler (sıfır sıralı bileşenler).	3
Şekil 1.3: Üç fazlı tristörlü doğrultucu ve tek faz eşdeğer devresi.	5
Şekil 1.4: Harmonik akım kaynağı yükün kaynak gerilimi, hat akımı dalga şekli ve harmonik dağılımı.	6
Şekil 1.5: Üç fazlı diyotlu doğrultucu ve tek faz eşdeğer devresi.	7
Şekil 1.6: Diyotlu doğrultucu faz-nötr ve fazlar arası gerilimi, hat akımı ve harmonik dağılımı.	8
Şekil 1.7: Paralel aktif güç filtresi.	10
Şekil 1.8: Seri aktif güç filtresi.	11
Şekil 1.9: Paralel aktif, paralel pasif güç filtresi.	12
Şekil 1.10: Seri aktif paralel pasif güç filtresi.	12
Şekil 1.11: Seri aktif paralel pasif güç filtresi.	13
Şekil 1.12: Birleşik güç kalitesi düzenleyicisi.	13
Şekil 1.13: Akım beslemeli PWM eviricili paralel aktif güç filtresi.	14
Şekil 1.14: Gerilim beslemeli PWM eviricili paralel aktif güç filtresi.	14
Şekil 2.1: Üç fazlı üç telli sistem.	19
Şekil 2.2: Üç fazlı üç telli a-b-c koordinatlarından iki fazlı α - β koordinatlarına dönüşüm.	20
Şekil 2.3: α - β ekseninde anlık akım ve gerilim uzay vektörleri.	21
Şekil 2.4: Üç fazlı tristörlü doğrultucu (harmonik akım kaynağı)	23
Şekil 2.5: Üç fazlı tristörlü doğrultucu hat akımı, anlık gerçek güç ve anlık sanal güç.	24
Şekil 2.6: a) Alçak geçiren filtre için YGF sistemi.	25
b) Yüksek geçiren filtre.	25
Şekil 2.7: Alçak geçiren filtre içeren YGF sistemi ve yüksek geçiren filtre Bode diyagramları.	25
Şekil 2.8: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesi.	26
Şekil 2.9: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan hat akımının aktif bileşeni.	26
Şekil 2.10: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hat akımlarının aktif ve reaktif bileşenlerinin elde edilmesi.	27
Şekil 2.11: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak elde edilen aktif ve reaktif bileşene sahip hat akımı.	27
Şekil 2.12: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hat akımlarının harmonik bileşenlerinin elde edilmesi.	28
Şekil 2.13: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak elde edilen hat akımının harmonik bileşenleri.	28
Şekil 2.14: Harmonik akım kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak referans filtre akımlarının hesaplanması.	30

Şekil 2.15: Harmonik akım kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı.	30
Şekil 2.16: Reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak referans filtre akımlarının hesaplanması.	31
Şekil 2.17: Reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı.	31
Şekil 2.18: Harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak referans filtre akımlarının hesaplanması.	31
Şekil 2.19: Harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı.	32
Şekil 2.20: α - β durağan referans yapıdan senkron referans yapıya dönüşüm.....	34
Şekil 2.21: Üç fazlı tristörlü doğrultucu hat akımı, hat akımının “d” eksen ve “q” eksen bileşenleri.	35
Şekil 2.22: Doğrusal olmayan yükün hat akımı harmonik dağılımı.	36
Şekil 2.23: Doğrusal olmayan yükün hat akımı “d” eksen harmonik dağılımı.	37
Şekil 2.24: Doğrusal olmayan yükün hat akımı “q” eksen harmonik dağılımı.	37
Şekil 2.25: Senkron referans yapı kullanılarak hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesi.....	38
Şekil 2.26: Senkron referans yapı kullanılarak elde edilen hat akımı aktif bileşeni. .	38
Şekil 2.27: Senkron referans yapı kullanılarak hat akımlarının aktif ve reaktif bileşenlerinin elde edilmesi.	39
Şekil 2.28: Senkron referans yapı kullanılarak elde edilen aktif ve reaktif bileşenlere sahip hat akımı.	39
Şekil 2.29: Senkron referans yapı kullanılarak hat akımlarının harmonik bileşenlerinin elde edilmesi.....	40
Şekil 2.30: Senkron referans yapı kullanılarak elde edilen hat harmonik bileşenleri.	40
Şekil 2.31: Harmonik akım kompanzasyonu için senkron referans yapıda referans filtre akımlarının hesaplanması.	41
Şekil 2.32: Harmonik akım kompanzasyonu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımı.....	41
Şekil 2.33: Reaktif akım kompanzasyonu için senkron referans yapıda referans filtre akımlarının hesaplanması.	42
Şekil 2.34: Reaktif akım kompanzasyonu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımları.	42
Şekil 2.35: Harmonik ve reaktif akım kompanzasyonu için senkron referans yapıda referans filtre akımlarının hesaplanması.	43
Şekil 2.36: Harmonik ve reaktif akım kompanzasyonu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımları.	43
Şekil 2.37: 5. harmonik frekansta dönen senkron referans yapıda hat akımının “d” ve “q” eksenleri.....	45
Şekil 2.38: 5. harmoniği yok etmek için referans filtre akımlarının hesaplanması....	46
Şekil 2.39: 5. harmoniği yok etmek için hesaplanan referans filtre akımı.....	46
Şekil 2.40: 7. harmonik frekansta dönen senkron referans yapıda hat akımının “d” ve “q” eksenleri.....	47
Şekil 2.41: 7. harmoniği yok etmek için referans filtre akımlarının hesaplanması....	47
Şekil 2.42: 7. harmoniği yok etmek için hesaplanan referans filtre akımı.....	48
Şekil 3.1: Paralel aktif güç filtresi genel şekli.....	49
Şekil 3.2: Harmonik akım kaynağı tipi yüklerde kullanılan paralel aktif güç filtresinin eşdeğer devresi.	50

Şekil 3.3: Harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerde kullanılan paralel aktif güç filtresinin eşdeğer devresi.	53
Şekil 3.4: Paralel aktif güç filtresi bağlı değil iken ve paralel aktif güç filtresi bağlı iken yükün çektiği akım.	55
Şekil 3.5: Anlık reaktif güç teorisi tabanlı paralel aktif güç filtresi kontrolü.	56
Şekil 3.6: Senkron referans yapı tabanlı paralel aktif güç filtresi kontrolü.	57
Şekil 3.7: Paralel aktif güç filtresi güç devresi.	58
Şekil 3.8: Üç fazlı köprü evirici anahtarlama durumları.	63
Şekil 3.9: Faz-nötr ve faz-faz gerilimleri.	65
Şekil 3.10: Anahtarlama vektörlerinin α - β düzlemindeki yerleri.	66
Şekil 3.11: Doğrusal taşıyıcı tabanlı akım kontrolü.	67
Şekil 3.12: Histerisiz bant PWM.	68
Şekil 3.13: İki kondansatörlü evirici bağlantısı.	68
Şekil 3.14: Evirici çıkışındaki akım ve gerilim dalga şekli.	69
Şekil 3.15: Bir anahtarlama periyodu boyunca evirici çıkışındaki gerilim ve akım dalga şekilleri.	70
Şekil 3.16: Doğrusal olmayan yük ve paralel aktif güç filtresi bağlı bir sistemin Simulink modeli.	72
Şekil 3.17: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	73
Şekil 3.18: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	74
Şekil 3.19: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	75
Şekil 3.20: Üç fazlı paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipi.	76
Şekil 3.21: Paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipi fotoğrafı.	77
Şekil 3.22: Ölçülen her faz için analog ve sayısal sinyallerin üretilmesi.	78
Şekil 3.23: Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ölçüm katı.	79
Şekil 3.24: Kaynak gerilimleri ölçüm katı.	79
Şekil 3.25: Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ve filtre akımları örnekleme katı.	80
Şekil 3.26: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	82
Şekil 3.27: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	83
Şekil 3.28: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	84
Şekil 3.29: Kaynak gerilimleri, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ve kaynak akımları harmonik dağılımları.	85
Şekil 4.1: Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat ve filtre akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresi akım kontrol çevrimi.	87
Şekil 4.2: Kaynak akımı ölçülen paralel aktif güç filtresi akım kontrol çevrimi.	88
Şekil 4.3: Senkron referans yapı tabanlı referans kaynak akımların hesaplanması. ..	89
Şekil 4.4: Kaynak akımı ölçme yönteminin genel blok diyagramı.	90
Şekil 4.5: Anlık reaktif güç teorisi tabanlı referans kaynak akımlarının hesaplanması.	92
Şekil 4.6: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	94

Şekil 4.7: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	95
Şekil 4.8: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	96
Şekil 4.9: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	98
Şekil 4.10: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	99
Şekil 4.11: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	100
Şekil 4.12: Kaynak gerilimleri ve kaynak akımları harmonik dağılımları ve THD miktarları.	101
Şekil 5.1: Çift histerisiz bant PWM yöntemi ve anahtarlama şekli.	104
Şekil 5.2: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	106
Şekil 5.3: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	107
Şekil 5.4: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	108
Şekil 5.5: a-) Histerisiz bant PWM akım hata sinyalleri.....	109
b-) Çift histerisiz bant PWM akım hata sinyalleri.	109
Şekil 5.6: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	111
Şekil 5.7: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	112
Şekil 5.8: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	113
Şekil 5.9: Kaynak gerilimleri ve kaynak akımları harmonik dağılımları.....	114
Şekil 5.10: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	116
Şekil 5.11: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	117
Şekil 5.12: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	118
Şekil 5.13: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	119
Şekil 5.14: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	120
Şekil 5.15: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.	121
Şekil 5.16: Kaynak gerilimleri ve kaynak akımları harmonik dağılımları.....	122

TABLolar DİZİNİ

Tablo 2.1: Üç fazlı tristörlü doğrultucu parametreleri.	23
Tablo 2.2: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak yapılacak olan kompanzasyon tipine göre gerekli güç bileşenleri.	32
Tablo 2.3: Senkron referans yapı kullanılarak yapılacak olan kompanzasyon tipine göre gerekli akım bileşenleri.	44
Tablo 3.1: Anahtarlama durumlarına göre faz-nötr ve fazlar arası gerilimler.	64
Tablo 3.2: Sistem parametreleri.	72
Tablo 3.3: Paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipi bileşenleri.	77
Tablo 3.4: Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat ve kaynak akımı THD miktarları.	81
Tablo 4.1: Paralel aktif güç filtresinin kaynak akımı ölçüm yöntemi ile kontrol edilmesi durumunda üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat ve kaynak akımı THD miktarları.	97
Tablo 5.1: Histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri simülasyon sonuçları.	109
Tablo 5.2: Histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri deney sonuçları.	114
Tablo 5.3: Kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinde histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri simülasyon sonuçları.	115
Tablo 5.4: Kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinde histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri deney sonuçları.	122

SİMGELER

C	: Dönüşüm matrisi
C_{DA}	: Aktif güç filtresi DA bara kondansatörü (F)
$C_{yük}$: Diyotlu doğrultucu DA bara kondansatörü (F)
f	: Frekans (Hz)
$G(s)$: Transfer fonksiyonu
I_h	: Akımın h. harmonik bileşeni (A)
i_a	: “a” fazı akımı (A)
i_b	: “b” fazı akımı (A)
i_c	: “c” fazı akımı (A)
i_d	: “d” eksenli akımı (A)
i_{DA}	: DA bara akımı (A)
i_f	: Filtre akımı (A)
i_{fa}	: “a” fazı filtre akımı (A)
i_{fa}^*	: “a” fazı referans filtre akımı (A)
i_{fb}	: “b” fazı filtre akımı (A)
i_{fb}^*	: “b” fazı referans filtre akımı (A)
i_{fc}	: “c” fazı filtre akımı (A)
i_{fc}^*	: “c” fazı referans filtre akımı (A)
\tilde{i}_{fd}^*	: Referans filtre akımı “d” eksenli bileşeni (A)
\tilde{i}_{fq}^*	: Referans filtre akımı “q” eksenli bileşeni (A)
$i_{f\alpha}^*$: α eksenli referans filtre akımı (A)
$i_{f\beta}^*$: β eksenli referans filtre akımı (A)
i_{hata}	: Hata akımı (A)
i_k	: Kaynak akımı (A)
i_{kh}	: Kaynak akımı harmonik bileşenleri (A)
i_k^*	: Referans kaynak akımı (A)
i_{ka}^*	: “a” fazı referans kaynak akımı (A)
i_{kb}^*	: “b” fazı referans kaynak akımı (A)
i_{kc}^*	: “c” fazı referans kaynak akımı (A)
\bar{i}_{kd}	: “d” eksenli kaynak akımı DA bileşeni (A)
i_{kd}^*	: “d” eksenli referans kaynak akımı (A)
i_{kq}^*	: “q” eksenli referans kaynak akımı (A)
$i_{k\alpha}^*$: α eksenli referans kaynak akımı (A)
$i_{k\beta}^*$: β eksenli referans kaynak akımı (A)
i_q	: “q” eksenli akımı (A)
i_y	: Tristörlü/diyotlu doğrultucu (doğrusal olmayan yük) hat akımı (A)
i_{y0}	: Harmonik akım kaynağı (A)

i_{ya}	: Doğrusal olmayan yükün “a” fazı hat akımı (A)
i_{yb}	: Doğrusal olmayan yükün “b” fazı hat akımı (A)
i_{yc}	: Doğrusal olmayan yükün “c” fazı hat akımı (A)
i_{yd}	: Doğrusal olmayan yük hat akımı “d” eksen bileşeni (A)
\bar{i}_{yd}	: Doğrusal olmayan yük hat akımı “d” eksen DA bileşeni (A)
\tilde{i}_{yd}	: Doğrusal olmayan yük hat akımı “d” eksen AA bileşeni (A)
i_{yh}	: Doğrusal olmayan yük hat akımı harmonik bileşenleri (A)
i_{yq}	: Doğrusal olmayan yük hat akımı “q” eksen bileşeni (A)
\bar{i}_{yq}	: Doğrusal olmayan yük hat akımı “q” eksen DA bileşeni (A)
\tilde{i}_{yq}	: Doğrusal olmayan yük hat akımı “q” eksen AA bileşeni (A)
i_{α}	: Akımın α eksen bileşeni (A)
i_{β}	: Akımın β eksen bileşeni (A)
L_{AA}	: AA tarafı endüktansı (H)
L_{DA}	: DA bara endüktansı (H)
L_f	: Filtre endüktansı (H)
p	: Anlık güç (W)
p_y	: Anlık yük gücü (W)
\bar{p}	: Anlık gücün DA bileşeni (W)
\tilde{p}	: Anlık gücün AA bileşeni (W)
\tilde{p}_f^*	: Referans filtre anlık gücü AA bileşeni (W)
p_k	: Referans kaynak gücü (W)
\bar{p}_y	: Anlık yük gücü DA bileşeni (W)
\tilde{p}_y	: Anlık yük gücü AA bileşeni (W)
Q	: İmajiner güç (IVA)
\bar{q}	: İmajiner gücün DA bileşeni (VAr)
\tilde{q}	: İmajiner gücün AA bileşeni (IVA)
\tilde{q}_f^*	: Referans filtre imajiner gücü AA bileşeni (IVA)
\bar{q}_f^*	: Referans filtre imajiner gücü AA bileşeni (IVA)
q_k	: Referans kaynak imajiner gücü (IVA)
q_y	: Yük imajiner gücü (IVA)
\bar{q}_y	: Yük imajiner gücünün DA bileşeni (VAr)
\tilde{q}_y	: Yük imajiner gücünün AA bileşeni (IVA)
$R_{yük}$: DA bara yük direnci (Ω)
S_1-S_6	: Güç elektroniği anahtarları
t	: Zaman (s)
T	: Dönüşüm matrisi
v_a	: “a” fazı gerilimi (V)
v_b	: “b” fazı gerilimi (V)
v_c	: “c” fazı gerilimi (V)
\tilde{v}_{DA}	: DA barada istenilen gerilim dalgalanması (V)
V_{DA}	: DA bara gerilimi (V)
V_{DA}^*	: Referans DA bara gerilimi (V)
v_{fa}	: “a” fazı filtre gerilim (V)

V_{fb}	: “b” fazı filtre gerilimi (V)
V_{fc}	: “c” fazı filtre gerilimi (V)
V_{f-f}	: Fazlar arası gerilim (V)
V_h	: Gerilimin h. harmonik bileşeni (V)
V_k	: Kaynak gerilimi (V)
V_{kh}	: Kaynak gerilimi harmonik bileşeni (V)
V_{ref}	: Referans gerilim (V)
V_{y0}	: Harmonik gerilim kaynağı (V)
V_{yh}	: Yük gerilimi harmonik bileşeni (V)
v_α	: Gerilimin α ekseni bileşeni (V)
v_β	: Gerilimin β ekseni bileşeni (V)
Z_k	: Şebeke empedansı (Ω)
Z_y	: Yük empedansı (Ω)
α	: Tetikleme açısı (derece)
ω	: Açısal hız (rad/s)
ω_h	: Harmonik bileşenlerin açısal hızı (rad/s)
AA	: Alternatif akım
AGF	: Alçak geçiren filtre
DA	: Doğru akım
DSP	: Digital Signal Processing
HB	: Histerisiz bant
IEC	: International Electrotechnical Commission
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	: Integrated Gate Bipolar Transistor
PLL	: Faz kilitlemeli çevrim (Phase Locked Loop)
PWM	: Darbe genişlik ayarı (Pulse width modulation)
THD	: Toplam harmonik bozulum
THD_I	: Akım toplam harmonik bozulumu
THD_V	: Gerilim toplam harmonik bozulumu
YGF	: Yüksek geçiren filtre

PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİ İÇİN YENİ BİR DENETİM YÖNTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Murat KALE

Anahtar Kelimeler: Harmonikler, Paralel Aktif Güç Filtreleri, Histerisiz Bant PWM

Özet: Güç elektroniği elemanları içeren yüklerin hızla artması, beraberinde güç kalitesi problemlerini getirmektedir. Şebekenin ve sistemdeki yüklerin, doğrusal olmayan yükler tarafından üretilen harmoniklerin olumsuz etkilerinden mümkün olduğu kadar az zarar görmesini sağlamak ve tüketiciye daha kaliteli enerji verebilmek için harmoniklerin standartlarla belirlenen seviyenin altında tutulması gerekmektedir. Kullanılan pasif güç filtreleri değişen yük profili karşısında yetersiz kalmaktadır. Pasif filtrelerin bu yetersizlikleri karşısında aktif güç filtreleri geliştirilmiştir.

Bu çalışmada, üç fazlı üç telli doğrusal olmayan yüklerin (doğrultucuların) ürettiği harmonik akım ve reaktif gücün kompanzasyonu için kullanılan paralel aktif güç filtresi incelenmektedir. Paralel aktif güç filtresi uygulamalarında evirici çıkış akımı kontrol edilmektedir. Anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde, bunu en kolay ve etkin olarak yapan yöntem histerisiz bant PWM olduğu için paralel aktif güç filtresi uygulamalarında daha çok bu anahtarlama yöntemi tercih edilmektedir.

Bu çalışmada, anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde çift histerisiz bant PWM yöntemi önerilmektedir. Bu yöntemin ve geleneksel histerisiz bant PWM yönteminin deney çalışmaları yapılmıştır. Deney çalışmalarında 8 KW'lık üç fazlı diyotlu doğrultucu kullanılmıştır. Deney sonuçlarına göre önerilen yöntem kullanıldığında güç devresi kayıplarının %30,27 daha az çıktığı görülmektedir.

DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION OF A NEW CONTROL TECHNIQUE FOR PARALLEL ACTIVE POWER FILTER

Murat KALE

Keywords: Harmonics, Parallel Active Power Filters, Hysteresis Band PWM

Abstract: The rapid increase of the loads including power electronics components causes power quality problems. Harmonics are required to keep below the significant level determined by standards to provide grid and the loads in the system are affected as little as possible from the negative effects of harmonics produced by non-linear loads. Used passive power filters are insufficient for changing load profile. Due to these insufficiencies of passive filter, active power filter has been developed.

In this study, the parallel active power filter used for compensation of harmonic current and reactive power produced by three phase three wire nonlinear loads (rectifiers) is inquired. In the implementation of parallel active power filter inverter output current is controlled. Since, in obtaining switching signals, the technique which makes this easily and effectively is hysteresis band PWM. This switching technique is mostly preferred for implementations of parallel active power filter.

In this study, double hysteresis band PWM technique is proposed for obtaining switching signals. The experimental studies of this technique and conventional hysteresis band PWM technique are carried out. In experimental studies, 8 KW three phase diode rectifier is used. According to these experimental results, power circuit losses are seen that it is %30,27 less when the proposed technique is used.

1. GİRİŞ

Yüksek verimleri ve kontrol kolaylığından dolayı kullanımı artan statik güç çeviricileri, enerji dağıtım sistemlerinde önemli güç kalitesi sorunlarına yol açmaktadır. Bu tip güç çeviricileri endüstrideki büyük güçlü ayarlanabilir hız sürücülerinden, büro ve evlerdeki bilgisayarlar, yazıcılar, televizyonlar ve elektronik balastlı flüoresanlar gibi küçük güçlü uygulamalara kadar çok geniş bir kullanım alanına sahiptir.

Elektriğin yaygın olarak kullanılmaya başlamasından günümüze kadar yük profili önemli ölçüde değişmiştir. Dolayısıyla güç kalitesi problemleri de giderek artmıştır. Önceleri reaktif güç çeken yükler ve doyumda çalışan yükler dağıtım sistemlerinde güç kalitesi sorunlarına yol açarken günümüzde bunlarla birlikte statik güç çeviricileri de güç kalitesi problemlerini arttırmaktadır. Günümüzde kullanılan elektronik cihazlar hem güç kalitesi problemlerine yol açmaktadır hem de bu cihazların sorunsuz çalışabilmeleri için bu cihazlara sağlanan gücün kaliteli olması gerekmektedir.

Tristörlü veya diyotlu doğrultucu içeren yükler, şebeke gerilimi sinüsoidal olsa bile şebekeden önemli miktarda harmonik akımlar çekmektedir. Bu harmonik akımlar sistem empedansında harmonik gerilim düşümlerine sebep olmaktadır. Dolayısıyla ortak bağlantı noktasında gerilim bozulmalarına yol açmaktadır. Gerilimdeki bu bozulma aynı dağıtım seviyesindeki diğer alıcıları da etkilemektedir [1].

Akım veya gerilimin ne kadar harmoniğe sahip olduğunu toplam harmonik bozulma (Total Harmonic Distortion, THD) göstermektedir. Gerilimdeki THD miktarı Denklem 1.1 kullanılarak bulunur.

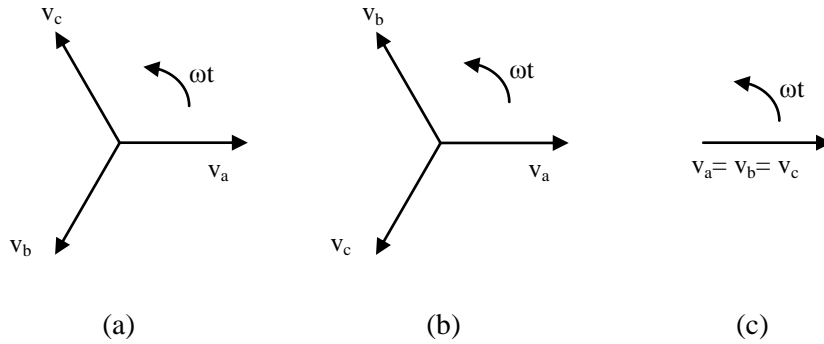
$$\%THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V} \times 100 \quad (1.1)$$

V_1 gerilimin temel bileşeninin etkin değeri, V_h h. harmonik bileşeninin etkin değeridir. Aynı şekilde akımdaki THD miktarı Denklem 1.2 kullanılarak bulunur.

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I} \times 100 \quad (1.2)$$

I_1 akımın temel bileşeninin etkin değeri, I_h h. harmonik bileşeninin etkin değeridir.

Üç fazlı bir sistemde fazör vektörlerin dönüşü (akım veya gerilim vektörleri) Şekil 1.1 a'daki gibi ise bu sıralama pozitif sıra olarak adlandırılır. "x" ekseninden önce A fazı geçmekte, daha sonra sırası ile B ve C fazları geçmektedir. Fazör vektörlerin dönüşü Şekil 1.1 b'deki gibi ise bu sıralama negatif sıra olarak adlandırılır. A fazını sırası ile C ve B fazları takip etmektedir. Fazör vektörler arasında bir faz farkı yoksa Şekil 1.1. c'deki gibi ise bu sıralama sıfır sıra olarak adlandırılır [2].

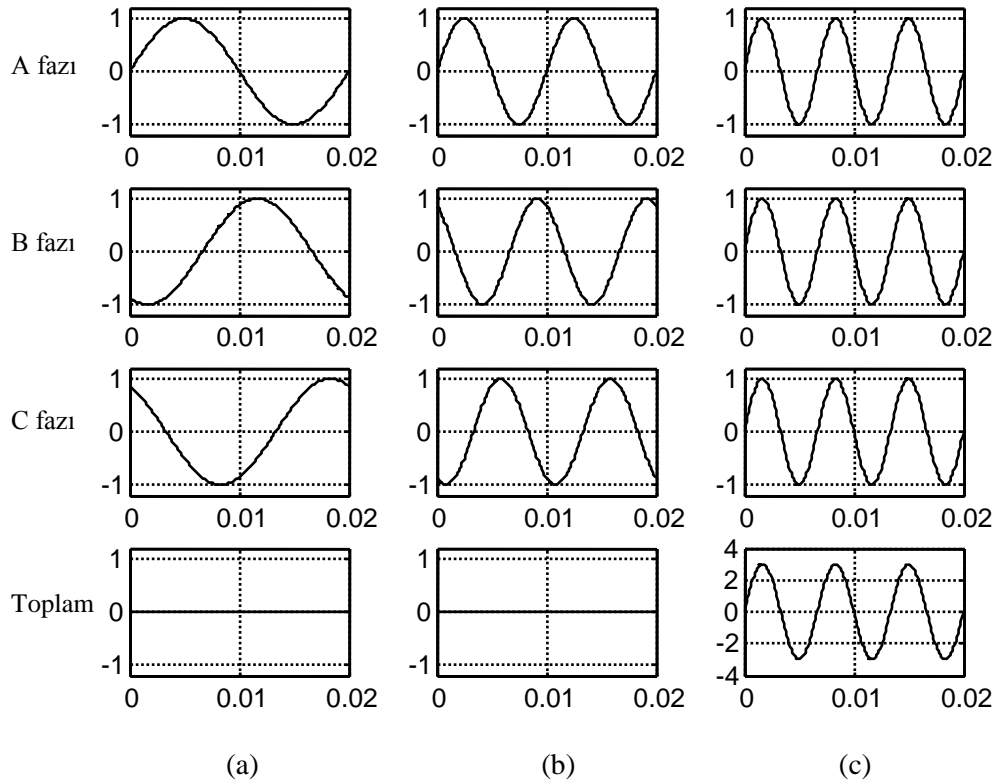


Şekil 1.1: Pozitif sıralı bileşenler, negatif sıralı bileşenler ve sıfır sıralı bileşenler.

Şekil 1.2'de üç fazlı bir sistemde temel bileşenler, ikinci harmonik bileşenler ve üçüncü harmonik bileşenler görülmektedir. Temel bileşenin A, B ve C fazları sırası ile pozitif tepe değere ulaşmaktadır. Bu sıralama pozitif sıralama olarak kabul edilir. İkinci harmonik incelendiğinde A, C ve B fazları sırası ile pozitif tepe değere ulaşmaktadır. Bu sıralamada B ve C fazları yer değiştirdiği için negatif sıralama olarak kabul edilir. Üçüncü harmonik incelendiğinde her faz aynı anda pozitif tepe

değere ulaşmaktadır. Üçüncü harmonikler eşzamanlı olduğu için faz sırası yoktur. Bu yüzden üçüncü harmonik sıfır sıralı olarak adlandırılır. Aynı şekilde diğer harmoniklere de bakıldığında dördüncü harmonik pozitif sıralı, beşinci harmonik negatif sıralı, altıncı harmonik sıfır sıralıdır. Bu şekilde diğer harmoniklerin sıraları da bulunabilir.

Şekil 1.2’de her bileşenin kendi arasındaki toplamı da gösterilmektedir. Buna göre pozitif ve negatif sıralı bileşenler arasında 120° faz farkı olduğu için toplamı sıfırdır; yani dengeli sistemlerde nötr hattında görülmemektedir. Sıfır sıralı bileşenler arasında faz farkı olmadığı için nötr hattında üç kat büyük olarak görülmektedir.



Şekil 1.2: Temel bileşenler (pozitif sıralı bileşenler), ikinci harmonikler (negatif sıralı bileşenler) ve üçüncü harmonikler (sıfır sıralı bileşenler).

Doyum bölgesinde çalışan elektrik makineleri klasik harmonik kaynaklardır. Bu cihazlar baskın olarak 3. harmoniği üretir. Güç elektroniği elemanları içeren cihazlar (statik güç çeviricileri) uygulama kolaylığı, yüksek verimleri ve düşük maliyetlerinden dolayı hızla çoğalmaktadır. Ayrıca düşük gerilim uygulamalarından yüksek gerilim uygulamalarına kadar bütün güç seviyelerinde kullanılmaktadır. Bu

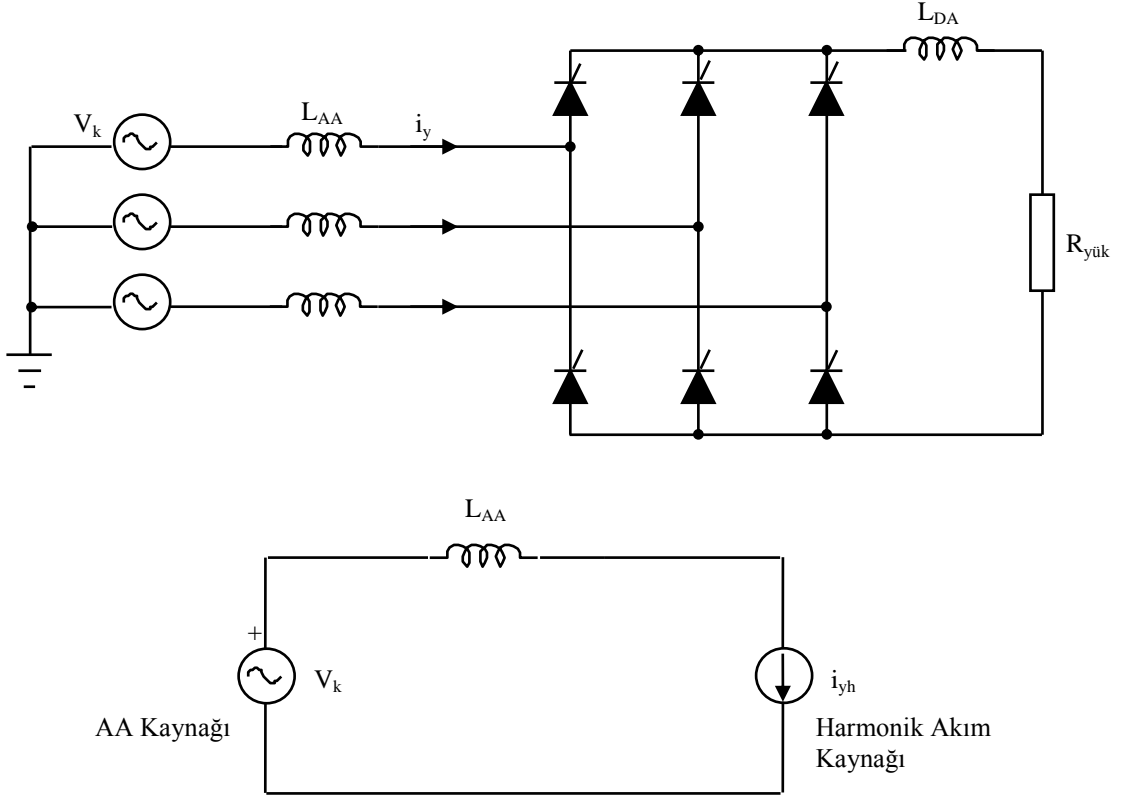
nedenle, statik güç çeviricilerinin ürettiği harmonikler önemli bir problem haline gelmektedir [3]. Statik çeviriciler tarafından üretilen harmonik akımların dağılımı bu çeviricilerin özelliklerine bağlıdır. Evlerde ve işyerlerinde çoğunlukla alçak gerilimde kullanılan tek fazlı statik çeviricilerde 3 ve 3'ün katları harmonikler daha baskındır.

İdeal olarak, üç fazlı dört telli elektrik dağıtım sisteminde doğrusal yükler kullanıldığında ve yükler dengeli olarak dağıtıldığında, her faz akımı arasında 120° faz farkı olduğu için nötr hattı akımı sıfırdır. Tek fazlı doğrusal olmayan yüklerin bağlı olduğu sistemlerde, bu yükler dengeli dağıtılmış ise nötr hattında sadece 3 ve 3'ün katları harmonik akımlar (sıfır sıralı akımlar) görülür. Bu akımların büyüklükleri bir faza ait üç ve üçün katı harmonik akımların üç katıdır.

Üç fazlı doğrusal olmayan yüklerde ise bir fazlı yüklerde baskın olan 3 ve 3'ün katı harmoniklerin yerini 5, 7 ve 11 gibi yüksek frekanslı harmonikler almaktadır. Günümüzün en yaygın harmonik kaynakları olan statik güç çeviricileri, harmonik akım kaynağı ve harmonik gerilim kaynağı olarak sınıflandırılır [4].

Tristörlü doğrultucu ve DA barada akım dalgalanmalarını azaltmak için bir bobinden oluşan çeviriciler genel harmonik akım kaynakları olarak bilinir [4]. Şekil 1.3'te görülen akım kaynağı çevirici, tristörlü doğrultucu ve doğru akım (DA) barada akım dalgalanmalarını azaltmak için kullanılan bir bobinden (L_{DA}) oluşmaktadır. Şekil 1.4'te kaynak gerilimi dalga şekli, tristörlü doğrultucu hat akımı dalga şekli ve harmonik dağılımı görülmektedir. Denklem 1.3'te görüldüğü gibi harmonik frekanslarda (ω_h) tristörlü doğrultucunun DA bara empedansı alternatif akım (AA) tarafındaki empedanstan çok büyüktür. Harmonik akımlar AA tarafa daha az bağlı oldukları için, bu tip harmonik kaynaklar akım kaynağı gibi davranırlar ve Şekil 1.3'deki gibi modellenir [4].

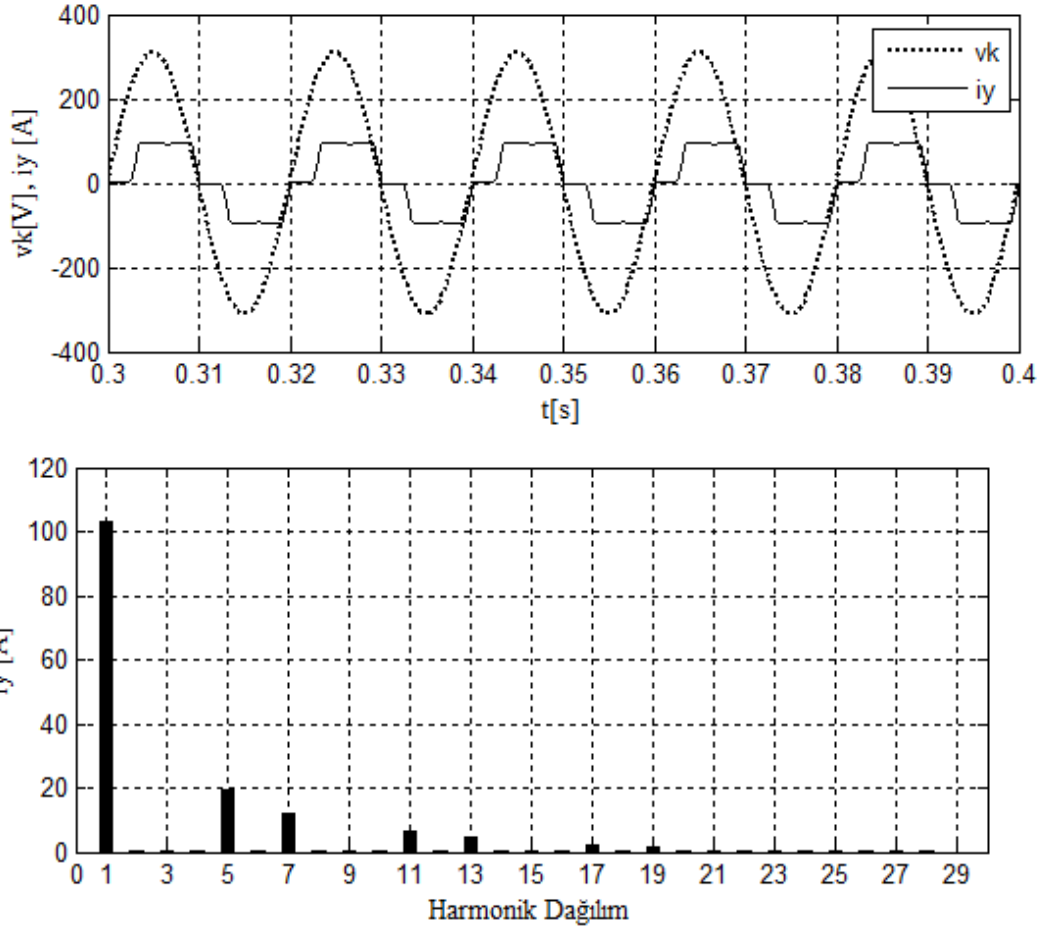
$$\sqrt{R_{yük}^2 + (\omega_h L_{DA})^2} \gg \omega_h L_{AA} \quad (1.3)$$



Şekil 1.3: Üç fazlı tristörlü doğrultucu ve tek faz eşdeğer devresi.

Diyotlu doğrultucu ve DA barada gerilim dalgalanmalarını azaltmak için kullanılan bir kondansatörden oluşan çeviriciler, genel harmonik gerilim kaynakları olarak bilinir [4]. Şekil 1.5'te üç fazlı diyotlu doğrultucu ve tek faz eşdeğer devresi görülmektedir. Şekil 1.6'da diyotlu doğrultucunun faz-nötr ve fazlar arası gerilimlerinin dalga şekilleri, hat akımı dalga şekli ve hat akımı harmonik dağılımı görülmektedir. Denklem 1.4'te, harmonik frekanslarda diyotlu doğrultucunun DA bara empedansı AA taraftaki empedanstan daha büyük olduğu görülmektedir. Bu yüzden kaynaktan çekilen harmonik akımlar, çeviricinin uçlarındaki gerilimin dalga şeklini harmonik akım kaynaklarından daha çok bozmaktadır. Dolayısıyla gerilim kaynağı çeviriciler, akım kaynağından çok gerilim kaynağı gibi davranır ve harmonik gerilim kaynağı olarak Şekil 1.5'teki gibi modellenir [4].

$$\frac{1}{\omega_h C_{yük}} \ll \omega_h L_{AA} \quad (1.4)$$

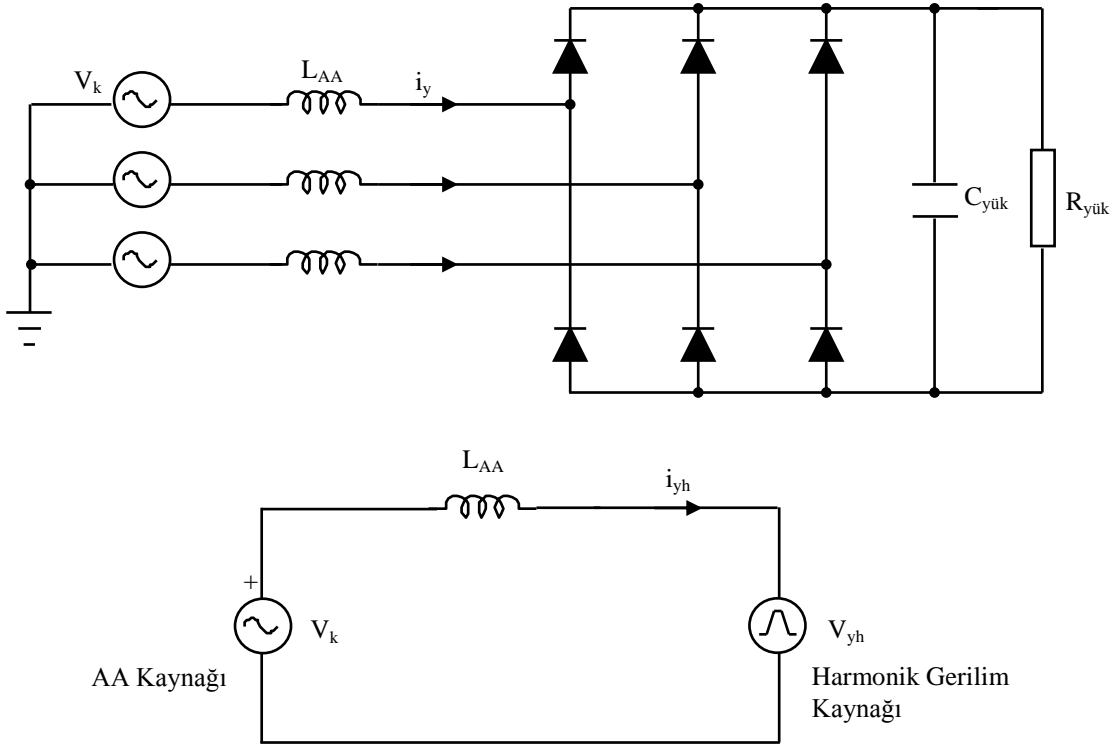


Şekil 1.4: Harmonik akım kaynağı yükün kaynak gerilimi, hat akımı dalga şekli ve harmonik dağılımı.

Doğrusal olmayan yükler tarafından üretilen harmonikler, güç sistemi elemanları ve yükler üzerinde istenmeyen etkiler yapar. Harmonikler motorlar, jeneratörler, transformatörler ve güç kabloları üzerinde ilave kayıplara neden olurlar.

Harmonik akım ve gerilimlerin dönen makinelerle temel etkisi, harmonik frekanslarda bakır ve demir kayıplarından dolayı oluşan sıcaklık artışıdır. Böylece harmonikler makine verimini etkiler. Türbin-jeneratör veya motor-yük sistemlerinde, pozitif sıralı ve negatif sıralı harmonikler moment salınımlarına dolayısıyla mekanik salınımlara sebep olmaktadır [5].

Harmoniklerin transformatörlere etkisi iki şekilde incelenebilir; akım harmonikleri bakır kayıplarının artmasına, gerilim harmonikleri ise demir kayıplarının artmasına sebep olur [5].

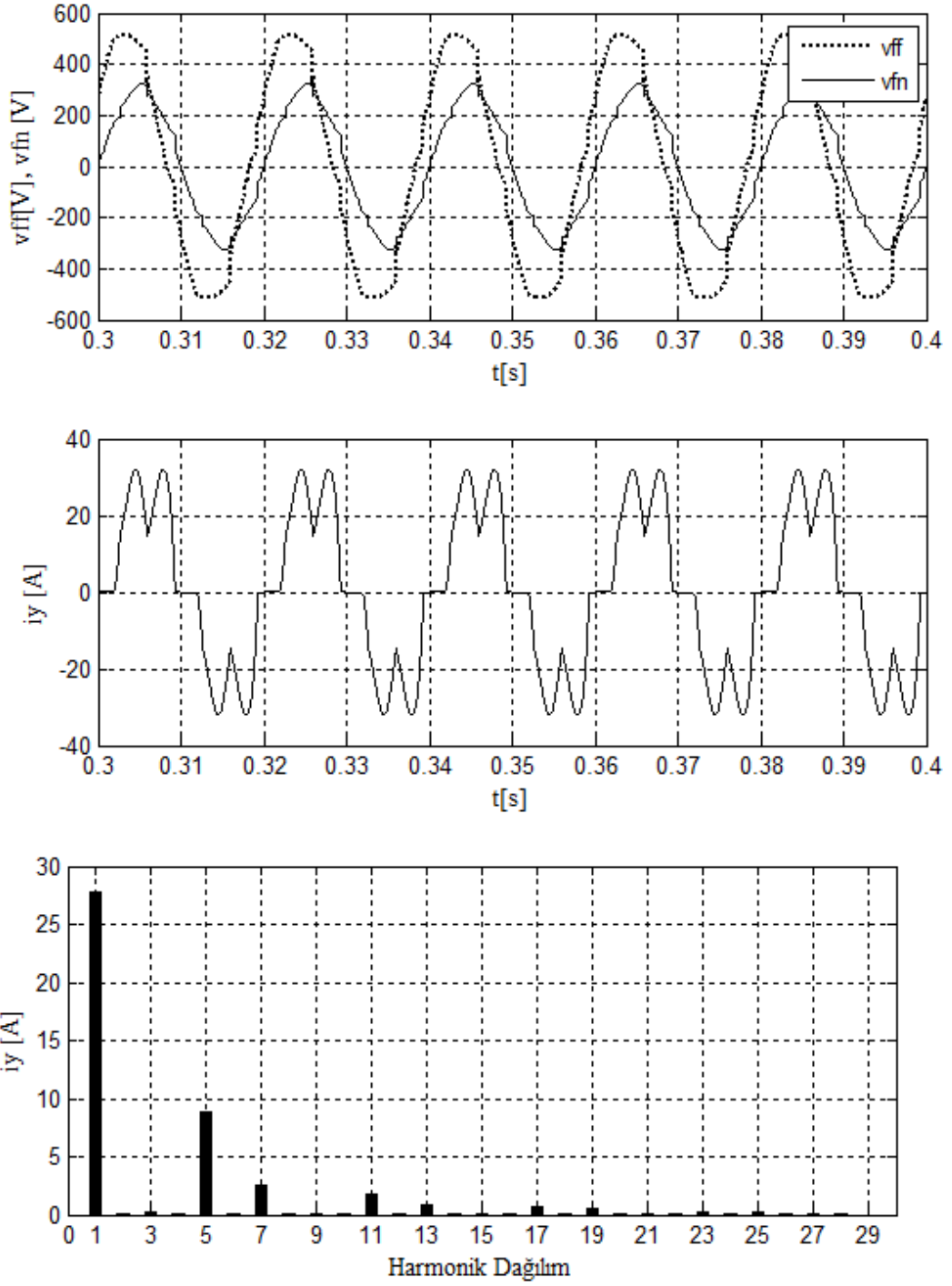


Şekil 1.5: Üç fazlı diyotlu doğrultucu ve tek faz eşdeğer devresi.

İletkenlerden harmonik akımların akması, iletkenlerde ilave I^2R kayıplarına sebep olur. Deri etkisinden dolayı her bir harmonik frekanstaki iletkenin etkin direnci değişmektedir. Dolayısıyla harmonik akımlardan dolayı iletkende meydana gelen kayıplar Denklem 1.5'teki gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{kayıp} = \sum_{i=1}^n I_i^2 * R_i \quad (1.5)$$

Denklem 1.5'te i harmonik sırası, I ve R ise sırasıyla i . harmonik sıradaki iletken içinden geçen akımın etkin değerini ve i . harmonik sıradaki iletkenin AA direncini göstermektedir.



Şekil 1.6: Diyotlu doğrultucu faz-nötr ve fazlar arası gerilimi, hat akımı ve harmonik dağılımı.

Güç elektroniği ekipmanları harmonik bozulmadan dolayı yanlış çalışabilir. Bu ekipmanlar tetikleme zamanını belirlemek için gerilim sinyalinin sıfır geçişini kullanmaktadır. Eğer sıfır geçişinde harmoniklerden dolayı bir kayma olursa bu tip cihazlar yanlış çalışır [5].

Frekansın artmasıyla birlikte kondansatörün empedansı azalır. Yani yüksek frekanslı akımlarda, kondansatörün direnci çok küçüleceğinden, sistemdeki yüksek frekanslı harmonik akımları kendi üzerine çeker. Bu durum, kondansatörün aşırı yüklenmesine ve dolayısıyla sıcaklığının artmasına sebep olur ve kondansatörün ömrü azalır [5,6]. Gerilimdeki harmoniklerden dolayı kondansatörün dielektriği zarar görmektedir.

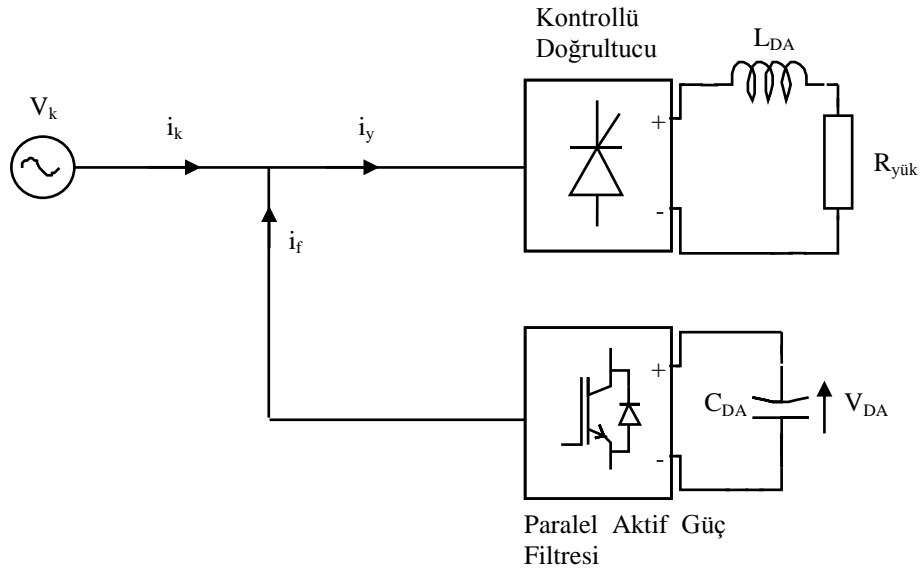
Şebekenin ve sistemdeki diğer yüklerin, harmoniklerin olumsuz etkilerinden mümkün olduğu kadar az zarar görmesini sağlamak ve tüketiciye daha kaliteli enerji verebilmek için harmoniklerin standartlarla belirlenen seviyenin altında tutulması gerekmektedir. Bu amaçla harmonik standartlar oluşturulmuştur. IEEE 519-1992 ve IEC 61000-3-2 ve IEC 61000-3-4 standartları, elektrik şirketleri için şebeke bara gerilimlerini ve müşteriler için ise harmonik akımlarla ilgili sınırlamaları vermektedir [7].

Pasif güç filtreleri ekonomik olmasından dolayı günümüzde halen kullanılmaktadır. Her harmonik frekansındaki akımları kapsayacak şekilde filtreleme yapılmak istenirse, her harmonik frekans için bir pasif güç filtresi kullanılmalıdır. Yük profilinin değişmesi ve yeni yüklerin harmonik dağılımının çok geniş olmasından dolayı pasif güç filtreleri gibi geleneksel yöntemler yetersiz hale gelmektedir.

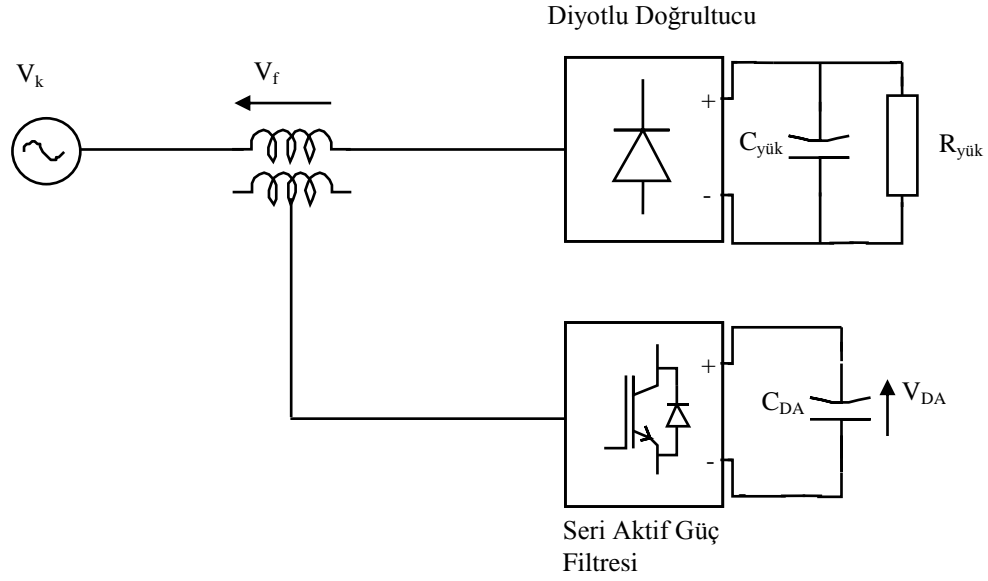
Harmoniklerin azaltılmasında kullanılan pasif güç filtrelerinin istenmeyen özellikleri ve yetersizliklerinden dolayı çoğunlukla güç elektroniği elemanlarının ürettiği harmonikler yine güç elektroniği elemanları kullanılarak azaltılmaktadır. Güç elektroniği elemanları kullanarak harmonikleri azaltan ve güç katsayısını düzeltten bu cihazlara aktif güç filtresi adı verilir. Aktif güç filtreleri, pasif filtrelerin aksine oldukça geniş harmonik frekansları kapsamaktadır. Aktif güç filtreleri, harmonik akımla reaktif güç kompanzasyonunun birlikte yapılmasıyla hem pasif filtreleri hem de geleneksel kompanzasyon rölelerini devre dışı bırakmaktadır. Aktif güç filtreleri, doğrusal olmayan yükün ürettiği akım ve/veya kaynak geriliminin harmoniklerini yok etmek için güç elektroniği elemanları kullanarak, yükün harmonik akım ve/veya gerilimine ters fazda fakat eşit büyüklükte harmonik akım ve /veya gerilim üreten cihazlardır. Aktif güç filtreleri, harmonik akım kompanzasyonunun yanında reaktif güç ve nötr akımı kompanzasyonu için de kullanılmaktadır.

1976 yılında Gyugyi tarafından ileri sürülen paralel aktif güç filtresinin temel konfigürasyonu Şekil 1.7’de gösterildiği gibidir [8]. Paralel aktif güç filtreleri doğrusal olmayan yüke paralel bağlanarak yük akımının harmoniklerini yok etmek ve reaktif güç kompanzasyonu yapmak için sisteme, yük akımının harmonik ve reaktif bileşenlerine ters fazda ve eşit büyüklükte akımlar verir. Böylece kaynaktan çekilen akımların dalga şeklinin sinüsoidal olması sağlanır [9]. Paralel aktif güç filtreleri, DA barada bobin olan tristörlü/diyotlu doğrultucular gibi, harmonik akım kaynaklarının ürettiği harmonikleri yok etmek için kullanılır. Şekil 1.7’de görülen paralel aktif güç filtresi akım harmonikleri ve reaktif güç kompanzasyonunu yapmak, dengesiz akımları dengelemek ve sistemde var olan pasif filtreler ile kaynak empedansı arasındaki rezonansı söndürmek için kullanılır.

Gyugyi tarafından ileri sürülen seri aktif güç filtresinin sistem konfigürasyonu Şekil 1.8’de verilmiştir [8]. Şekil 1.8’de görülen seri aktif güç filtresi, gerilim harmonikleri ve yük gerilimini dengelemek için kullanılır. Seri aktif güç filtreleri, DA barada kondansatör olan diyotlu doğrultucular gibi harmonik gerilim kaynağı yüklerle kaynak arasına transformatör aracılığı ile seri bağlanarak kullanılır. Seri aktif güç filtreleri, kaynak ve yük arasına seri bağlandığı için harmonik akımlara karşı yüksek empedans gösterir. Dolayısıyla kaynakla yük arasında harmonik izolasyon oluşur [4].



Şekil 1.7: Paralel aktif güç filtresi.

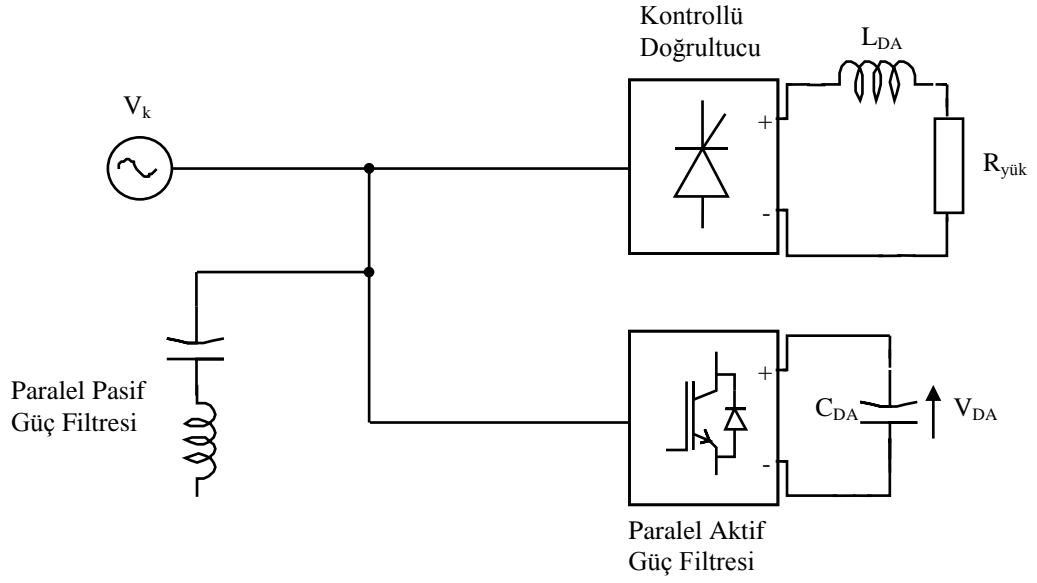


Şekil 1.8: Seri aktif güç filtresi.

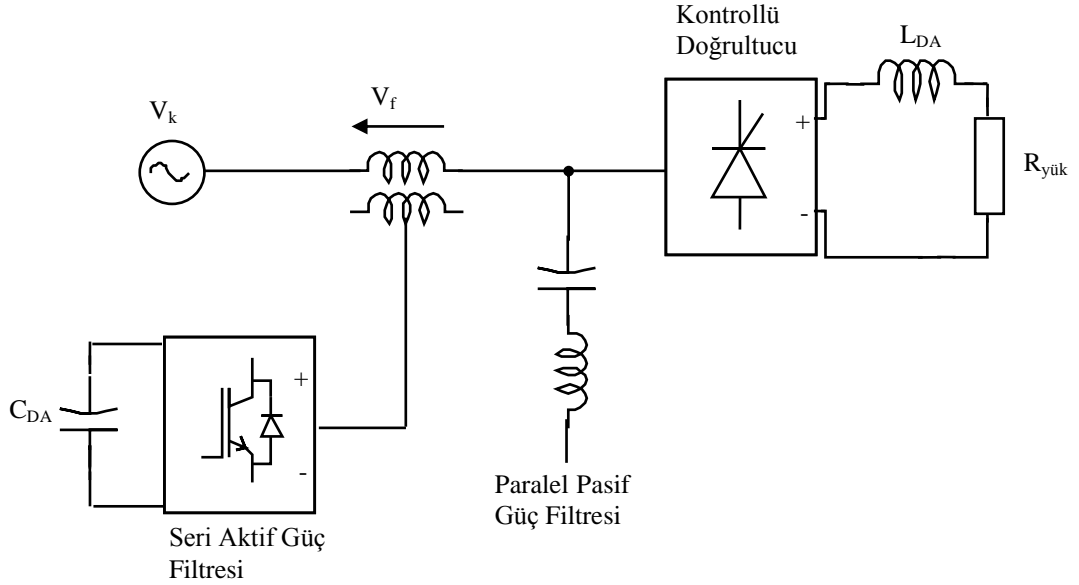
Hibrit aktif-pasif güç filtresi sistemleri farklı konfigürasyonlarla bağlanmış aktif ve pasif filtreleri içerir. Şekil 1.9, Şekil 1.10 ve Şekil 1.11’de üç farklı tipte hibrit aktif-pasif güç filtresi görülmektedir. Aktif ve pasif güç filtrelerinin beraber kullanılmasındaki amaç başlangıç maliyetini azaltmak ve verimi yükseltmektir [1]. Hibrit filtrelerde hem aktif filtrenin hem de pasif filtrenin avantajları birleştirilmiştir. Hibrit filtreler sadece harmonik kompanzasyonu için değil aynı zamanda kaynakla yük arasında harmonik izolasyon, gerilim regülasyonu ve dengesizlikler için de kullanılmaktadır [1].

Şekil 1.9’deki devre kombinasyonunda, paralel aktif güç filtresi ile 5. ve 7. harmoniklerin kompanzasyonu ve kaynak ile pasif filtre arasında harmonik rezonans söndürme yapılırken, paralel pasif güç filtresi ile yüksek dereceli harmoniklerin kompanzasyonu yapılır; dolayısıyla paralel aktif güç filtresinin anahtarlama kayıpları azaltılır [9].

Şekil 1.10 ve Şekil 1.11’te seri aktif güç filtresi ve paralel pasif güç filtresi kombinasyonları görülmektedir. Seri aktif güç filtresi, paralel pasif güç filtresinin kaynak empedansından etkilenme ve rezonans gibi problemlerini azaltmak ve paralel pasif güç filtresinin performansını arttırmak için kullanılır [9].



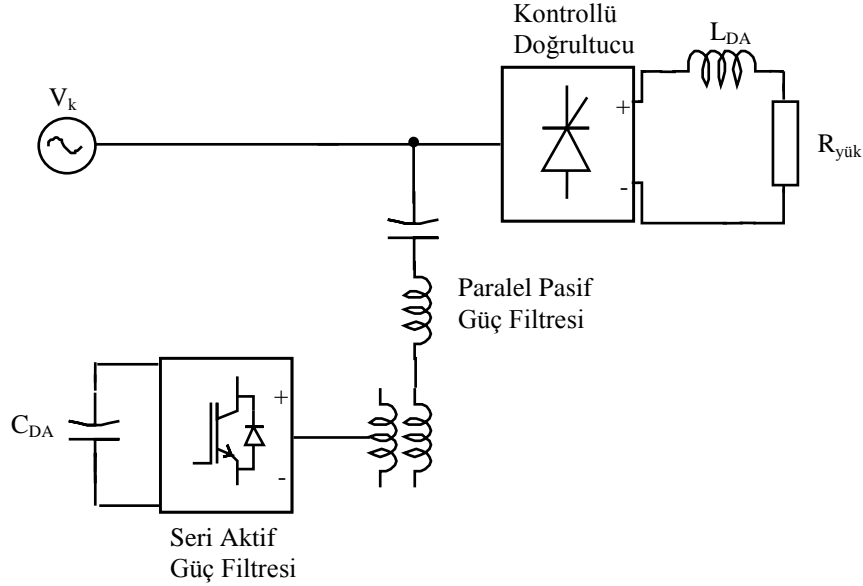
Şekil 1.9: Paralel aktif, paralel pasif güç filtresi.



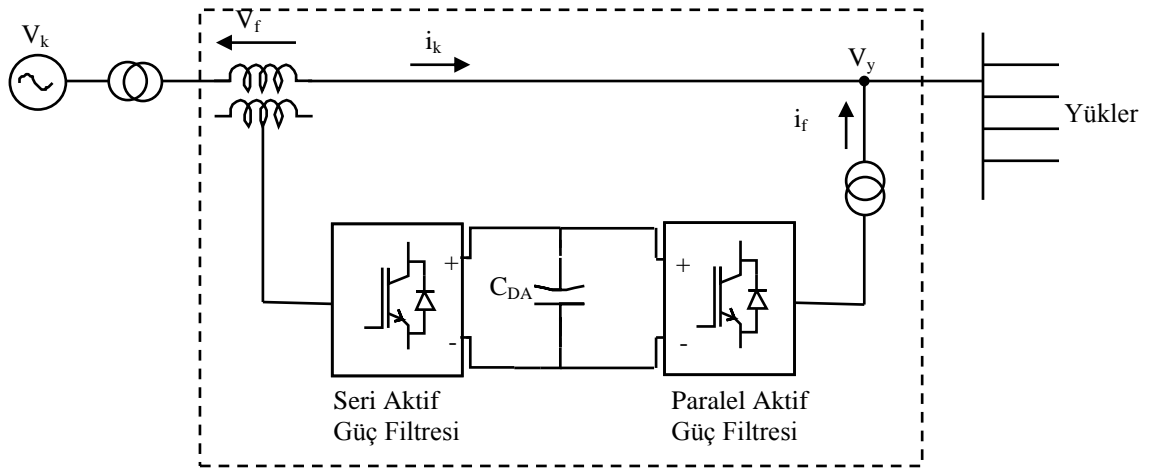
Şekil 1.10: Seri aktif paralel pasif güç filtresi.

Şekil 1.12' de paralel ve seri aktif güç filtrelerinin beraber kullanıldığı birleşik güç kalitesi düzenleyicisi sistemi görülmektedir. Birleşik güç kalitesi düzenleyicisi, bir DA enerji depolama elemanı kondansatöre bağlı iki adet gerilim kaynağı evirici devresinden oluşmaktadır. Bu eviricilerden biri AA hattına seri bağlı, diğeri ise paralel bağlıdır. Bu sistem harmonik akım kaynağı tipi yükler için ideal bir filtreleme sistemidir [9]. Seri aktif güç filtresi, yüklerle güç sistemi arasında harmonik izolasyon sağlayarak, kaynak tarafından gelen harmonik akımlara karşı

blok oluşturur. Ayrıca kaynak gerilimi harmonikli ve dengesiz ise yük üzerine sabit ve saf sinüsoidal gerilim sağlar [9]. Paralel aktif güç filtresi, harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu ile her iki aktif filtre arasındaki DA bara geriliminin regülasyonunu yapar [1].



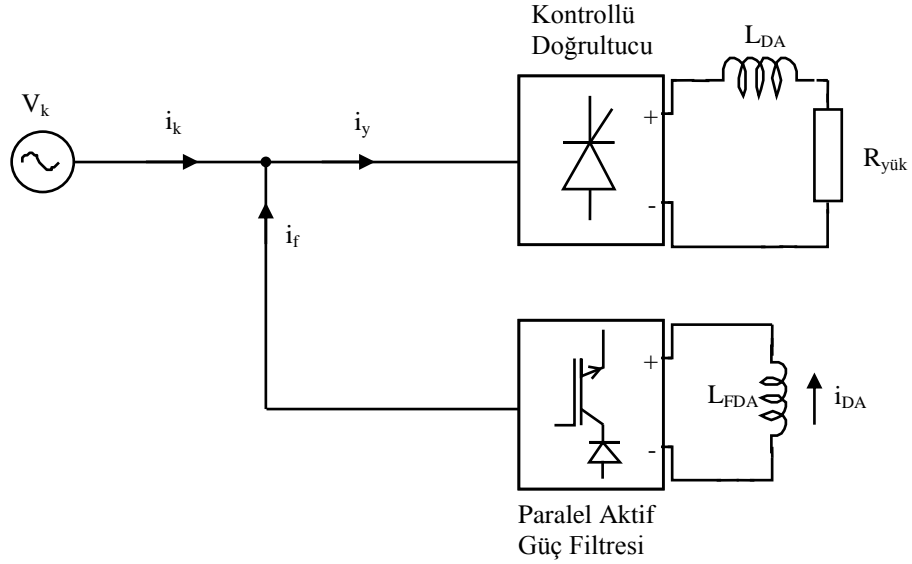
Şekil 1.11: Seri aktif paralel pasif güç filtresi.



Şekil 1.12: Birleşik güç kalitesi düzenleyicisi.

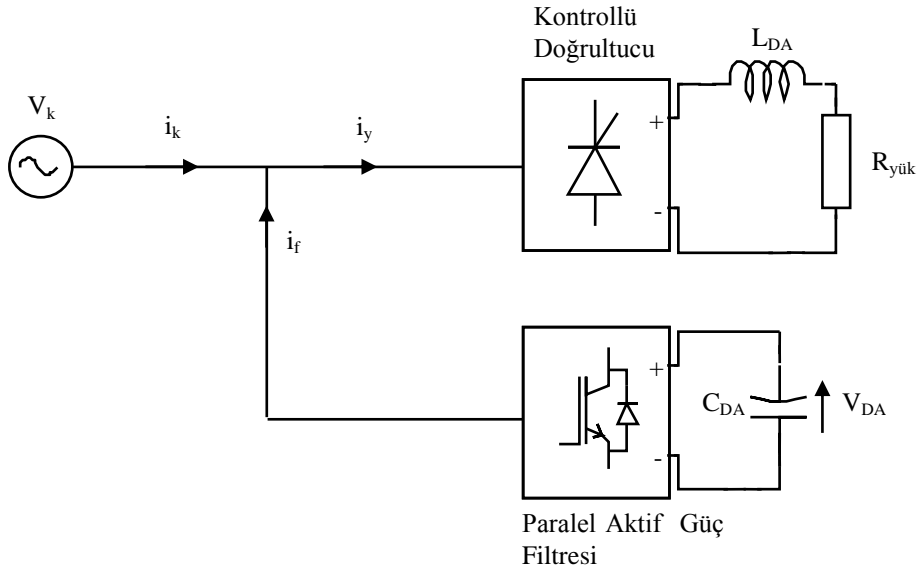
Aktif güç filtrelerinde, gerilim beslemeli PWM evirici ve akım beslemeli PWM evirici olmak üzere iki tip güç devresi kullanılmaktadır. Şekil 1.13 ve Şekil 1.14'te paralel aktif güç filtrelerinde gösterilen bu güç devreleri, seri aktif güç filtrelerinde de kullanılmaktadır. Aktif güç filtrelerinin güç devresi AA motor sürücülerinin güç devresine benzemektedir. AA motor sürücülerinden farkı, aktif güç filtrelerinin güç devresi doğrusal olmayan akım ve gerilim kaynağı olarak davranmasıdır [1].

Şekil 1.13'te akım beslemeli PWM eviricili aktif güç filtresi görülmektedir. Bu evirici, doğrusal olmayan yükün harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonunu yaparken doğrusal olmayan akım kaynağı gibi davranır [10].



Şekil 1.13: Akım beslemeli PWM eviricili paralel aktif güç filtresi.

Şekil 1.14'te gerilim beslemeli PWM eviricili aktif güç filtresi görülmektedir. Gerilim beslemeli PWM eviricinin verimi, akım beslemeli PWM eviriciye göre daha yüksek ve kuruluş maliyeti daha düşük olduğu için aktif güç filtresi uygulamalarında daha çok tercih edilir [11].



Şekil 1.14: Gerilim beslemeli PWM eviricili paralel aktif güç filtresi.

Aktif güç filtresi kontrolünde kullanılan anlık reaktif güç algoritmasında, üç fazlı akım ve gerilimler iki fazlı α - β durağan referans yapıya çevrilerek gerçek ve sanal güçler hesaplanır. Hesaplanan bu güçler doğru ve dalgalı bileşenler içerir. Aktif ve sanal gücün dalgalı bileşenleri harmoniklere karşılık gelirken, sanal gücün doğru bileşeni ise reaktif güce karşılık gelmektedir. Dolayısıyla kompanzasyon sinyalleri bu bileşenlerden elde edilir. Bu algorithmada üç fazlı sistemde gerilimler dengeli ve harmoniksiz olmalıdır [12].

Senkron referans yapı tabanlı kontrolde, ölçülen üç fazlı akımlar gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrilir. Senkron referans yapıda akım AA ve DA bileşenlerine sahiptir. Akımın DA bileşeni a-b-c sisteminde temel bileşene karşılık gelmektedir. AA bileşeni ise a-b-c sisteminde akımın harmonik bileşenlerine karşılık gelmektedir [13].

Frekans domeni kontrolünde, bozuk gerilim veya akımın Fourier analizi yapılarak aktif güç filtresi kontrol edilir. Fourier dönüşümü kullanılarak harmonikli sinyalin harmonik bileşenleri elde edilir ve kompanzasyon sinyallerine dönüştürülür. Frekans domeni yaklaşımı hem üç fazlı hem de tek fazlı sistemler için uygundur. Bu tekniğin en büyük dezavantajı, DSP işlem yükünün zaman domeni tekniklerine göre fazla olması ve zaman gecikmesinin olmasıdır [10].

Aşağıda tez konusu ile ilgili olarak yapılmış olan çalışmalar tarih sırasına göre verilmektedir:

[8]'de PWM evirici içeren aktif güç filtresi aileleri sunulmuştur. Bu çalışmada, aktif güç filtresi yaklaşımının değişik devre uygulamalarında kullanımı ve kontrol prensipleri açıklanmaktadır.

[14]'te gerilim ve akım harmoniklerine sahip sistemlerde, sürekli ve geçici durumlarda da geçerli olan anlık reaktif güç teorisini kullanan yeni reaktif güç kompanzasyon sistemi sunulmuştur.

[15]'te büyük doğrusal olmayan yüklerin harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu için şönt pasif ve şönt aktif güç filtresi önerilmiştir.

[16]'da seri aktif güç filtresinin güç oranını düşürmek için şönt pasif ve seri aktif güç filtresi kombinasyonu önerilmiştir.

[17]'de üç fazlı dört telli sistemlerde dengesiz ve harmonikli durumlarda anlık reaktif güç teorisi ve simetrik bileşenler teorisi ile ilgili genel denklemleri verilmektedir. Dengesiz güç sistemlerinde 3 faz 4 telli sistemler için paralel ve seri aktif güç filtreleri kontrol algoritmaları geliştirilmiştir.

[18]'de doğrusal olmayan yükler içeren sistemin reaktif güç ve harmonik akım kompanzasyonu paralel aktif güç filtresi ile gerçekleştirilmiştir. Aktif filtrenin kontrolü kayan kipli kontrol (sliding mode control) kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

[19]'da IEEE 519 standardını karşılayabilmek için 50MVA'e kadar olan büyük doğrusal olmayan yüklerin, harmonik kompanzasyonunda kullanılan hibrit aktif filtreler için yeni kontrol yöntemi sunulmuştur.

[20]'de sabit anahtarlama frekansına sahip yeni bir histerisiz bant akım kontrol metodu sunulmuştur.

[21]'de küçük güçlü seri aktif güç filtresinin büyük güçlü diyotlu doğrultucuya entegre edilmiş AC-DC güç çevrim sistemi sunulmuştur. Seri aktif güç filtresinin DA tarafı diyotlu doğrultucunun DA tarafına bağlanmıştır.

[22]'de akım kontrol performansını iyileştiren DSP tabanlı aktif güç filtresi sunulmuştur.

[10]'da harmonik ve reaktif güç kompanzasyonunda kullanılan üç fazlı aktif filtre için referans tepe kaynak akımı kontrol yöntemini önerilmiştir.

[23]'te ADSP21020 sayısal işaret işlemci ve ADMC200 kontrol kartı kullanılarak, üç fazlı paralel aktif güç filtresinin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kontrol algoritmasında inverter akımının ölü zaman kontrolü ve uzay vektör PWM kullanılmıştır.

[24]'te ideal olmayan şebeke gerilimi şartlarında üç fazlı üç telli aktif güç filtresi denetimi algoritması sunulmuştur. Dengesiz ve bozuk sinüs gerilimlerde önerilen algoritmanın laboratuvar testleri yapılmıştır.

[25]'te yeni bir aktif güç şartlandırıcı sunulmuştur. Bu güç şartlandırıcı kaynak gerilimi varken aktif güç filtresi olarak çalışmakta ve akü şarj etmektedir. Kaynak gerilimi kesildiğinde ise kesintisiz güç kaynağı olarak çalışmaktadır. Hat akımı ölçülmediği için kurulum maliyeti azaltılmıştır.

[26]'da yüksek güçlü doğrusal olmayan yükler için pasif seri ve şönt aktif filtre hibrit yapısı sunulmuştur. Uzay vektör PWM ve ölü zaman kontrol metodu kullanılmaktadır.

[27]'de yapay sinir ağları kullanarak hem referans kompanzasyon akımları belirlenen hem de anahtarlama sinyalleri elde edilen aktif güç filtresi kontrolü sunulmaktadır.

[28]'de Kalman sayısal algoritması kullanılarak aktif güç filtresi kontrolü için sayısal referans akım tahmin metodu sunulmuştur.

[29]'da aktif güç filtresi için seçili harmoniklerin kompanzasyonunda tekrar tabanlı kontrolör önerilmiştir.

[30]'da güç devresinde 81 seviyeli çevirici kullanılmıştır. Her bir faz dört çeviriciden oluşmaktadır. Bütün çeviriciler aynı DA hatta bağlıdır ve çıkış uçları transformatör vasıtasıyla seri bağlanmıştır. Bu yöntemin avantajı harmonik bozulunun az ve anahtarlama frekansının da çok düşük olmasıdır.

[31]'de akım işaretine göre alt ve üst anahtarların birbirinden bağımsız açılıp kapandığı PWM yöntemi önerilmiştir.

[32]'de paralel aktif güç filtreleri için yeni bir kesintili PWM yöntemi önerilmiştir.

Bu tezde, hazırlanan laboratuvar prototipinde, öncelikle önerilen yöntemlerin karşılaştırılması için paralel aktif güç filtresi, literatürde var olan anlık reaktif güç teorisi kullanılarak kontrol edilmekte ve deney sonuçları sunulmaktadır. Doğrusal olmayan yük hat akımları ve filtre akımları ölçülerek paralel aktif güç filtresini kontrol etmek yerine, sadece kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresi simülasyon ve deney sonuçları verilmektedir.

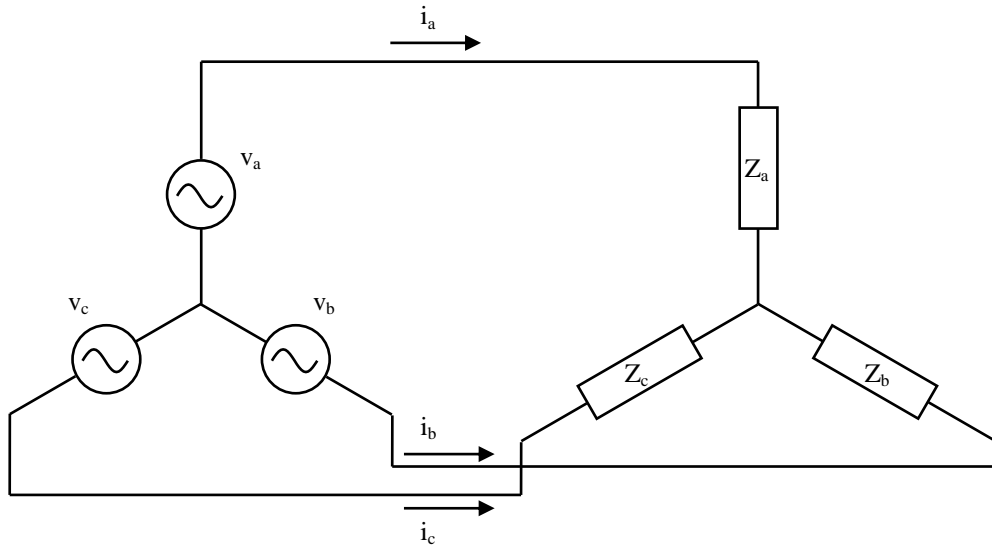
Paralel aktif güç filtresi, güç devresi kayıplarının azaltılması için anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde çift histerisiz bant PWM yöntemi önerilmekte ve simülasyon ve deney sonuçları verilmektedir. Ayrıca, önerilen çift histerisiz bant PWM yöntemi, kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinde de uygulanarak simülasyon ve deney sonuçları sunulmaktadır. Elde edilen simülasyon ve deney sonuçlarına göre, önerilen yöntemde hem kaynak akımı THD miktarı hem de güç devresi kayıpları literatürde var olan histerisiz bant PWM yöntemine göre daha az çıkmaktadır.

2. ANLIK REAKTİF GÜÇ TEORİSİ VE SENKRON REFERANS YAPI TABANLI REFERANS FİLTRE AKIMLARININ BELİRLENMESİ

Bu bölümde, paralel aktif güç filtresinin referans akımlarının belirlenmesinde kullanılan anlık reaktif güç teorisi ve senkron referans yapı yöntemleri açıklanmaktadır.

2.1. Anlık Reaktif Güç Teorisi

Anlık reaktif güç teorisi, Akagi tarafından 1983 yılında ileri sürülmüştür [33]. Bu teoride anlık reaktif güç, üç fazlı anlık gerilimler ve akımlar kullanılarak hesaplanır. Şekil 2.1’de a-b-c koordinatlarında üç fazlı üç telli sistem görülmektedir. Bu sisteme anlık reaktif güç teorisini uygulamak için, öncelikle Clarke dönüşümü olarak bilinen α - β dönüşümü yapılarak üç fazlı akımlar ve gerilimler iki fazlı durağan referans yapıya çevrilmektedir. a-b-c koordinatlarındaki üç fazlı akım ve gerilim değerlerinin anlık uzay vektörleriyle gösterimi ve bu akım ve gerilimlerin α - β durağan referans yapıdaki karşılıkları Şekil 2.2’de görülmektedir [2] .



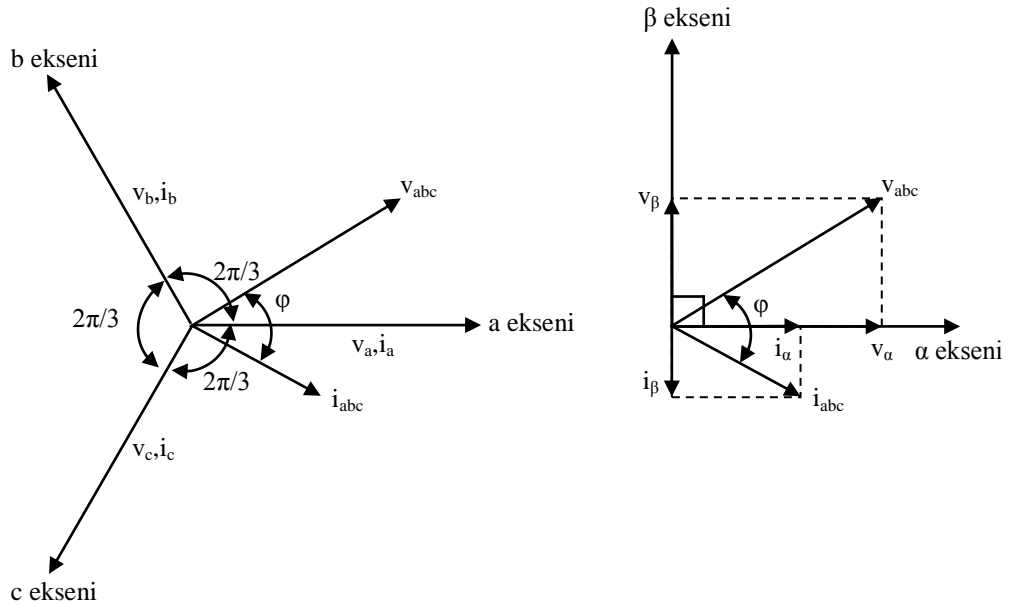
Şekil 2.1: Üç fazlı üç telli sistem.

a-b-c koordinatlarında, a, b ve c eksenleri Şekil 2.2’ de görüldüğü gibi aynı düzlem üzerinde ve $2\pi/3$ faz açılarıyla yerleştirilmiştir. Anlık uzay vektörleri v_a ve i_a “a” ekseninde ve büyüklükleri zamana bağlı olarak (+,-) şeklinde değişir. Aynı şekilde v_b ve i_b “b” ekseninde, v_c ve i_c “c” ekseninde yer almaktadır. Bu uzay vektörleri, üç fazlı üç telli sistemden α - β koordinatlara Denklem 2.1’deki çevrim matrisi kullanılarak Denklem 2.2 ve Denklem 2.3’teki gibi çevrilmektedir [14].

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$



Şekil 2.2: Üç fazlı üç telli a-b-c koordinatlarından iki fazlı α - β koordinatlarına dönüşüm.

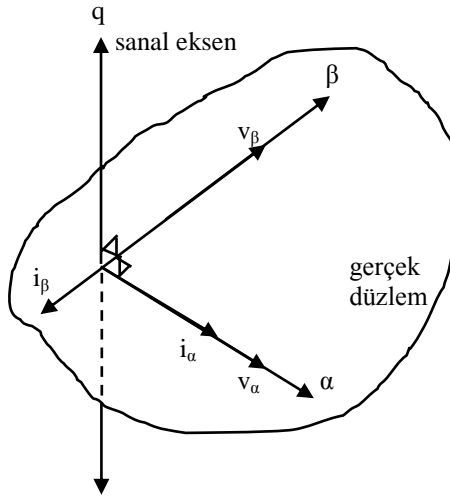
Akım ve gerilimin α - β eksenlerindeki büyüklükleri zamana bağlı olarak (+,-) değişir. Şekil 2.3'te α - β koordinatlarında akım ve gerilim anlık uzay vektörleri görülmektedir.

Üç fazlı devrelerde, a-b-c koordinatlarında ve α - β koordinatlarında anlık gerçek güç Denklem 2.4'teki gibi, anlık sanal güç ise Denklem 2.5'teki gibi ifade edilmektedir.

$$p = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (2.4)$$

$$q = v_\alpha \times i_\beta + v_\beta \times i_\alpha \quad (2.5)$$

Şekil 2.3' te görüldüğü gibi, q vektörü sanal eksen vektörüdür ve sağ el kuralı uygulandığında α - β koordinatlarının olduğu gerçek düzleme diktir. v_α , i_α 'ya ve v_β , i_β 'ya paralel, v_α , i_β 'ya ve v_β , i_α 'ya diktir. Anlık gerçek güç "p" ve anlık sanal güç "q", Denklem 2.6'daki çevrim matrisi ve Denklem 2.4 ve 2.5 kullanılarak matris formunda Denklem 2.7'deki gibi yazılır.



Şekil 2.3: α - β ekseninde anlık akım ve gerilim uzay vektörleri.

$$[v_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta} \\ v_{\beta\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Denklem 2.7’de $v_{\alpha} \cdot i_{\alpha}$ ve $v_{\beta} \cdot i_{\beta}$, aynı eksenlerdeki anlık gerilimle anlık akımın çarpımıyla tanımlanan anlık güçlerdir. Böylece “p” üç fazlı devrelerde birimi (W) olan gerçek güce karşılık gelmektedir. Diğer yandan $v_{\alpha} \cdot i_{\beta}$ ve $v_{\beta} \cdot i_{\alpha}$ farklı eksenlerdeki anlık akım ve gerilimin çarpımıyla tanımlandığı için anlık güç değildir. Bu yüzden “q” geleneksel elektriksel bir büyüklük değildir. “q” nun birimi (İmajiner Volt Amper, IVA) olarak verilmiştir [14].

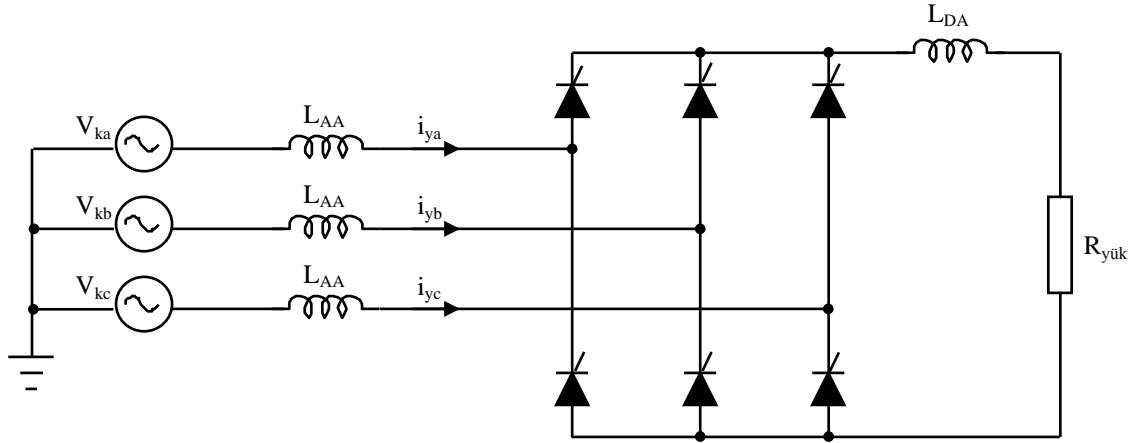
2.1.1. Doğrusal olmayan yükün güç bileşenlerinin elde edilmesi

Şekil 2.4’teki gibi doğrusal olmayan yüklerin bulunduğu bir sistemde, kaynak gerilimleri sinüsoidal olsa bile Denklem 2.8’de görüldüğü gibi “p” ve “q” güçleri hem DA bileşene hem de AA bileşene sahiptir [34].

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Denklem 2.8’deki güçlerin DA bileşenleri (\bar{p} ve \bar{q}) sırasıyla aktif ve reaktif güçlere karşılık gelmektedir. AA bileşenler ise harmonik güçlere karşılık gelmektedir. Şekil 2.4’teki üç fazlı tristörlü doğrultucu parametreleri Tablo 2.1’de verilmektedir. Bu parametreler kullanılarak yapılan simülasyon sonucunda tristörlü doğrultucu hat akımı, gerçek ve sanal güçler ve bu güçlerin AA ve DA bileşenleri Şekil 2.5’te görülmektedir.

Denklem 2.7’de hesaplanan güçleri, AA ve DA bileşenlerine ayırmak için yüksek geçiren filtre (YGF) kullanılmaktadır. Bu işlem için Şekil 2.6’da görüldüğü gibi iki tip YGF kullanılmaktadır [35].

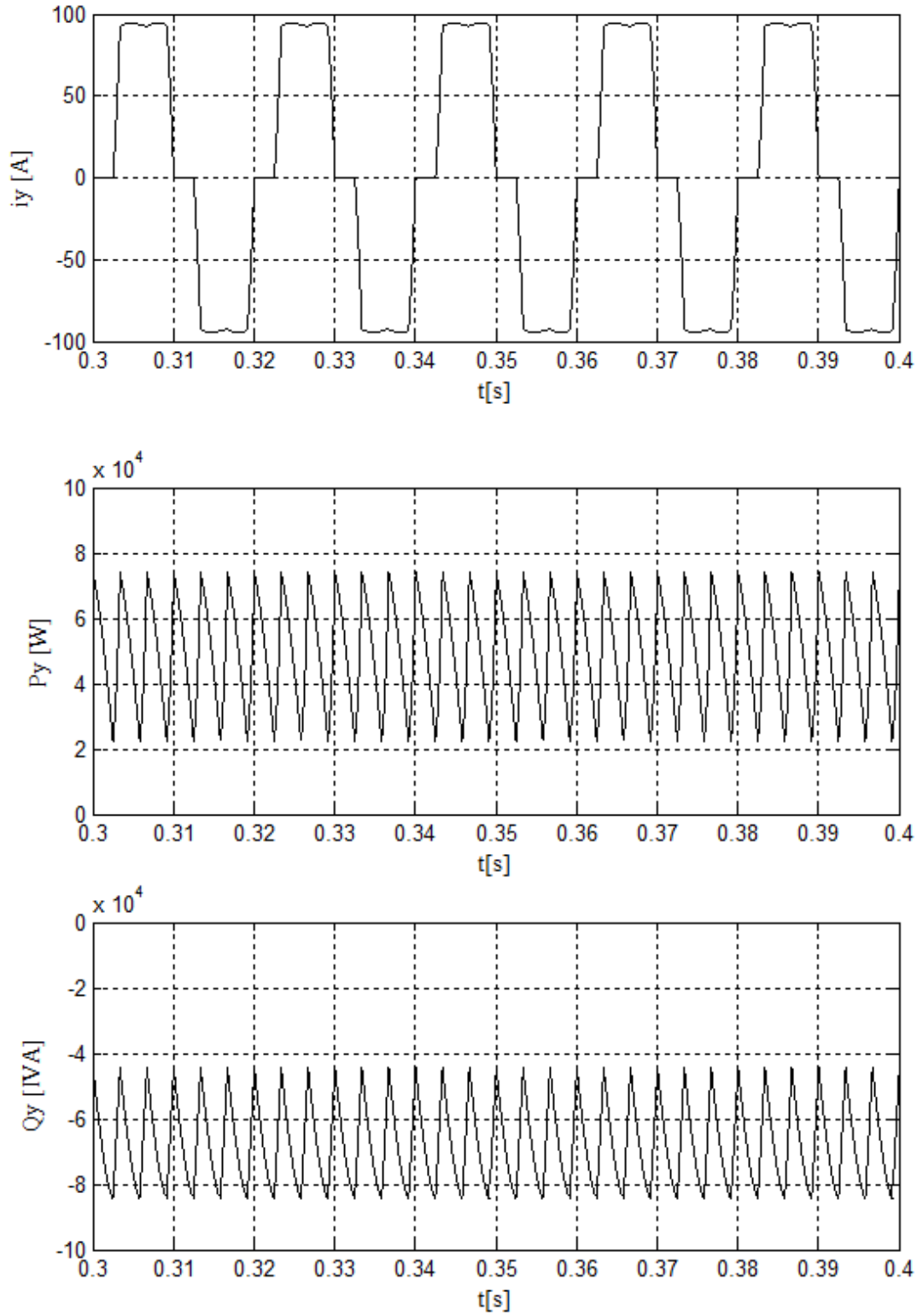


Şekil 2.4: Üç fazlı tristörlü doğrultucu (harmonik akım kaynağı)

Tablo 2.1: Üç fazlı tristörlü doğrultucu parametreleri.

Sistem Parametreleri		
Kaynak gerilimi	V_k	220 V _{rms}
Sistem frekansı	f	50 Hz
Tristörlü Doğrultucu Parametreleri		
AA bobin	L_{AA}	1 mH
DA direnç	$R_{yük}$	5 Ω
DA bobin	L_{DA}	30 mH
Tetikleme açısı	α	30°

Şekil 2.6.a'daki YGF sistemi bir alçak geçiren filtre içerir. Şekil 2.7'de kesim frekansı 150 Hz olan 2. derece yüksek geçiren filtre ve yüksek geçiren filtre sistemlerinin Bode diyagramları görülmektedir. Şekil 2.6.a'da gösterilen filtre, daha az faz hatasına sahip olduğundan, gücün DA ve AA bileşenlerini ayırmak için daha çok tercih edilmektedir [35]. Anlık gerçek ve sanal güçlerin DA ve AA bileşenleri birbirinden ayrıldığında Denklem 2.7 ve Denklem 2.8 Denklem 2.9'daki gibi yazılır.



Şekil 2.5: Üç fazlı tristörlü doğrultucu hat akımı, anlık gerçek güç ve anlık sanal güç.



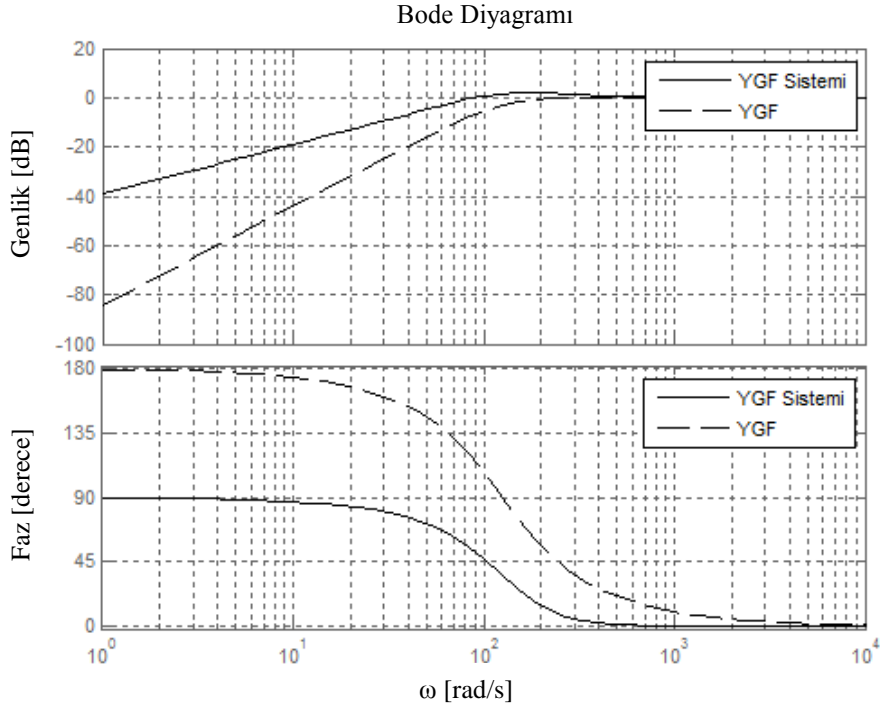
(a)



(b)

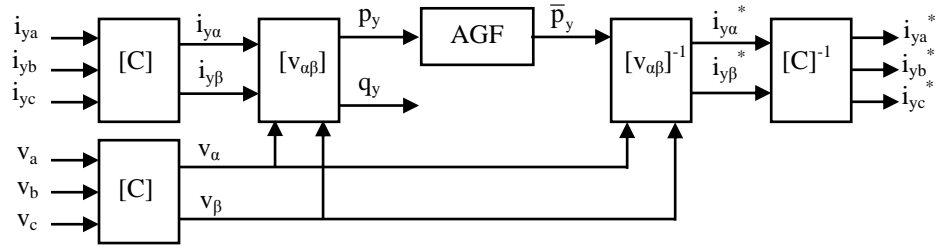
Şekil 2.6: a) Alçak geçiren filtre için YGF sistemi.
b) Yüksek geçiren filtre.

$$\begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} = [v_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

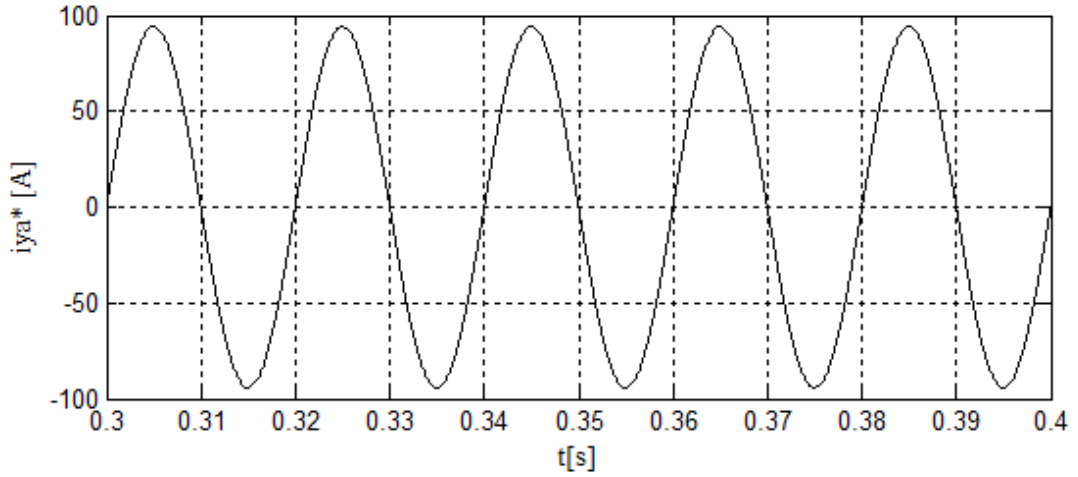


Şekil 2.7: Alçak geçiren filtre içeren YGF sistemi ve yüksek geçiren filtre Bode diyagramları.

Şekil 2.8 anlık reaktif güç teorisi kullanılarak anlık gerçek ve sanal güçlerin bulunmasını ve bu güçlerden hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesini göstermektedir. Şekil 2.8’de alçak geçiren filtrenin çıkışında anlık gerçek gücün DA bileşeni bulunmaktadır. Denklem 2.10 kullanılarak anlık gerçek gücün DA bileşeninden akımlar hesaplandığında, hat akımlarının $\alpha\beta$ eksenindeki aktif bileşenleri elde edilir. $\alpha\beta$ eksenindeki bu akımlar, üç fazlı a-b-c sistemine Denklem 2.11 kullanılarak çevrilir. Şekil 2.9’da, Tablo 2.1’de değerleri verilen üç fazlı tristörlü doğrultucu hat akımının aktif bileşeni görülmektedir.



Şekil 2.8: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesi.

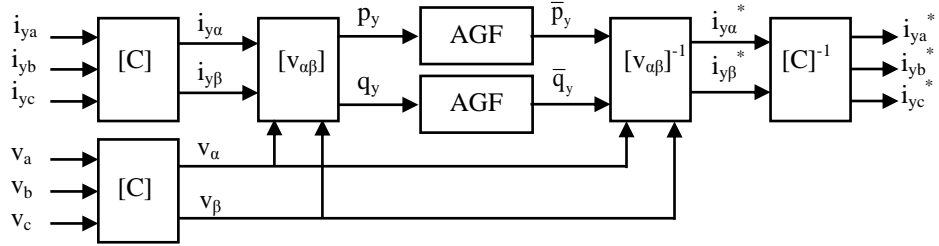


Şekil 2.9: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan hat akımının aktif bileşeni.

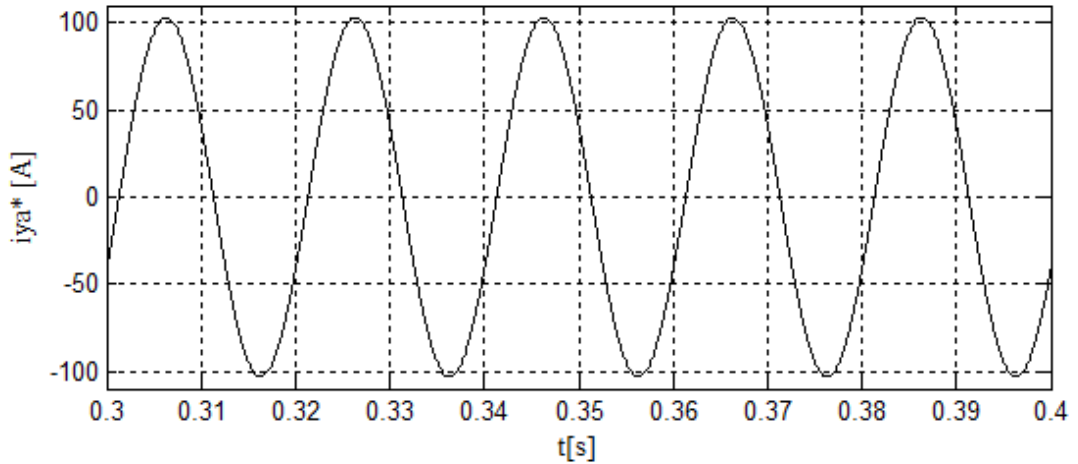
$$\begin{bmatrix} i_{ya} \\ i_{yb} \end{bmatrix} = [v_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} \bar{P}_y \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ya}^* \\ i_{yb}^* \\ i_{yc}^* \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} i_{y\alpha}^* \\ i_{y\beta}^* \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Anlık gerçek ve sanal güçler hesaplandıktan sonra hat akımlarının aktif ve reaktif bileşenlerini bulmak için Şekil 2.10'dan yararlanılır. Alçak geçiren filtre çıkışında aktif ve reaktif güçlere karşılık gelen gerçek ve sanal güçlerin DA bileşenleri bulunmaktadır. Denklem 2.12'ye göre bu güçlerden akımlar hesaplandığında, $\alpha\beta$ ekseninde aktif ve reaktif bileşenler içeren hat akımları elde edilir. $\alpha\beta$ eksenindeki bu akımlar Denklem 2.11 kullanılarak üç fazlı a-b-c sistemine çevrilir. Şekil 2.11'de Tablo 2.1'de değerleri verilen üç fazlı tristörlü doğrultucunun aktif ve reaktif bileşenlere sahip olan hat akımı görülmektedir.



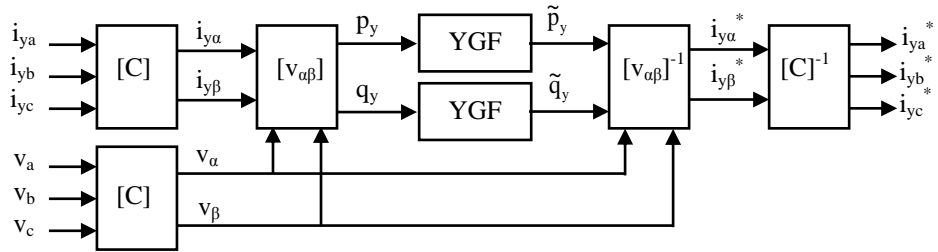
Şekil 2.10: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hat akımlarının aktif ve reaktif bileşenlerinin elde edilmesi.



Şekil 2.11: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak elde edilen aktif ve reaktif bileşene sahip hat akımı.

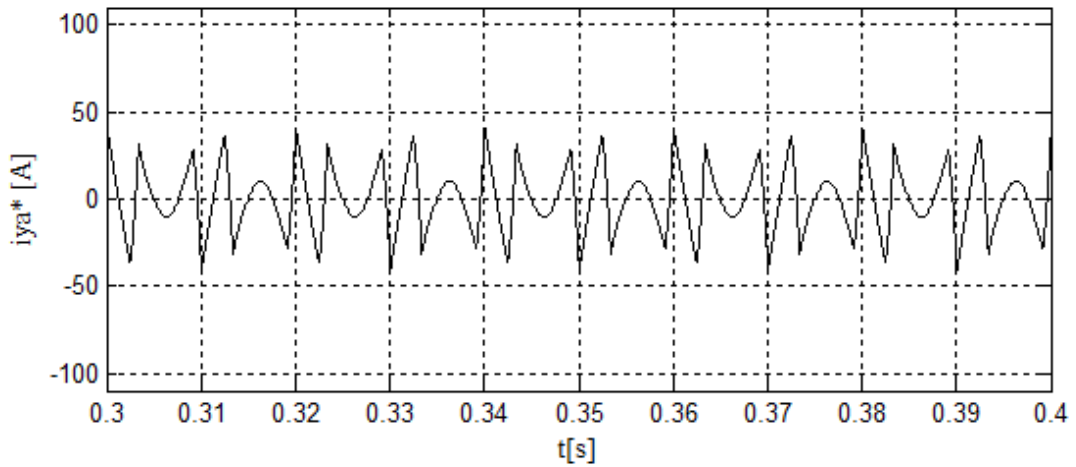
$$\begin{bmatrix} i_{y\alpha}^* \\ i_{y\beta}^* \end{bmatrix} = [v_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} \bar{P}_y \\ \bar{q}_y \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Anlık gerçek ve sanal güçler hesaplandıktan sonra bu güçler YGF'den geçirilirse, bu güçlerin AA bileşenleri elde edilir. Şekil 2.12'de anlık reaktif güç teorisi kullanılarak gerçek ve sanal güçlerin elde edilmesi ve bu güçlerden hat akımlarının harmonik bileşenlerinin elde edilmesi görülmektedir. Şekil 2.13'te Denklem 2.13 ve Denklem 2.11 kullanılarak elde edilen hat akımlarının harmonik bileşenleri görülmektedir.



Şekil 2.12: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hat akımlarının harmonik bileşenlerinin elde edilmesi.

$$\begin{bmatrix} i_{y\alpha}^* \\ i_{y\beta}^* \end{bmatrix} = [v_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{P}_y \\ \tilde{q}_y \end{bmatrix} \quad (2.13)$$



Şekil 2.13: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak elde edilen hat akımının harmonik bileşenleri.

2.1.2. Referans filtre akımlarının anlık reaktif güç teorisi ile belirlenmesi

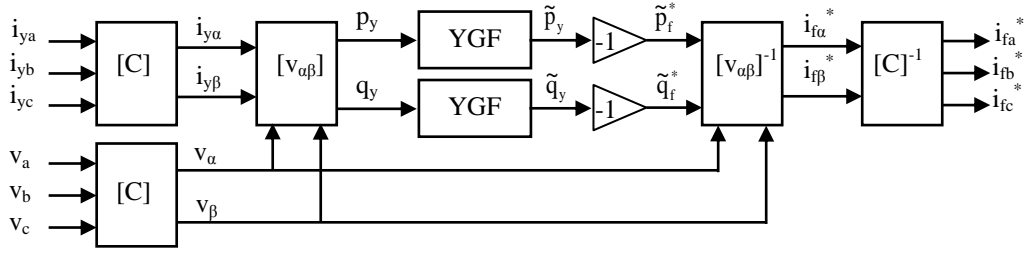
Şekil 2.8, Şekil 2.10 ve Şekil 2.12’de anlık reaktif güç teorisi kullanılarak aktif güç, reaktif güç, gerçek güç, sanal güç ve bu güçlere karşılık gelen hat akımı bileşenlerinin elde edilmesi görülmektedir. Paralel aktif güç filtresi kullanılarak sadece harmonik akım kompanzasyonu, sadece reaktif güç kompanzasyonu veya hem harmonik akım hem de reaktif güç kompanzasyonu yapılabilmektedir. Paralel aktif güç filtresi yukarıda sayılan işlemlerden hangisini yapacaksa kontrol algoritması ona göre tasarlanmalı ve uygun referans akımlar hesaplanmalıdır.

Paralel aktif güç filtresi ile sadece harmonik akım kompanzasyonu yapılacaksa, gerçek ve sanal gücün dalgalı bileşenlerinin tersi kullanılarak referans akımlar hesaplanır. Şekil 2.14’te gerçek ve sanal gücün dalgalı bileşeninin elde edilmesi ve bu güçlerden referans filtre akımlarının elde edilmesi görülmektedir. Denklem 2.14, gerçek ve sanal gücün dalgalı bileşenlerinin tersi olan referans filtre güçlerinden $\alpha\beta$ eksenindeki referans filtre akımlarının elde edilmesini göstermektedir. Şekil 2.15’te Tablo 2.1’de değerleri verilen tristörlü doğrultucunun harmonik akım kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı görülmektedir.

Sadece reaktif güç kompanzasyonu yapılacaksa, sanal gücün doğru bileşeni kullanılarak referans akımlar hesaplanır. Şekil 2.16’da sanal gücün doğru bileşeninin elde edilmesi ve bu güç kullanılarak referans filtre akımlarının elde edilmesi görülmektedir. Denklem 2.15, sanal gücün doğru bileşeninin tersi olan referans filtre gücünden $\alpha\beta$ eksenindeki referans filtre akımlarının elde edilmesini göstermektedir. Şekil 2.17’de Tablo 2.1’de değerleri verilen tristörlü doğrultucunun reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı görülmektedir.

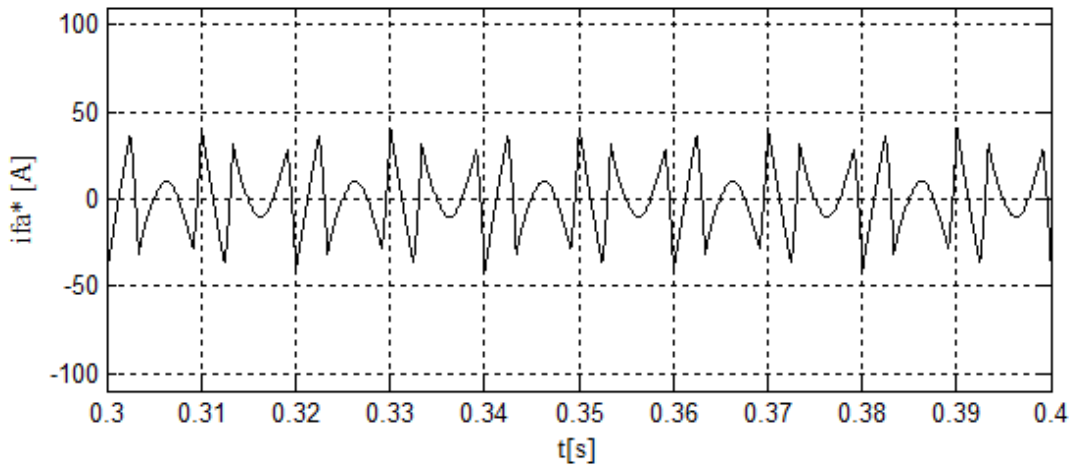
Hem harmonik akım kompanzasyonu hem de reaktif güç kompanzasyonu yapılacaksa, sanal gücün dalgalı ve doğru bileşenleri ile gerçek gücün dalgalı bileşeni kullanılarak referans akımlar hesaplanmalıdır. Şekil 2.18’de, gerçek gücün dalgalı bileşeni ve sanal gücün elde edilmesi ve bu güçlerden referans filtre

akımlarının elde edilmesi görülmektedir. Denklem 2.16, gerçek gücün dalgalı bileşeni ve sanal gücün tersi olan referans filtre güçlerinden $\alpha\beta$ eksenindeki referans filtre akımlarının elde edilmesini göstermektedir. Şekil 2.19’da Tablo 2.1’de değerleri verilen tristörlü doğrultucunun harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı görülmektedir. Tablo 2.2’de, yapılacak olan kompanzasyon tipine göre gerekli olan güç bileşenleri verilmiştir.

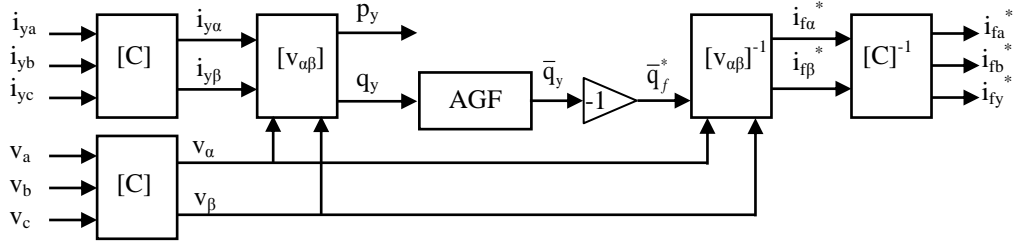


Şekil 2.14: Harmonik akım kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak referans filtre akımlarının hesaplanması.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \end{bmatrix} = [v_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p}_f^* \\ \tilde{q}_f^* \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

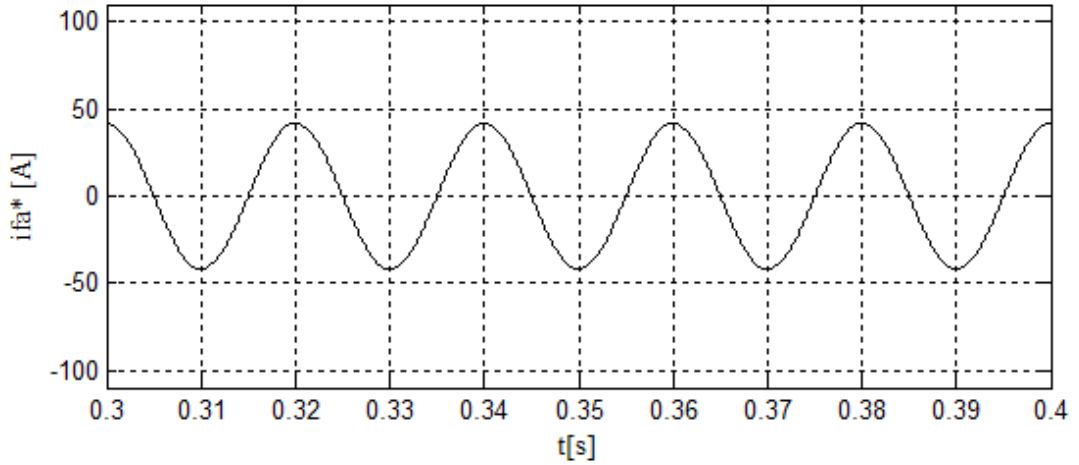


Şekil 2.15: Harmonik akım kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı.

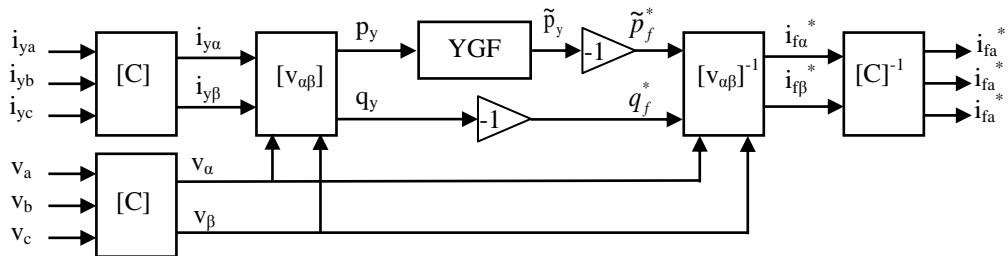


Şekil 2.16: Reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak referans filtre akımlarının hesaplanması.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \end{bmatrix} = [v_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q}_f^* \end{bmatrix} \quad (2.15)$$



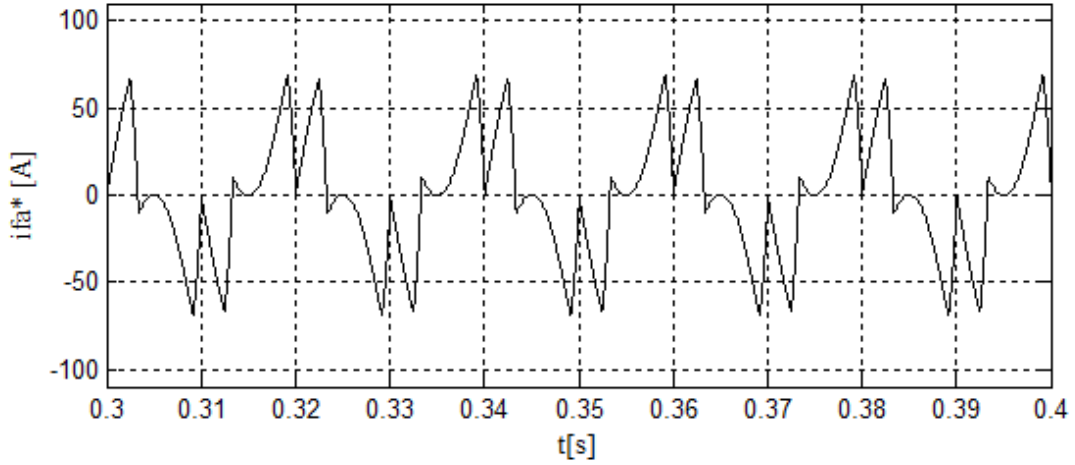
Şekil 2.17: Reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı.



Şekil 2.18: Harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak referans filtre akımlarının hesaplanması.

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = [v_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p}_f^* \\ q_f^* \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Denklem 2.14, Denklem 2.15 ve Denklem 2.16'da hesaplanan $i_{f\alpha}$ ve $i_{f\beta}$ akımları, α - β koordinat sisteminde paralel aktif güç filtresinin üretmesi gereken akımlardır. Bu akımlar üç fazlı sisteme Denklem 2.17 kullanılarak çevrilir. Böylece, üç fazlı sistemde yükün ürettiği reaktif ve harmonik akımları yok edecek i_{fa}^* , i_{fb}^* ve i_{fc}^* referans akımları elde edilmiş olur.



Şekil 2.19: Harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu için anlık reaktif güç teorisi kullanılarak hesaplanan referans filtre akımı.

Tablo 2.2: Anlık reaktif güç teorisi kullanılarak yapılacak olan kompanzasyon tipine göre gerekli güç bileşenleri.

Kompanzasyon Tipi	Gerekli Güç Bileşenleri
Harmonik Akım	\tilde{p}_y, \tilde{q}_y
Reaktif Güç	\bar{q}_y
Harmonik Akım + Reaktif Güç	\tilde{p}_y, q_y

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

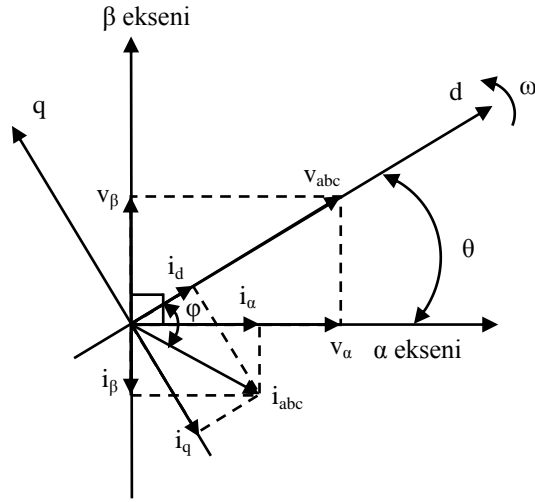
2.2. Senkron Referans Yapı

Senkron referans yapı tabanlı paralel aktif güç filtresi kontrolünde, üç fazlı yük akımları, gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrilerek yükün çektiği harmonik ve reaktif akımlar tespit edilir [13]. Paralel aktif güç filtresi bu akımlara eşit büyüklükte ve ters fazda akımlar üreterek, kaynaktan çekilen akımı gerilimle aynı faza getirmekte ve dalga şeklini sinüsodal yapmaktadır.

a-b-c koordinatlarından α - β dönüşümü yapılarak iki fazlı durağan referans yapıya dönüşüm Şekil 2.2’de görülmektedir. Bu yapıda α ve β eksenleri sabittir. Dolayısıyla gerilim ve akım vektörleri yer değiştirdikçe bu vektörlerin α ve β eksenlerindeki değerleri de değişmektedir. Durağan referans yapıdan gerilimle senkron dönen referans yapıya dönüşüm Şekil 2.20’de görülmektedir. Bu sistemde referans yapı, gerilimle senkron dönmektedir. Üç fazlı a-b-c sisteminden senkron referans yapıya dönüşüm, Denklem 2.18’deki dönüşüm matrisi kullanılarak Denklem 2.19’daki gibi yapılmaktadır. Senkron referans yapıda gerilim vektörünün açısal konumu aynı zamanda referans yapının da açısal konumunu göstermektedir [36]. Bu yüzden ωt açısı, faz kilitlemeli döngü (Phase Locked Loop (PLL)) kullanılarak kaynak gerilimlerinden elde edilmektedir [37-38].

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

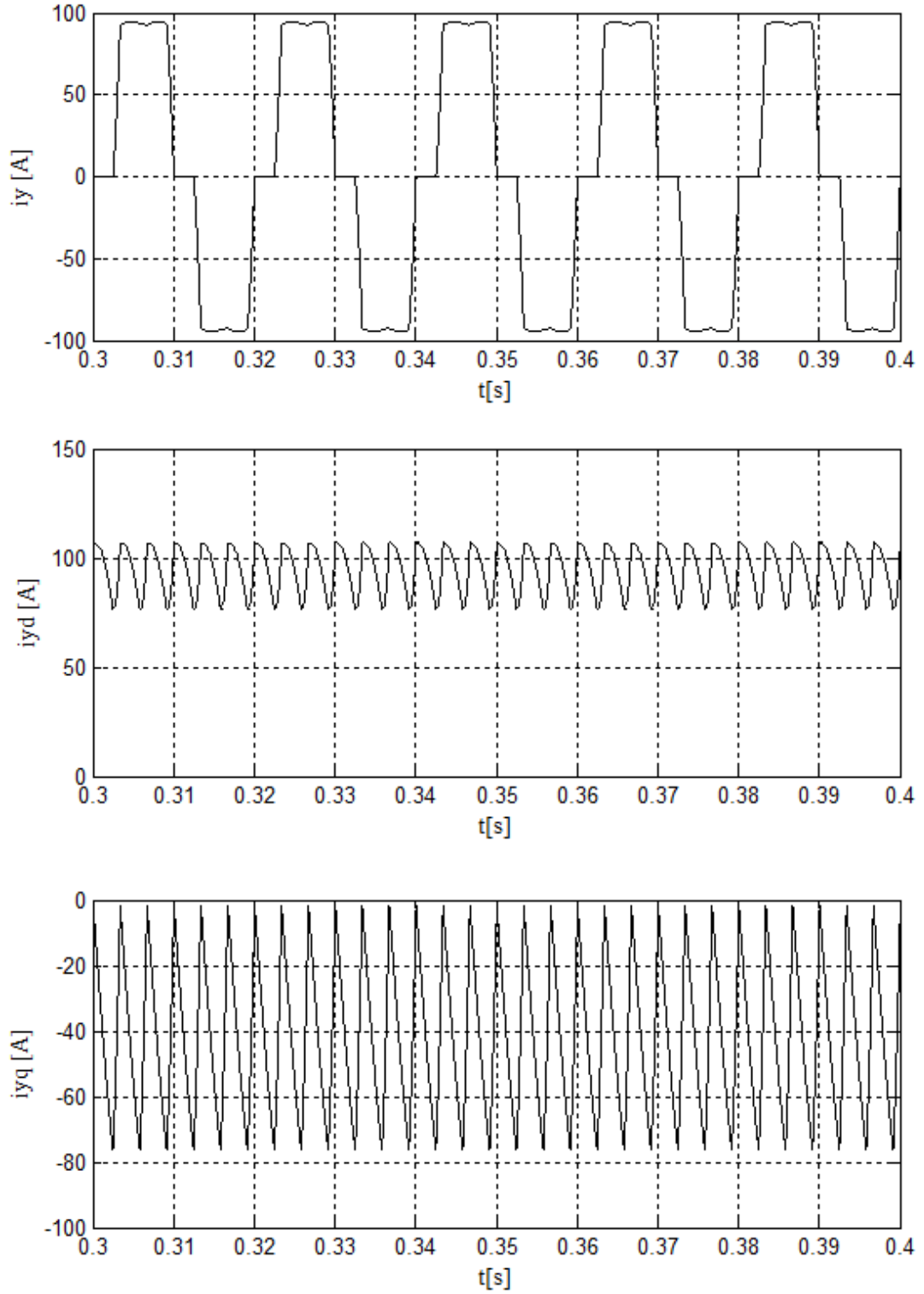


Şekil 2.20: α - β durağan referans yapıdan senkron referans yapıya dönüşüm.

Şekil 2.20 incelendiğinde, akımın “d” eksen bileşeni (i_d) gerilimle aynı fazda olduğu için aktif akıma karşılık gelmekte, “q” eksen bileşeni (i_q) 90° faz farklı olduğu için reaktif akımlara karşılık gelmektedir. Akımın “q” eksen bileşeni negatif ise, yükün endüktif bileşen içerdiğini göstermektedir. Pozitif ise, kapasitif bileşen içerdiğini göstermektedir. Doğrusal olmayan yüklerde i_d ve i_q hem AA hem de DA bileşenlere sahiptir. i_d ve i_q 'nin AA bileşenleri harmonik akımlara karşılık gelmektedir. DA bileşenleri ise, aktif ve reaktif akımlara karşılık gelmektedir.

2.2.1. Doğrusal olmayan yükün akım bileşenlerinin elde edilmesi

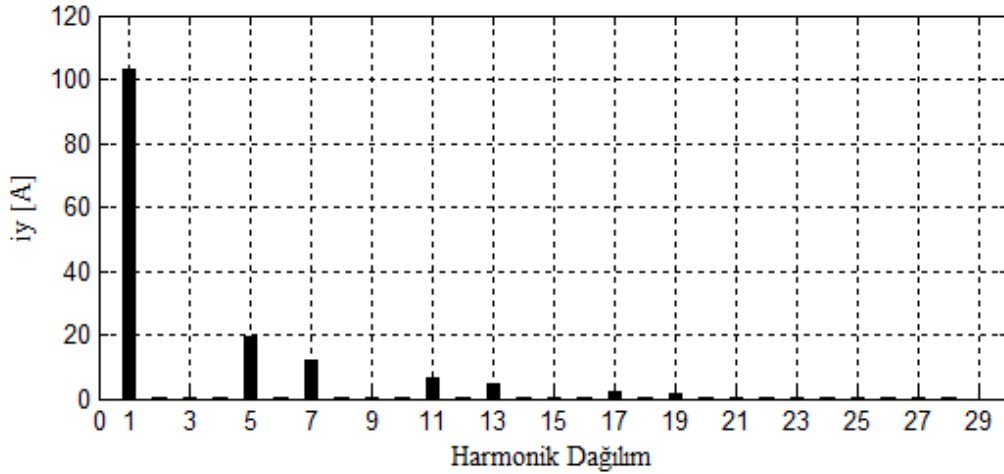
Şekil 2.21’de, Tablo 2.1’de değerleri verilen üç fazlı kontrollü doğrultucu hat akımı ve hat akımının gerilimle senkron dönen referans yapıdaki “d” ve “q” bileşenleri görülmektedir. Üç fazlı kontrollü doğrultucu frekansı 50 Hz olan şebekeye bağlanmıştır. Hat akımının harmonik dağılımı Şekil 2.22’de görülmektedir. Hat akımı gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrildiğinde, her bir harmonik bileşen yer değiştirmektedir.



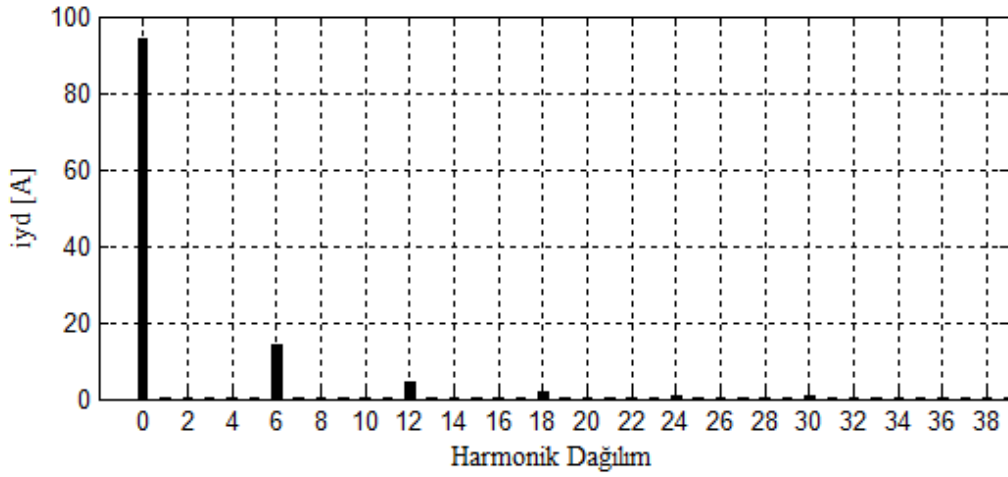
Şekil 2.21: Üç fazlı tristörlü doğrultucu hat akımı, hat akımının “d” eksenini ve “q” eksenini bileşenleri.

Şekil 2.23 ve Şekil 2.24’te, gerilimle senkron referans yapıya çevrilmiş olan hat akımlarının “d” ve “q” eksenleri harmonik dağılımları görülmektedir. Senkron referans yapıya çevrilen akımların harmonik dağılımları incelendiğinde şu sonuçlar çıkartılır:

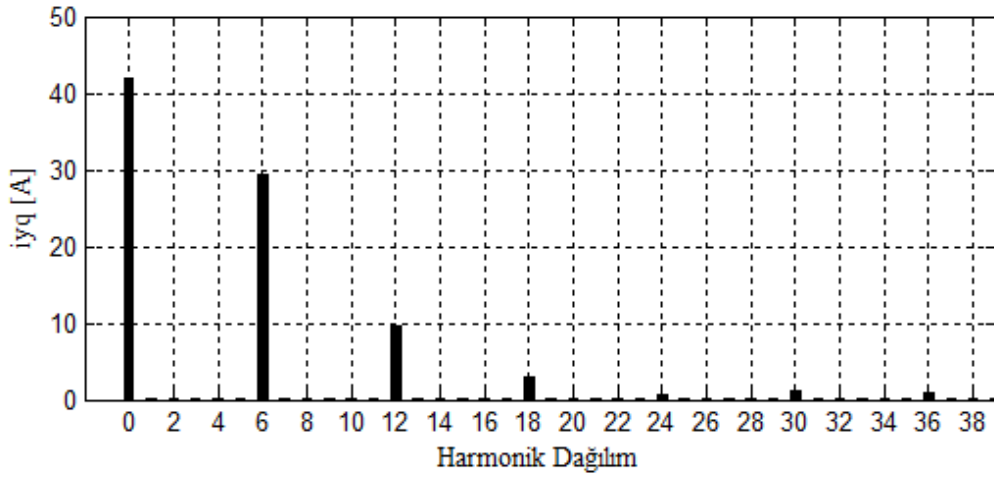
- Negatif sıralı harmonikler, örneğin 5. harmonik bileşen dq dönüşümü sonunda 6. harmonik olarak görülür. Gerilimle senkron dönen referans yapı ile negatif sıralı harmonikler ters yönde döndükleri için 5. ve 11. gibi negatif sıralı harmonik bileşenlerin derecesi bir artmaktadır.
- Pozitif sıralı harmonikler, örneğin 7. harmonik bileşen de dq dönüşümü sonunda 6. harmonik olarak görülür. Negatif sıralı harmoniklerin tersine, gerilimle senkron dönen referans yapı ile pozitif sıralı harmonikler aynı yönde döndükleri için 7. ve 13. gibi negatif sıralı harmonik bileşenlerin derecesi bir azalmaktadır.
- Senkron referans yapıda harmonik bileşenler 6 ve 6’nın katları olarak görülmektedir.



Şekil 2.22: Doğrusal olmayan yükün hat akımı harmonik dağılımı.



Şekil 2.23: Doğrusal olmayan yükün hat akımı “d” eksenini harmonik dağılımı.

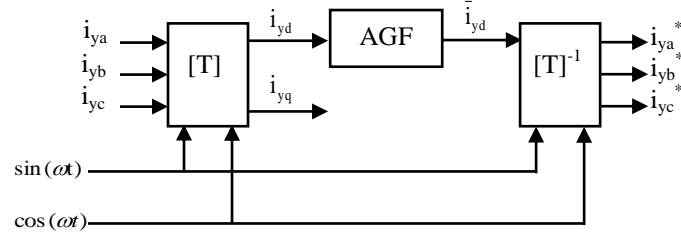


Şekil 2.24: Doğrusal olmayan yükün hat akımı “q” eksenini harmonik dağılımı.

Şekil 2.23’deki hat akımlarının “d” ekseninin DA bileşeni aktif akıma karşılık gelmektedir. Şekil 2.24’teki hat akımlarının “q” ekseninin DA bileşeni reaktif akıma karşılık gelmektedir.

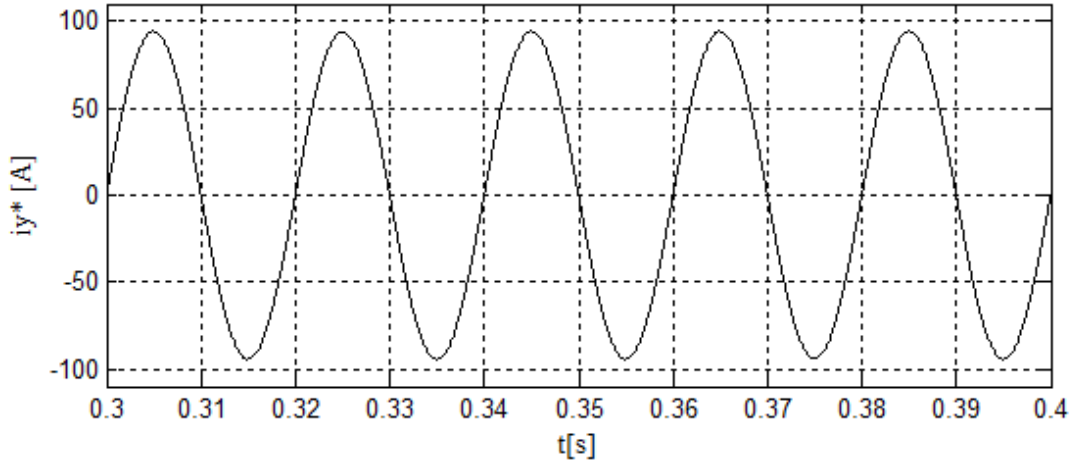
Şekil 2.25’de harmonik bileşenlere sahip olan hat akımlarından, bu akımların aktif bileşenlerinin elde edilmesi gösterilmektedir. Hat akımları öncelikle gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrilmektedir (i_{yd} ve i_{yq} elde edilir). Daha sonra alçak geçiren filtre kullanılarak i_{yd} akımının DA bileşeni elde edilmektedir (\bar{i}_{yd}). \bar{i}_{yd} hat akımlarının aktif bileşenine karşılık gelmektedir. Denklem 2.20 \bar{i}_{yd} akımından üç fazlı a-b-c sistemindeki hat akımlarının aktif bileşenlerini vermektedir. Şekil 2.26’da senkron referans kullanılarak elde edilen hat akımı temel bileşeni görülmektedir.

$$\begin{bmatrix} i_{ya}^* \\ i_{yb}^* \\ i_{yc}^* \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{yd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

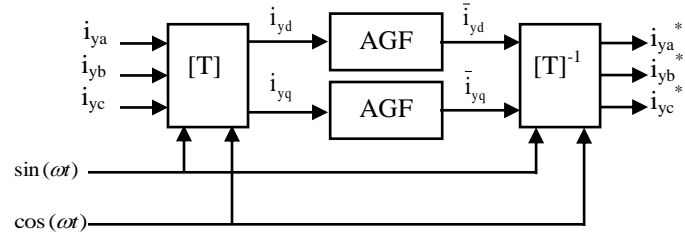


Şekil 2.25: Senkron referans yapı kullanılarak hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesi.

Hat akımlarının “d” ve “q” eksenli bileşenleri hesaplandıktan sonra alçak geçiren filtre kullanılarak bu akımların DA bileşenleri elde edilir (\bar{i}_{yd} ve \bar{i}_{yq}). Şekil 2.27’de hat akımlarının aktif bileşenlerinin elde edilmesi görülmektedir. \bar{i}_{yd} ve \bar{i}_{yq} akımları, Denklem 2.21 kullanılarak üç fazlı a-b-c sistemine çevrildiğinde aktif ve reaktif bileşenlere sahip hat akımları elde edilmektedir. Şekil 2.28’de aktif ve reaktif bileşene sahip olan hat akımı görülmektedir.



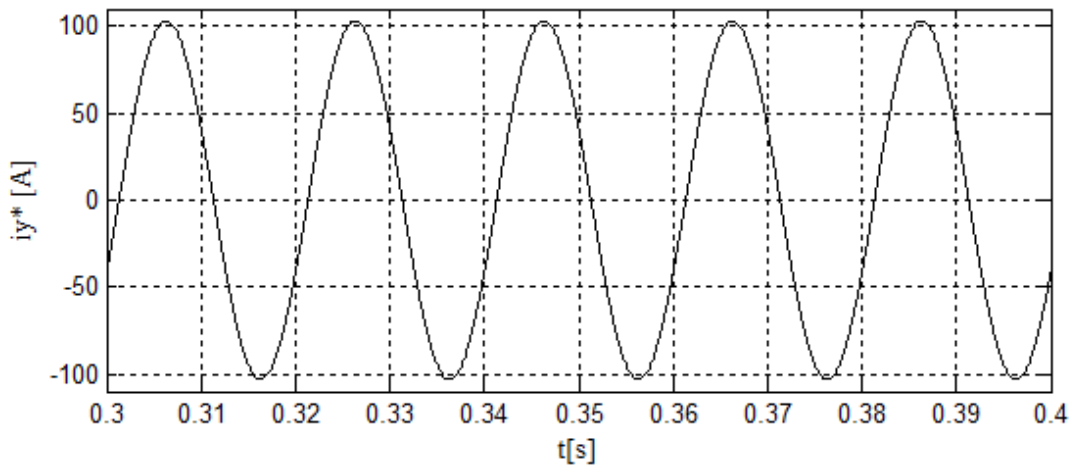
Şekil 2.26: Senkron referans yapı kullanılarak elde edilen hat akımı aktif bileşeni.



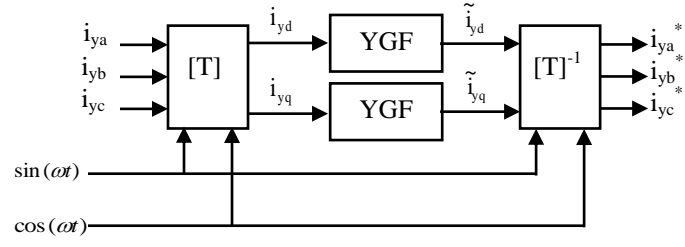
Şekil 2.27: Senkron referans yapı kullanılarak hat akımlarının aktif ve reaktif bileşenlerinin elde edilmesi.

$$\begin{bmatrix} i_{ya}^* \\ i_{yb}^* \\ i_{yc}^* \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{yd} \\ \tilde{i}_{yq} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Şekil 2.29'da harmonik bileşenlere sahip hat akımlarından harmonik bileşenlerin elde edilmesi gösterilmektedir. Hat akımları gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrildiğinde, i_{yd} ve i_{yq} hem DA hem de AA bileşenlere sahiptir. YGF kullanılarak harmonik akımlara karşılık gelen i_{yd} ve i_{yq} 'nin AA bileşenleri elde edilmektedir (\tilde{i}_{yd} ve \tilde{i}_{yq}). \tilde{i}_{yd} ve \tilde{i}_{yq} akımları Şekil 2.23 ve Şekil 2.24'te görülen 6 ve 6'nın katları harmonik derecesine sahip akımlardır. Denklem 2.22 kullanılarak \tilde{i}_{yd} ve \tilde{i}_{yq} tekrar üç fazlı sisteme çevrildiğinde, hat akımlarının harmonik bileşenleri elde edilmektedir. Şekil 2.30'da, hat akımı harmonik bileşeni görülmektedir.

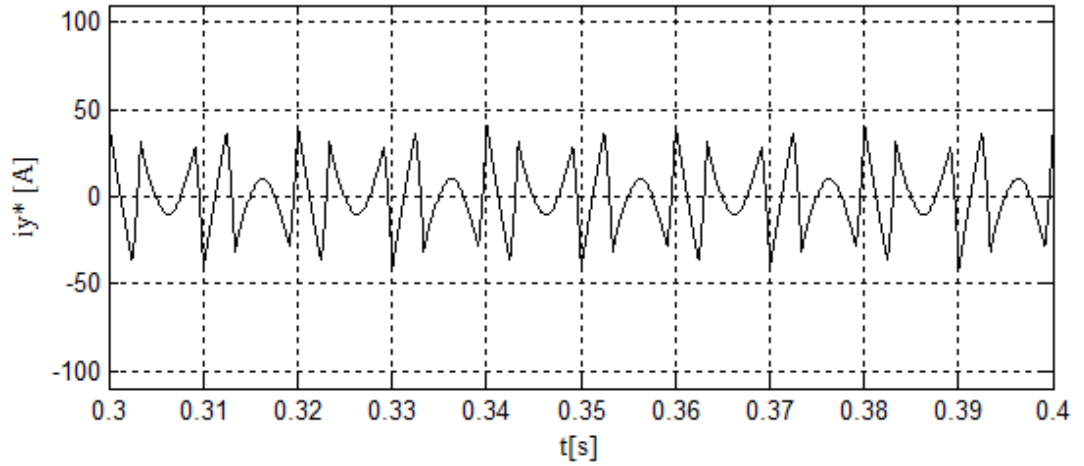


Şekil 2.28: Senkron referans yapı kullanılarak elde edilen aktif ve reaktif bileşenlere sahip hat akımı.



Şekil 2.29: Senkron referans yapı kullanılarak hat akımlarının harmonik bileşenlerinin elde edilmesi.

$$\begin{bmatrix} i_{ya}^* \\ i_{yb}^* \\ i_{yc}^* \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{yd} \\ \tilde{i}_{yq} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

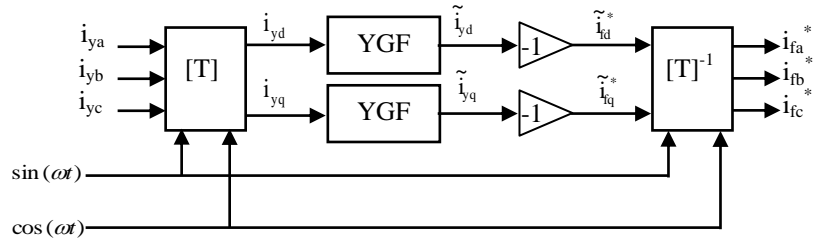


Şekil 2.30: Senkron referans yapı kullanılarak elde edilen hat harmonik bileşenleri.

2.2.2. Paralel aktif güç filtresinin senkron referans yapı ile kontrolü

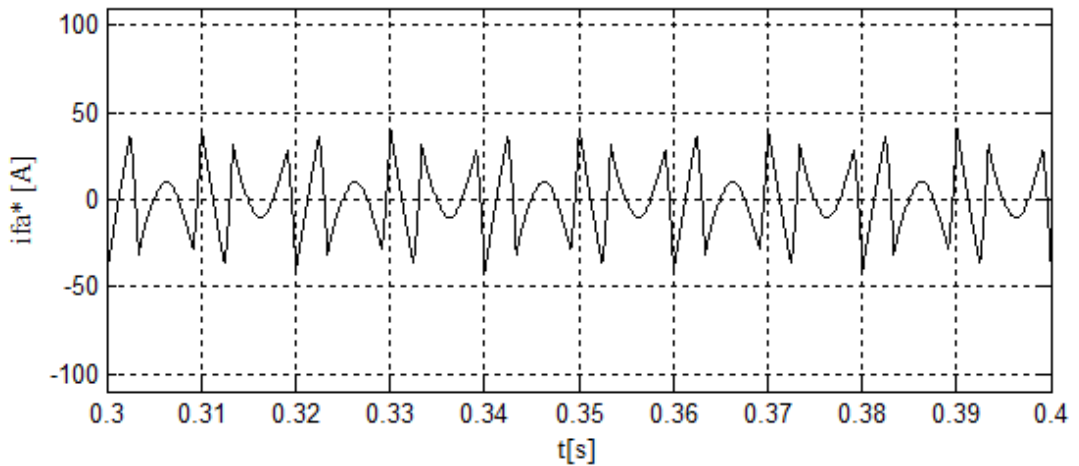
Şekil 2.25, Şekil 2.27 ve Şekil 2.29'de gerilimle senkron dönen referans yapı kullanılarak hat akımlarının çeşitli bileşenlerinin elde edilmesi görülmektedir. Anlık reaktif güç teorisi bölümünde paralel aktif güç filtresi kullanılarak sadece harmonik akım kompanzasyonu, sadece reaktif güç kompanzasyonu veya hem harmonik akım hem de reaktif güç kompanzasyonu yapıldığından bahsedilmişti. Aynı şekilde gerilimle senkron dönen referans yapı kullanılarak da yukarıda sayılan işlemler yapılabilir.

Sadece harmonik akım kompanzasyonu yapılacaksa \tilde{i}_{yd} ve \tilde{i}_{yq} akımlarının tersi alınarak güç devresinin takip etmesi gereken referans akımlar hesaplanır. Şekil 2.31’de harmonik akım kompanzasyonu için referans filtre akımlarının elde edilmesi görülmektedir. Denklem 2.23, dq eksenindeki referans filtre akımlarından üç fazlı referans filtre akımların elde edilmesini vermektedir. Tablo 2.1’de değerleri verilen tristörlü doğrultucu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımı Şekil 2.32’de görülmektedir.



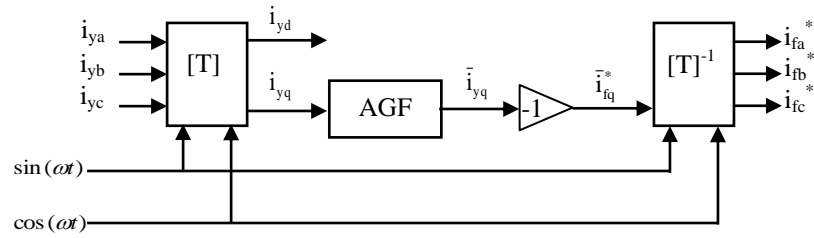
Şekil 2.31: Harmonik akım kompanzasyonu için senkron referans yapıda referans filtre akımlarının hesaplanması.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{fd}^* \\ \tilde{i}_{fq}^* \end{bmatrix} \quad (2.23)$$



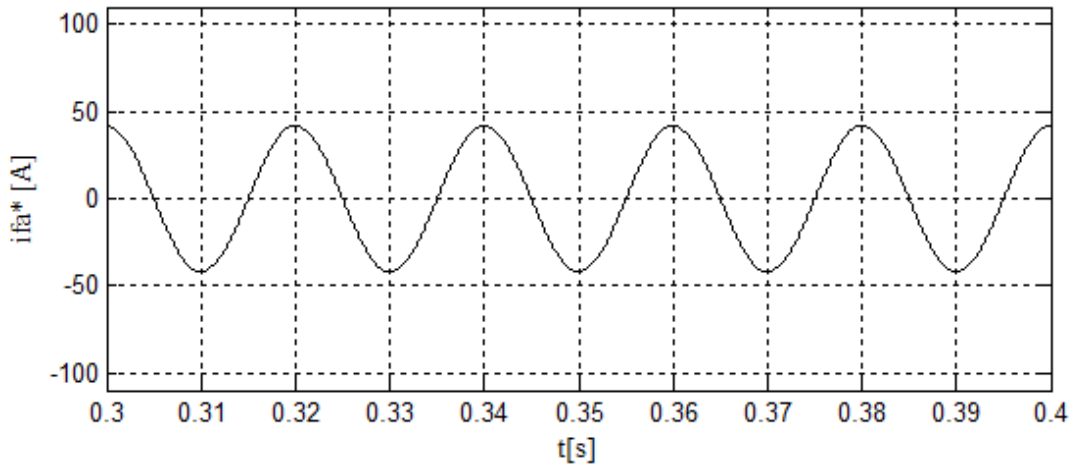
Şekil 2.32: Harmonik akım kompanzasyonu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımı.

Sadece reaktif akım (reaktif güç) kompanzasyonu yapılacaksa, “q” ekseninin DA bileşeninin (\bar{i}_{yq}) tersi alınarak referans akımlar hesaplanır. Şekil 2.33’te, reaktif akım kompanzasyonu için referans filtre akımlarının elde edilmesi görülmektedir. Denklem 2.24, dq eksenindeki referans filtre akımlarından üç fazlı referans filtre akımların elde edilmesini vermektedir. Tablo 2.1’de değerleri verilen tristörlü doğrultucu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımı Şekil 2.34’te görülmektedir.



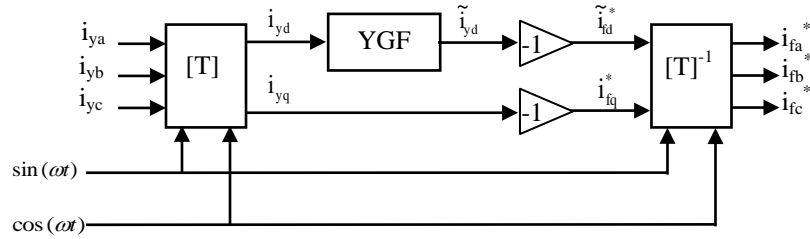
Şekil 2.33: Reaktif akım kompanzasyonu için senkron referans yapıda referans filtre akımlarının hesaplanması.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{i}_{fq}^* \end{bmatrix} \quad (2.24)$$



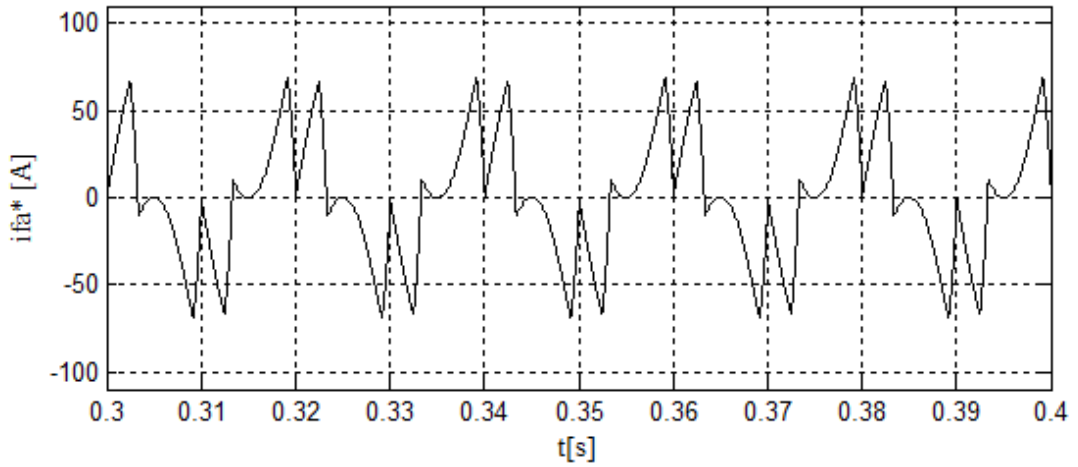
Şekil 2.34: Reaktif akım kompanzasyonu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımları.

Hem reaktif akım hem de harmonik akım kompanzasyonu yapılacaksa, “d” eksenini akımının DA bileşeninin tersi ve “q” ekseninin akımının tersi alınarak referans akımlar hesaplanır. Şekil 2.35’te harmonik ve reaktif akım kompanzasyonu için referans filtre akımlarının elde edilmesi görülmektedir. Denklem 2.25, dq eksenindeki referans filtre akımlarından üç fazlı referans filtre akımların elde edilmesini vermektedir. Tablo 2.1’de değerleri verilen tristörlü doğrultucu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımı Şekil 2.36’da görülmektedir. Tablo 2.3’te yapılacak olan kompanzasyon tipine göre gerekli olan akım bileşenleri verilmiştir.



Şekil 2.35: Harmonik ve reaktif akım kompanzasyonu için senkron referans yapıda referans filtre akımlarının hesaplanması.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{fd}^* \\ i_{fq}^* \end{bmatrix} \quad (2.25)$$



Şekil 2.36: Harmonik ve reaktif akım kompanzasyonu için senkron referans yapı kullanılarak elde edilen referans filtre akımları.

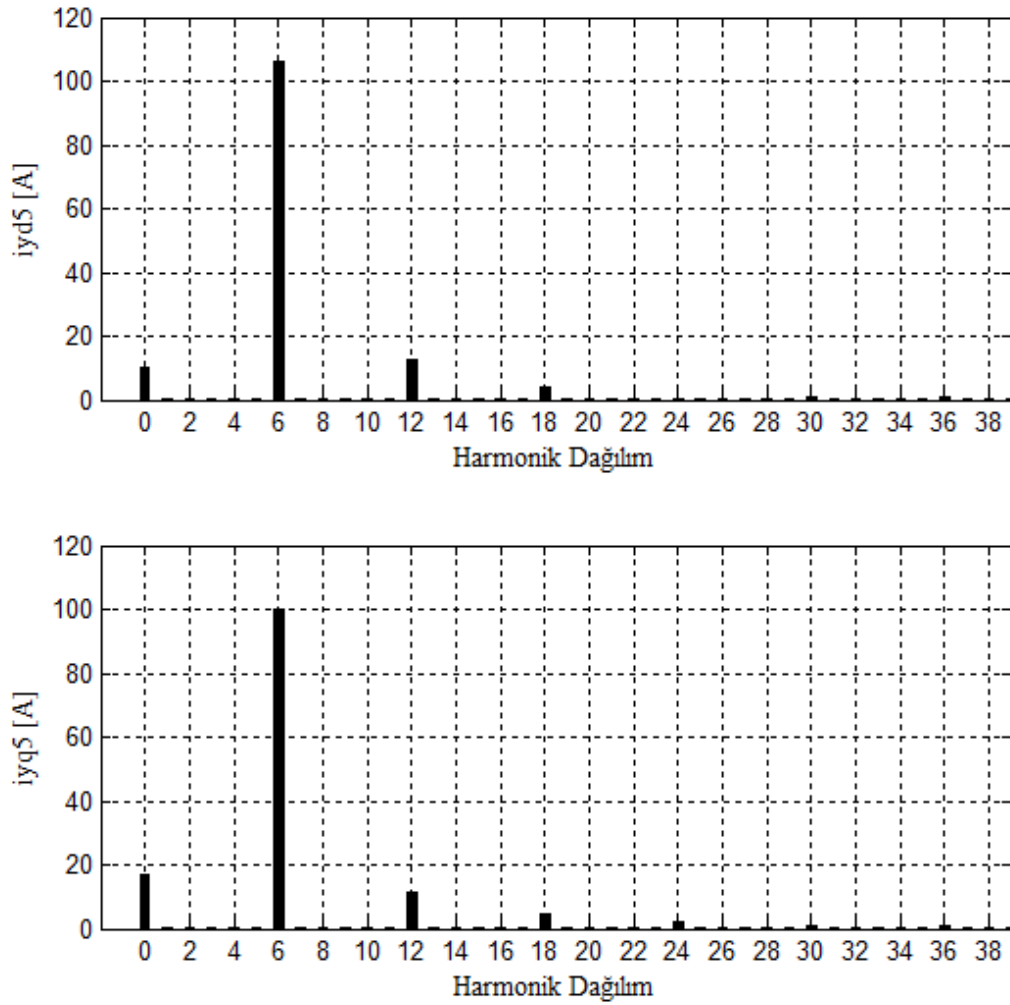
Tablo 2.3: Senkron referans yapı kullanılarak yapılacak olan kompanzasyon tipine göre gerekli akım bileşenleri.

Kompanzasyon Tipi	Gerekli Akım Bileşenleri
Harmonik Akım	$\tilde{i}_{yd}, \tilde{i}_{yq}$
Reaktif Güç	i_{yq}
Harmonik Akım + Reaktif Güç	\tilde{i}_{yd}, i_{yq}

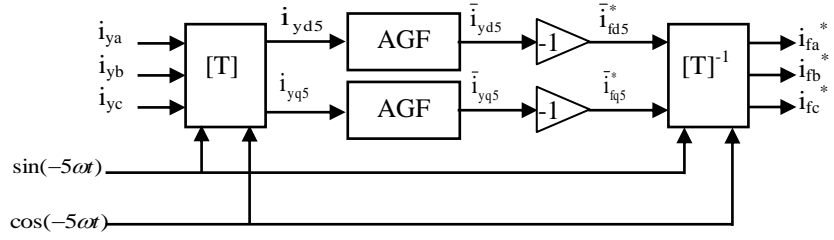
2.3. Senkron Referans Yapı Tabanlı PAGF Kontrolünde Seçili Harmoniklerin Yok Edilmesi

Paralel aktif güç filtrelerinde, senkron referans yapı tabanlı kontrol kullanılarak sadece belirli harmonik akımlar da yok edilebilir (örneğin sadece 5. veya 7. harmonik gibi). Şekil 2.23'te görüldüğü gibi akım, gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrildikten sonra dq ekseninde harmonik bileşenlerine ayrılırsa, akımın temel bileşeni DA olarak görülmektedir. Akım, gerilimle senkron dönen referans yapı yerine 5. harmoniğine karşılık gelen frekansta döndürüldüğünde, akımın 5. harmoniği senkron referans yapıda DA olarak görülmektedir. Şekil 2.37'de 5. harmonik frekansta dönen senkron referans yapıda akımın "d" ve "q" eksen bileşenleri görülmektedir. Senkron referans yapının dönüş hızı ve yönüne bağlı olarak bütün harmonik bileşenler kaymaktadır. Örneğin, 5. harmonik negatif sıralı harmonik olduğu için, senkron referans yapı, gerilimle senkron dönen referans yapıya göre ters yönde ve 5 kat daha hızlı döndürülürse, Şekil 2.37'de görüldüğü gibi akımın temel bileşeni 6. harmonik olarak görülmektedir. Negatif sıralı olan 11. harmonik de bu senkron referans yapıda Şekil 2.37'de görüldüğü gibi 6. harmonik olarak görülmektedir. Dolayısıyla Şekil 2.37'de 6. harmonik olarak görülen akım, 3 fazlı a-b-c sisteminde hem akımın temel bileşenine hem de 11. harmoniğe karşılık gelmektedir. Pozitif sıralı harmonik olan 7. harmonik de 12. harmonik olarak görülmektedir. Yani Şekil 2.37'ye göre pozitif sıralı harmonikler 5 sıra sağa kaymakta, negatif sıralı harmonikler ise 5 sıra sola kaymaktadır.

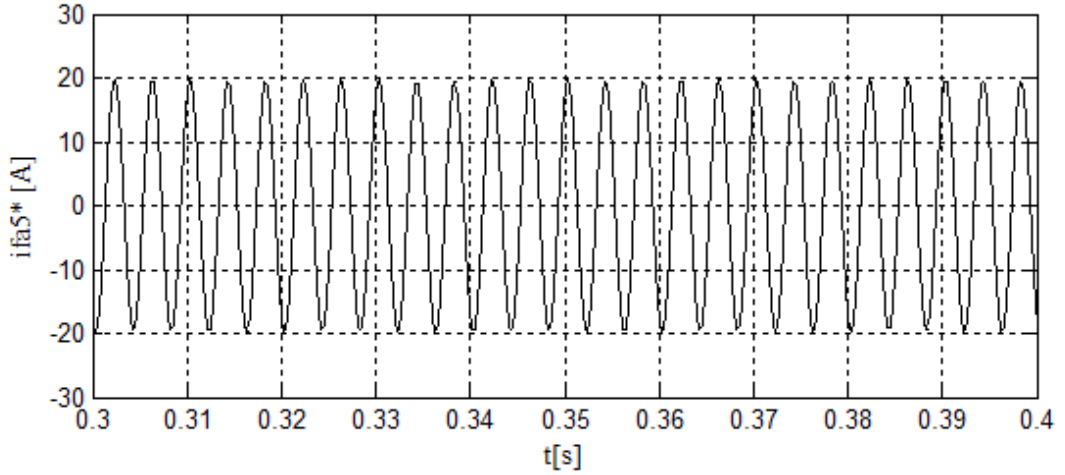
Akım, 5. harmoniğe karşılık gelen frekans ile dönen senkron referans yapıya çevrildikten sonra, alçak geçiren filtre kullanılarak i_{yd5} ve i_{yq5} akımlarından 5. harmoniğe karşılık gelen \bar{i}_{yd5} ve \bar{i}_{yq5} akımları elde edilmektedir. Şekil 2.38’de 5. harmoniği yok etmek için referans filtre akımlarının hesaplanması görülmektedir. Paralel aktif güç filtresinin güç devresi bu akımların tersini üretip sisteme verdiğiğinde 5. harmonik yok edilmiş olur. Şekil 2.39’da paralel aktif güç filtresinin üretmesi gereken referans filtre akımı görülmektedir.



Şekil 2.37: 5. harmonik frekansta dönen senkron referans yapıda hat akımının “d” ve “q” eksenleri.

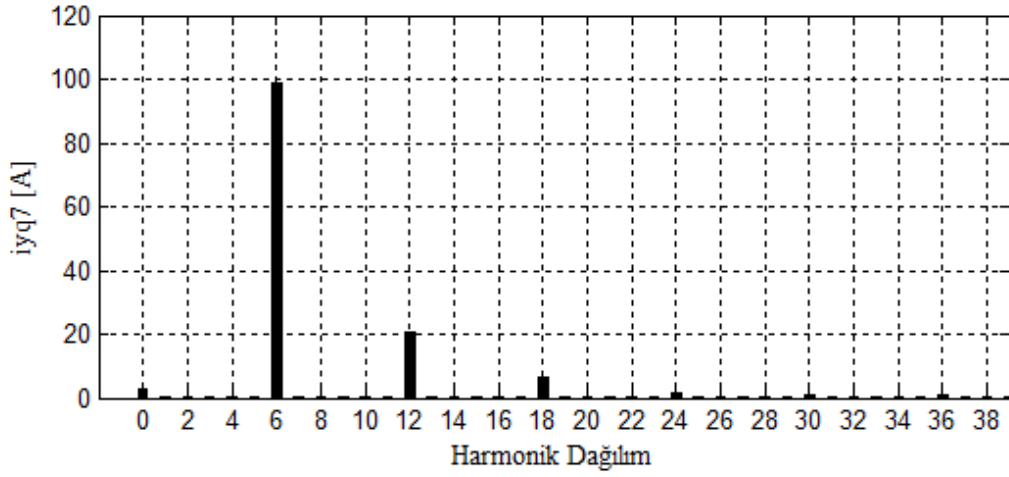
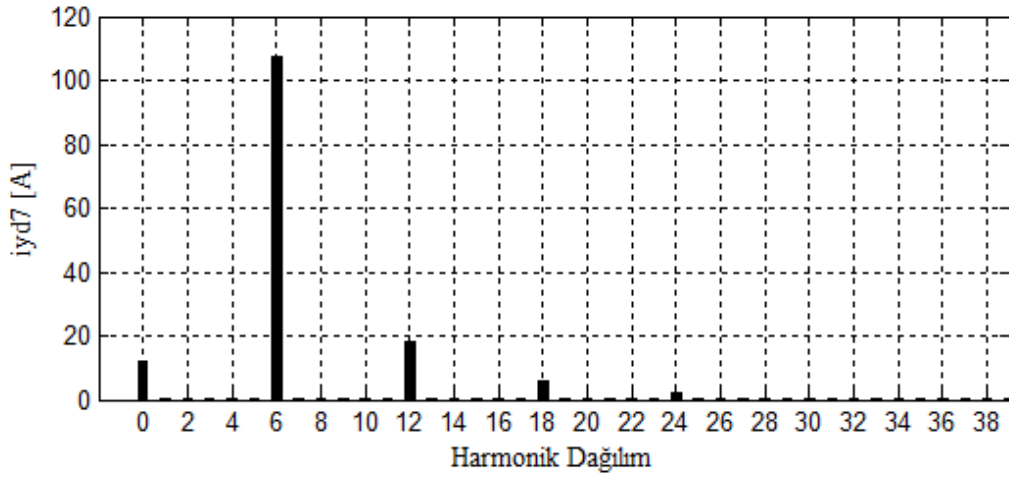


Şekil 2.38: 5. harmoniği yok etmek için referans filtre akımlarının hesaplanması.

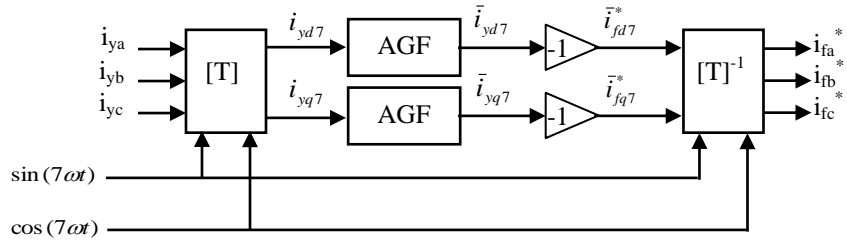


Şekil 2.39: 5. harmoniği yok etmek için hesaplanan referans filtre akımı.

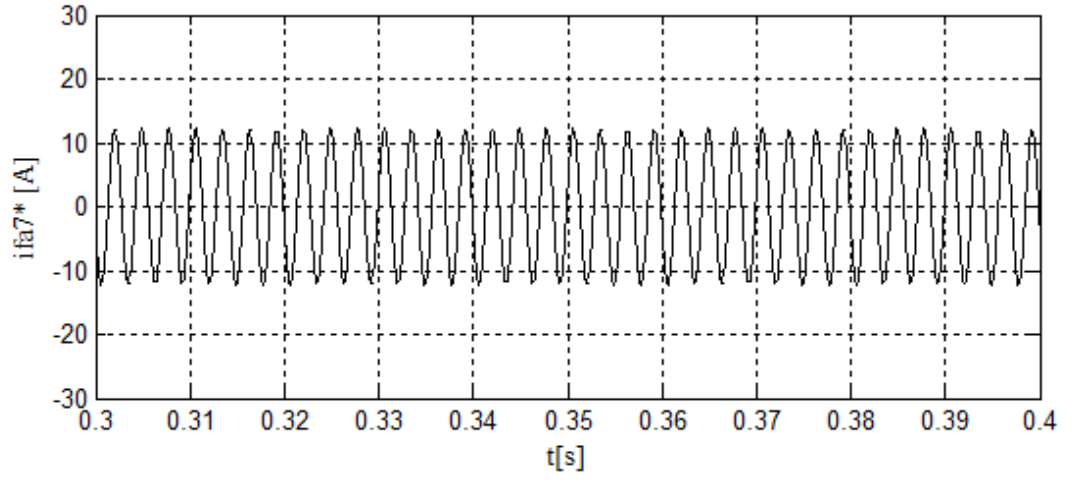
Sadece 7. harmonik yok edilmek istendiğinde de senkron referans yapı, 7. harmonik pozitif sıralı olduğu için gerilimle senkron dönen referans yapı ile aynı yönde ve 7 kat daha hızlı döndürülmektedir. Bu durumda, Şekil 2.40'ta görüldüğü gibi akımın 7. harmoniği DA bileşen olarak görülmektedir. Akım, 7. harmoniğe karşılık gelen frekansta dönen senkron referans yapıya çevrildikten sonra, alçak geçiren filtre kullanılarak i_{yd7} ve i_{yq7} akımlarından 7. harmoniğe karşılık gelen \bar{i}_{yd7} ve \bar{i}_{yq7} akımları elde edilir. Şekil 2.41'de 7. harmoniği yok etmek için referans filtre akımlarının hesaplanması görülmektedir. Paralel aktif güç filtresinin güç devresi bu akımların tersini üretip sisteme verdiğinde 7. harmonik yok edilmiş olur. Şekil 2.42'de paralel aktif güç filtresinin üretmesi gereken referans filtre akımı görülmektedir.



Şekil 2.40: 7. harmonik frekansta dönen senkron referans yapıda hat akımının “d” ve “q” eksenleri.



Şekil 2.41: 7. harmoniği yok etmek için referans filtre akımlarının hesaplanması.

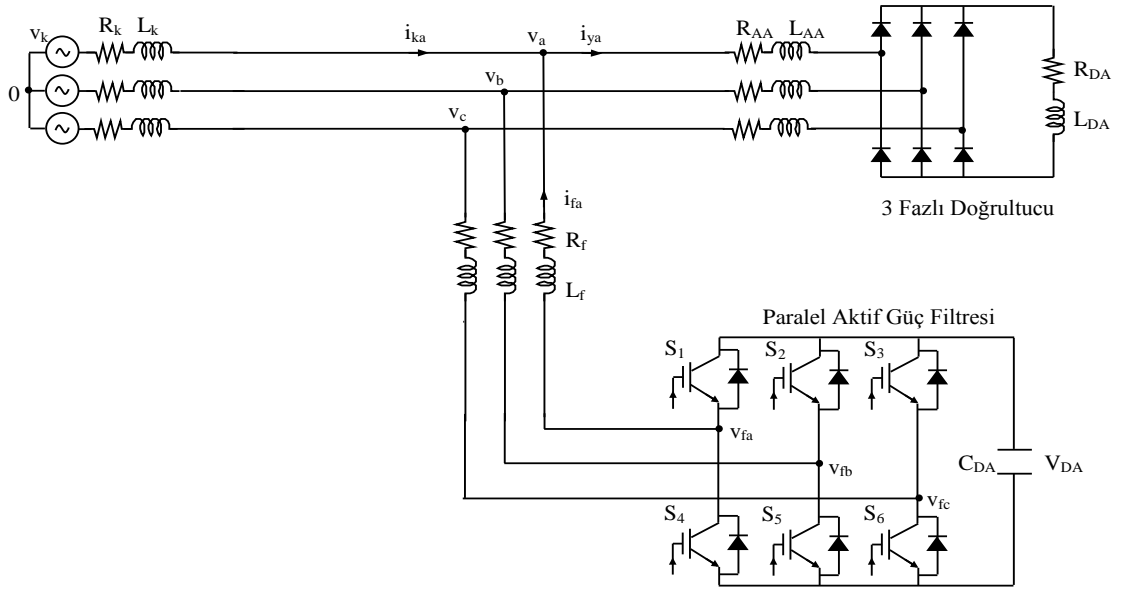


Şekil 2.42: 7. harmoniği yok etmek için hesaplanan referans filtre akımı.

3. PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRELERİ

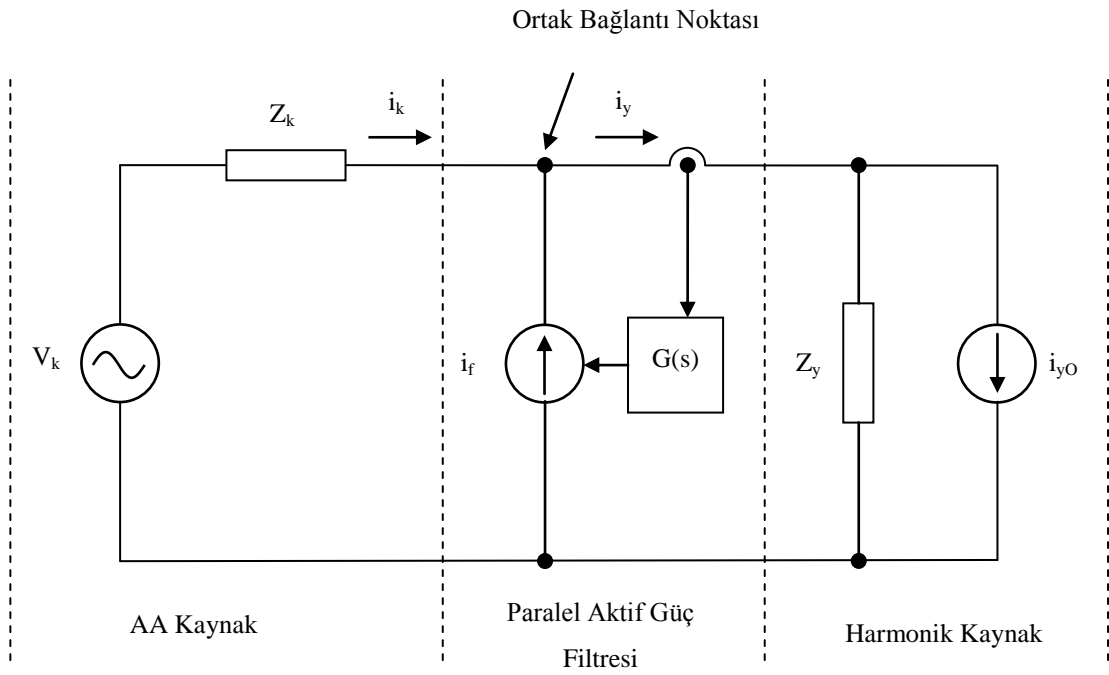
Paralel aktif güç filtresi, doğrusal olmayan yükün (doğrultucu vb.) kaynaktan çektiği sinüsoidal olmayan akımın dalga şeklini sinüse benzetmek ve gerilimle aynı faza getirmek için, yükün çektiği harmonik akımlara ters fazda ve eşit büyüklükte harmonik akımlar üreten güç elektroniği bileşenleri içeren bir cihazdır.

Şekil 3.1’de paralel aktif güç filtresinin genel şekli görülmektedir. Bu şekle göre anahtarlama sinyallerini üretebilmek için diyotlu doğrultucu hat akımları ve kaynak gerilimleri ölçülmekte, önceki bölümde anlatılan kontrol algoritmalarından biri kullanılarak paralel aktif güç filtresinin üretmesi gereken referans sinyaller elde edilmektedir. Paralel aktif güç filtresinin güç devresinin bu sinyalleri üretebilmesi için, referans sinyaller ile güç devresinin çıkışındaki sinyaller karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri elde edilmektedir.



Şekil 3.1: Paralel aktif güç filtresi genel şekli.

Harmonik akım kaynağı tipi yüklerin kompanzasyonunu yapan paralel aktif güç filtresinin eşdeğer devresi Şekil 3.2’de görülmektedir. Harmonik akım kaynağı tipi yükler Norton eşdeğeri olarak gösterilirler. Z_k şebeke empedansı, I_{Y0} harmonik akım kaynağı ve Z_y yük tarafı eşdeğer empedansına karşılık gelmektedir. Bu eşdeğer empedans pasif filtreleri ve güç katsayısını düzeltmek için kullanılan kondansatörleri de içermektedir. $G(s)$, paralel aktif güç filtresinin ölçüm katını ve kontrol katındaki gecikmeleri içeren eşdeğer transfer fonksiyondur. $G(s)$, temel frekanslarda $|G(s)|_f=0$ ve harmonik frekanslarda $|G(s)|_h \approx 1$ değerini alan çentik (notch) filtre karakteristiğine sahiptir [4].



Şekil 3.2: Harmonik akım kaynağı tipi yüklerde kullanılan paralel aktif güç filtresinin eşdeğer devresi.

Paralel aktif güç filtresi, kaynaktan çekilen akımın sinüsoidal olmasını sağlamak için kontrol edilmektedir. Bu işlem, paralel aktif güç filtresinin yük akım harmoniklerine eşit büyüklükte ve ters fazda harmonik akımlar üreten bir harmonik akım kaynağı olarak kontrol edilmesiyle sağlanır. Bu durumda Şekil 3.2’den aşağıdaki ifade çıkartılabilir [4]:

$$i_f = G(s)i_y \quad (3.1)$$

Kaynak akımı aşağıdaki gibi yazılır:

$$i_k = \frac{Z_y}{Z_k + \frac{Z_y}{1-G(s)}} i_{yO} + \frac{V_k}{Z_k + \frac{Z_y}{1-G(s)}} \quad (3.2)$$

Toplam yük akımı i_y ;

$$i_y = \frac{\frac{Z_y}{1-G(s)}}{Z_k + \frac{Z_y}{1-G(s)}} i_{yO} + \frac{1}{1-G(s)} \frac{V(s)}{Z_k + \frac{Z_y}{1-G(s)}} \quad (3.3)$$

şeklinde yazılır.

Denklem 3.4'te görüldüğü gibi harmonik frekanslarda $\left| \frac{Z_y}{1-G(s)} \right|$ ifadesi $|Z_k|$ 'den çok büyüktür.

$$\left| \frac{Z_y}{1-G(s)} \right|_h \gg |Z_k|_h \quad (3.4)$$

Denklem 3.4'teki şart sağlandığında Denklem 3.1, Denklem 3.2 ve Denklem 3.3 aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir:

$$i_f \approx i_{yh} \quad (3.5)$$

$$i_{kh} \approx (1-G(s))i_{yOh} + (1-G(s))\frac{V_{kh}}{Z_y} \approx 0 \quad (3.6)$$

$$i_{yh} \approx i_{yOh} + \frac{V_{kh}}{Z_y} \quad (3.7)$$

Denklem 3.6, Denklem 3.4'teki şart sağlandığında kaynak akımının sinüsoidal olduğunu gösterir. Denklem 3.4'teki şart, Z_y 'nin büyük olması ve $|1-G(s)| \ll 1$ 'dir. Bu durumda aktif güç filtresi sadece Denklem 3.5'te verilen yük harmonik akımlarını üretir. Denklem 3.4, paralel aktif güç filtresinden enjekte edilen harmonik akımın yüke doğru akmadığını da gösterir [4]. Denklem 3.4'ten şu sonuçlar çıkartılabilir;

- Harmonik akım kaynağı tipi yüklerin, harmonik kompanzasyonunun yapılması için paralel aktif güç filtresinin çalışma koşulunu verir.
- Paralel aktif güç filtresinin performansı, aktif güç filtresi tasarımı tarafından belirlenen $G(s)$ 'ye ek olarak Z_k ve Z_y sistem parametrelerine bağlıdır.
- Aktif güç filtresinin harmonik kompanzasyon karakteristiğinin, Z_y küçük olduğu durumlarda Z_k 'ye bağlı olduğunu gösterir.

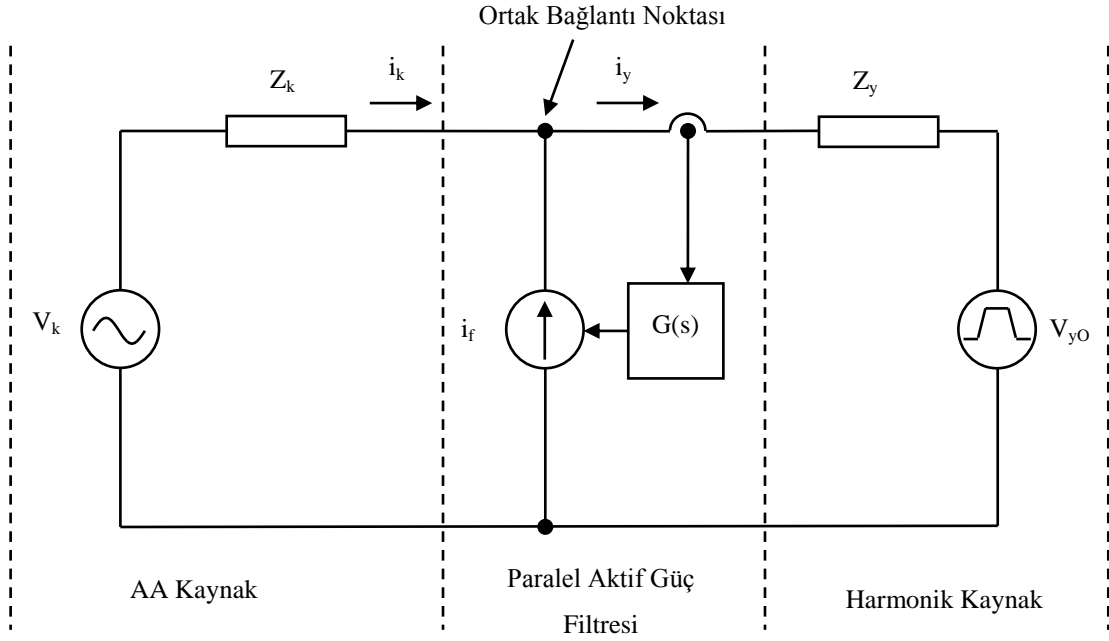
$|Z_y| \gg Z_k$ olan harmonik kaynaklarda Denklem 3.2 ve Denklem 3.4 aşağıdaki gibi yazılır,

$$\frac{i_k}{i_{y0}} = 1 - G(s) \quad (3.8)$$

$$|1 - G(s)|_h \ll 1 \quad (3.9)$$

Denklem 3.8 genel olarak harmonik akım kaynağı tipi yüklerde, aktif güç filtresinin kompanzasyon karakteristiğinin kaynak empedansı Z_k 'den etkilenmediğini göstermektedir. Denklem 3.9, aktif güç filtresi harmonik akım kaynağı üretici olarak kontrol edilirse, kompanzasyon performansının kaynak gerilim bozulmaları ve güç sisteminde var olan diğer harmonik yüklerden etkilenmediğini gösterir [4]. Eğer tristörlü doğrultucunun girişine paralel pasif filtre veya güç katsayısını düzeltmek için kondansatör bağlanırsa harmonik frekanslarda Z_y küçülür. Bu durumda aktif güç filtresinin kompanzasyon karakteristiği kaynak empedansından etkilenir ve Denklem 3.4'teki $|Z_y| \gg Z_k$ şartı sağlanamaz [4].

Şekil 3.3, harmonik gerilim kaynağı tipi yükü kompanze eden paralel aktif güç filtresinin temel prensibini göstermektedir. Harmonik gerilim kaynağı tipi yükler Thevenin eşdeğeri olarak gösterilirler. V_{y0} harmonik gerilim kaynağına, Z_y ise yük empedansına karşılık gelmektedir [4].



Şekil 3.3: Harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerde kullanılan paralel aktif güç filtresinin eşdeğer devresi.

Paralel aktif güç filtresi, yük harmonik akımlarına eşit büyüklükte ve ters fazda harmonik akımlar üreten harmonik akım kaynağı üretici olarak kontrol edilir. Bu durumda Şekil 3.3'ten aşağıdaki ifadeler çıkartılabilir [4]:

$$i_f = G(s)i_y \quad (3.10)$$

$$i_k = \frac{V_k - V_y}{Z_k + \frac{Z_y}{1 - G(s)}} \quad (3.11)$$

$$i_y = \frac{Z_y}{1 - G(s)} \frac{V_k - V_y}{Z_k + \frac{Z_y}{1 - G(s)}} \quad (3.12)$$

Kaynak akımı aşağıdaki koşulda sinüsoidal olur [4]:

$$\left| Z_k + \frac{Z_y}{1 - G(s)} \right|_h \gg 1 pu \quad (3.13)$$

Denklem 3.13'teki koşula göre Denklem 3.10, Denklem 3.11 ve Denklem 3.12 aşağıdaki gibi yazılabilir:

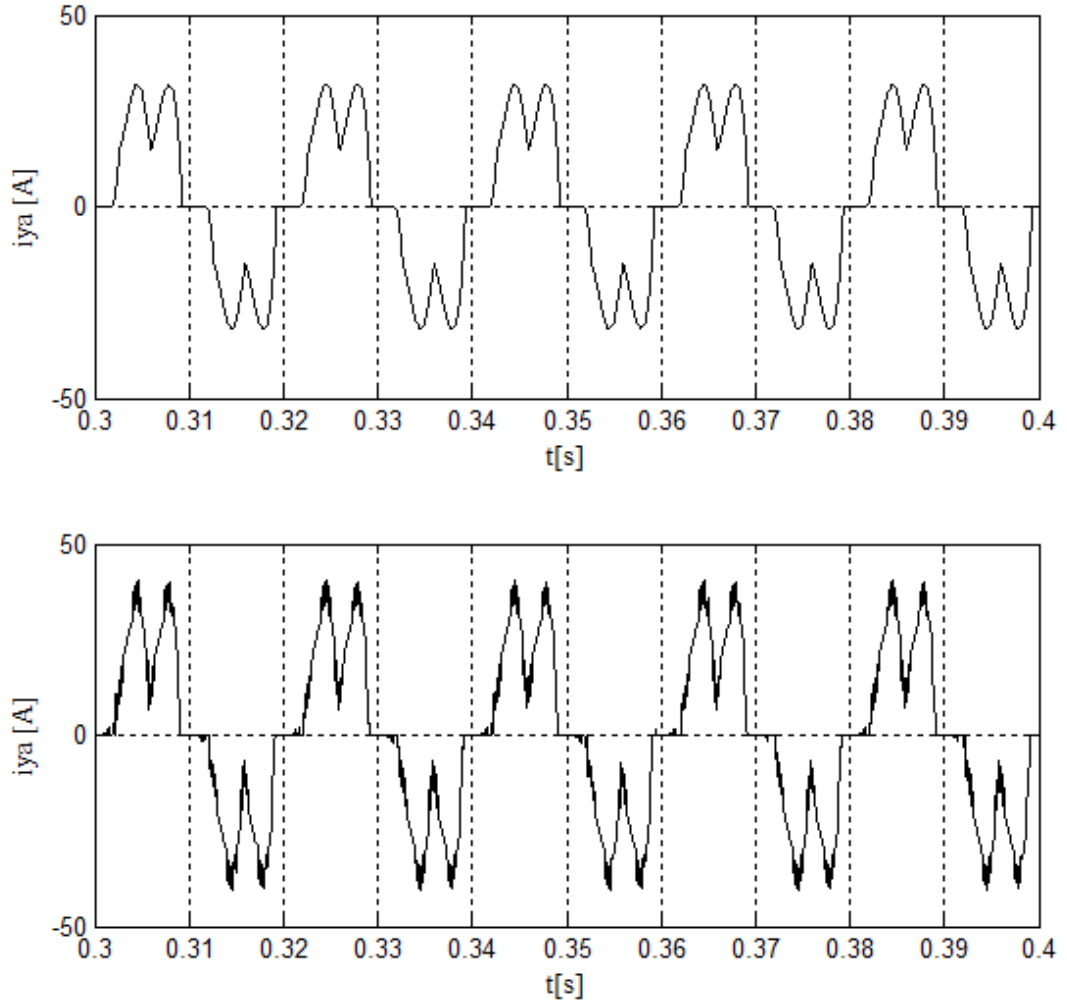
$$i_f \approx i_{yh} \quad (3.14)$$

$$i_{kh} \approx 0 \quad (3.15)$$

$$i_{yh} \approx \frac{V_{kh} - V_{yh}}{Z_y} \quad (3.16)$$

Denklem 3.13, paralel aktif güç filtresinin harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerin harmonik kompanzasyonunu yapması için gerekli olan koşulu verir. Bu koşula göre Z_y 'nin büyük olması ve $|1 - G(s)|_h \ll 1$ olması gerekir. Denklem 3.13, ayrıca aktif güç filtresi performansının aktif güç filtresi tasarımı tarafından belirlenen $G(s)$ 'nin yanı sıra, Z_k ve Z_y sistem parametreleri tarafından da belirlendiğini gösterir [4].

Harmonik üreten yük kapasitif olduğunda paralel aktif güç filtresinin Denklem 3.13'ü sağlaması zordur. Çünkü kapasitif yük çok küçük iç empedansa (Z_y) sahiptir. DA barada kondansatör bulunan diyotlu doğrultucu, kapasitif harmonik üreten yüke örnek olarak verilebilir. Böyle yüklerde $Z_y \approx 0$ dır. Denklem 3.13'e göre, paralel aktif güç filtresinden enjekte edilen harmonik akımların yüke doğru akmaması için, paralel aktif güç filtresi bağlantı uçlarından görülen kaynak empedansının yük empedansından kesinlikle daha büyük olması gereklidir [4]. Şekil 3.4'te, DA barada kondansatöre sahip üç fazlı diyotlu doğrultucu sistemine paralel aktif güç filtresi bağlı değilken ve bağlı iken üç fazlı diyotlu doğrultucunun çektiği hat akımı görülmektedir.



Şekil 3.4: Paralel aktif güç filtresi bağlı değil iken ve paralel aktif güç filtresi bağlı iken yükün çektiği akım.

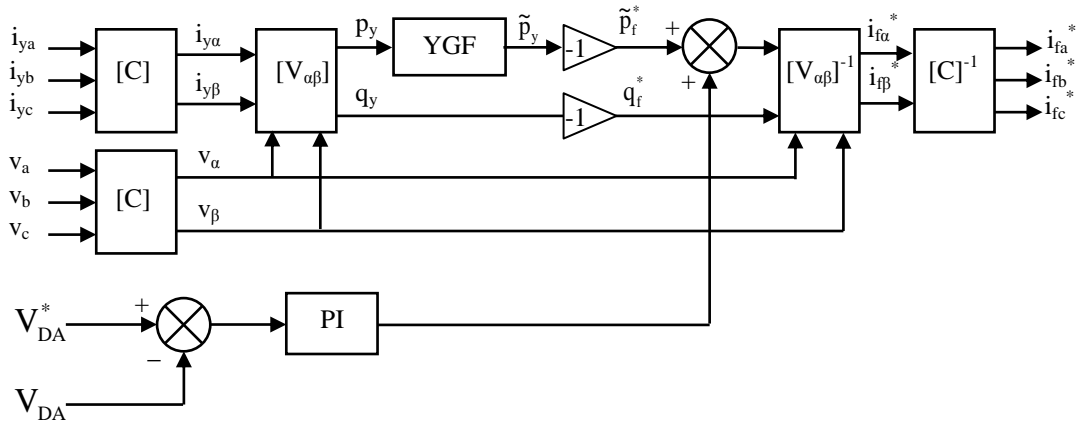
Yapılan simülasyon sonucunda paralel aktif güç filtresi sisteme bağlı değil iken üç fazlı diyotlu doğrultucu hat akımının THD miktarı %34 iken, paralel aktif güç filtresi sisteme bağlandığında ise üç fazlı diyotlu doğrultucu hat akımının THD miktarı %41'e yükselmiştir. Dolayısıyla üç fazlı diyotlu doğrultucu hat akımının THD miktarı arttığı için paralel aktif güç filtresinin güç oranı (VA) da artmaktadır [4].

3.1 Paralel Aktif Güç Filtresinin Kontrol Algoritması

Paralel aktif güç filtresinin kontrol algoritmasının iki temel görevi vardır. Birincisi, tristörlü/diyotlu doğrultucu hat akımı ve kaynak gerilimlerini kullanarak harmonik akımları belirlemek ve bu akımlara ters fazda ve eşit büyüklükte akımlar üretmektir. İkincisi de güç devresindeki V_{DA} gerilimini sabit tutmaktır.

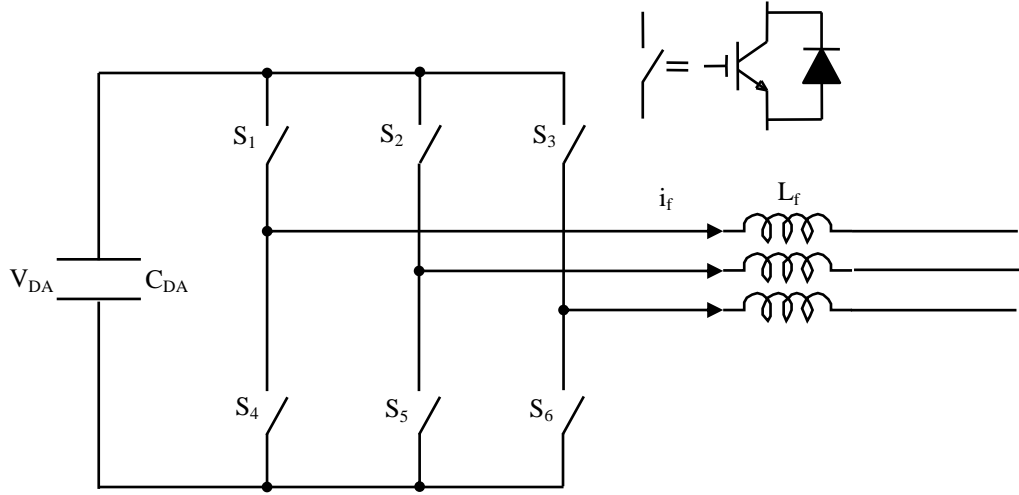
Şekil 3.5 ve Şekil 3.6’da sırası ile anlık reaktif güç teorisi ve senkron referans yapı kullanılarak referans akımların elde edilmesi görülmektedir. Şekil 3.5’te anlık reaktif güç teorisi kullanılmaktadır. Dolayısıyla tristörlü/diyotlu doğrultucu hat akımı ve kaynak gerilimleri ölçüldükten sonra anlık güçler elde edilmektedir (p_y ve q_y). Harmonik güç ve reaktif güç kompanzasyonu yapılacağı için anlık gerçek gücün AA bileşeni (\tilde{p}_y) ve anlık sanal güç (q_y) kullanılarak hat akımı harmonik bileşenleri belirlenir. Bu akımların tersi sisteme verildiğinde kaynaktan çekilen akım sinüsoidal olur.

V_{DA} gerilimini sabit tutmak için ölçülen V_{DA} gerilimi ile referans V_{DA}^* gerilimi arasındaki fark PI kontrolörden geçirilir. PI kontrolörün çıkışı paralel aktif güç filtresinin güç devresinin kayıplarına karşılık gelmektedir. Bu yüzden aktif güçlere eklenmiştir. Anlık reaktif gücün ve aktif güç AA bileşeninin tersi ile PI çıkışındaki güçler kullanılarak referans filtre akımları elde edilmektedir. Bu akımlar sisteme verildiğinde hem harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu yapılmakta hem de V_{DA} gerilimi sabit tutulmaktadır.



Şekil 3.5: Anlık reaktif güç teorisi tabanlı paralel aktif güç filtresi kontrolü.

Senkron referans yapı tabanlı akım kontrol çevrimi Şekil 3.6’da görülmektedir. Bu şekle göre tristörlü/diyotlu doğrultucu hat akımı ve kaynak gerilimleri ölçülmekte ve kaynak gerilimlerinden PLL kullanılarak $\sin(\omega t)$ ve $\cos(\omega t)$ elde edilmektedir. Tristörlü/diyotlu doğrultucu hat akımları senkron referans yapıya çevrildikten sonra harmonik akım ve reaktif akım kompanzasyonu yapılacağı için akımın “d” eksenini bileşeni i_{yd} , YGF’den geçirilerek “d” ekseninde harmoniklere karşılık gelen \tilde{i}_{yd}



Şekil 3.7: Paralel aktif güç filtresi güç devresi.

Güç devresinde kullanılan AA tarafındaki bobinin, DA tarafındaki kondansatörün değeri ve DA tarafındaki gerilimin büyüklüğü, güç devresinin ve dolayısıyla paralel aktif güç filtresinin performansını etkilemektedir.

3.2.1. Paralel aktif güç filtrelerinde kullanılan gerilim kaynağı tipi PWM eviricinin matematiksel modeli

Üç fazlı bir evirici ve DA tarafında bir kondansatörden oluşan paralel aktif güç filtresi Şekil 3.1’de görülmektedir. Güç devresinin matematiksel modeli çıkartılırken şu kabuller yapılmaktadır. Kaynak gerilimleri dengeli ve harmoniksizdir. Aktif güç filtresinin girişindeki bobinlerin endüktansları ve iç dirençleri birbirine eşittir. Eviricide kullanılan anahtarlar (IGBT) kayıpsızdır ve bu anahtarların yükselme ve düşme zamanları dikkate alınmamaktadır. Eviricinin anahtarlama frekansı yeterince yüksektir, dolayısıyla akımda kesilme olmayacağı için sürekli çalışma modlu ortalama model kullanılmaktadır. Devredeki bobin ve kondansatörlerin başlangıç değerleri sıfırdır.

Şekil 3.1’de görüldüğü gibi v_a , v_b ve v_c paralel aktif güç filtresi uç gerilimleri; v_{fa} , v_{fb} ve v_{fc} evirici giriş gerilimleri; i_{fa} , i_{fb} ve i_{fc} filtre akımlarıdır. Paralel aktif güç filtresi uç gerilimlerine göre aşağıdaki diferansiyel denklemler elde edilir.

$$\begin{aligned}
v_a &= L_f \frac{d}{dt} i_{fa} + R_f i_{fa} + v_{fa} \\
v_b &= L_f \frac{d}{dt} i_{fb} + R_f i_{fb} + v_{fb} \\
v_c &= L_f \frac{d}{dt} i_{fc} + R_f i_{fc} + v_{fc}
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Eviricinin giriş ve çıkış tarafındaki güçler birbirine eşit olduğu için aşağıdaki ifade yazılır:

$$v_{fa} i_{fa} + v_{fb} i_{fb} + v_{fc} i_{fc} = v_{DA} i_{DA} \tag{3.18}$$

Eviricinin DA tarafındaki akım aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$i_{DA} = C_{DA} \frac{d}{dt} v_{DA} \tag{3.19}$$

f_a , f_b ve f_c anahtarlama fonksiyonları olmak üzere evirici giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
v_{fa} &= f_a v_{DA} \\
v_{fb} &= f_b v_{DA} \\
v_{fc} &= f_c v_{DA}
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Denklem 3.19 ve Denklem 3.20 Denklem 3.18’de yerine konduğunda, filtre akımları ile kondansatör gerilimi arasındaki ifade elde edilir.

$$C_{DA} \frac{d}{dt} v_{DA} = f_a i_{fa} + f_b i_{fb} + f_c i_{fc} \tag{3.21}$$

Denklem 3.17 ve Denklem 3.21 gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrildiğinde sistemin durum denklemleri şu şekilde yazılır:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} i_{fd} &= -\frac{R}{L_f} i_{fd} + \omega i_{fq} - \frac{1}{L_f} f_d v_{da} + \frac{1}{L_f} v_d \\
\frac{d}{dt} i_{fq} &= -\frac{R}{L_f} i_{fq} - \omega i_{fd} - \frac{1}{L_f} f_q v_{da} + \frac{1}{L_f} v_q \\
\frac{d}{dt} v_{DA} &= \frac{1}{C_{DA}} (i_{fd} f_d + i_{fq} f_q)
\end{aligned} \tag{3.22}$$

i_d - i_q , filtre akımlarının d-q eksenleri bileşenleri; f_d - f_q , anahtarlama fonksiyonlarının d-q eksenleri bileşenleridir. i_d , i_q ve v_{da} durum değişkenleri, f_d ve f_q kontrol girişleri olmak üzere eviricinin durum denklemleri matris formunda Denklem 3.23'teki gibidir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \\ v_{DA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{DA}}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{DA}}{L_f} \\ \frac{i_d}{C_{DA}} & \frac{i_q}{C_{DA}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_f} \\ \frac{v_q}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

3.2.2. Paralel aktif güç filtresinin DA bara kondansatör değerinin belirlenmesi

Enerji depolama elemanı olarak kullanılan kondansatörün değeri DA bara geriliminin dalgalanmasını belirler. Evirici hem doğrusal olmayan yükün çektiği akımları yok etmek için hem de V_{da} gerilimini sabit tutmak için kontrol edilir.

Paralel aktif güç filtresi sürekli duruma geçtikten sonra DA bara gerilimindeki dalgalanmalar yük gücünün AA bileşeninden kaynaklanmaktadır. Yük gücünün AA bileşenini yok etmek için, eviricinin DA tarafından AA tarafına, yük gücünün AA bileşeni kadar enerji aktarılmaktadır. Dolayısıyla DA gerilimde bu enerjinin miktarına bağlı olarak dalgalanmalar oluşur. DA kondansatör gerilimi dalgalı ve doğru bileşenleri ile aşağıdaki gibi yazılır [39]:

$$V_{DA}(t) = \bar{V}_{DA} + \tilde{v}_{DA} \tag{3.24}$$

\bar{V}_{DA} ortalama kondansatör gerilimi, \tilde{v}_{DA} kondansatör geriliminin dalgalanan bileşenidir. Paralel aktif güç filtresinin sürekli durumda üretmesi gereken güç;

$$\tilde{p}_f = -\tilde{p}_y = \tilde{P}_m \sin 6\omega t \quad (3.25)$$

olmaktadır. \tilde{P}_m gücün dalgalanan bileşeninin maksimum değeridir. \tilde{p}_f 'nin temel frekansı kaynak geriliminin 6 katına karşılık gelmektedir. Kondansatör gerilimdeki dalgalanma;

$$\tilde{v}_{DA} = \frac{1}{C_{DA}} \int_0^t i_f dt \quad (3.27)$$

olarak ifade edilir. DA bara gerilimde istenilen dalgalanmaya (\tilde{v}_{DA}) karşılık kondansatör değeri;

$$C_{DA} = \frac{\tilde{P}_y}{6\tilde{v}_{DA}\bar{V}_{DA}\omega} \quad (3.28)$$

şeklinde elde edilir. İstenilen gerilim dalgalanması (\tilde{v}_{DA}) için Denklem 3.28'deki hesaplanan değerden büyük standart kondansatör değeri seçilmelidir.

3.2.3. Paralel aktif güç filtresinin AA taraftaki bobin değerinin belirlenmesi

L_f bobini, filtre akımının yükselme hızını ($\frac{di_{fa}}{dt}$) belirler. Paralel aktif güç filtresinin güç devresinin kontrol algoritması tarafından belirlenen referans filtre akımlarını üretebilmesi için filtre akımının yükselme hızının yük akımının maksimum yükselme hızından büyük olması gerekmektedir. Yük akımının maksimum yükselme hızı Denklem 3.29'daki gibi belirlenir. Dolayısıyla seçilecek bobin değeri Denklem 3.30 kullanılarak belirlenir [26].

$$\frac{di_y}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_{f-f}}{2L_{DA}} \quad (3.29)$$

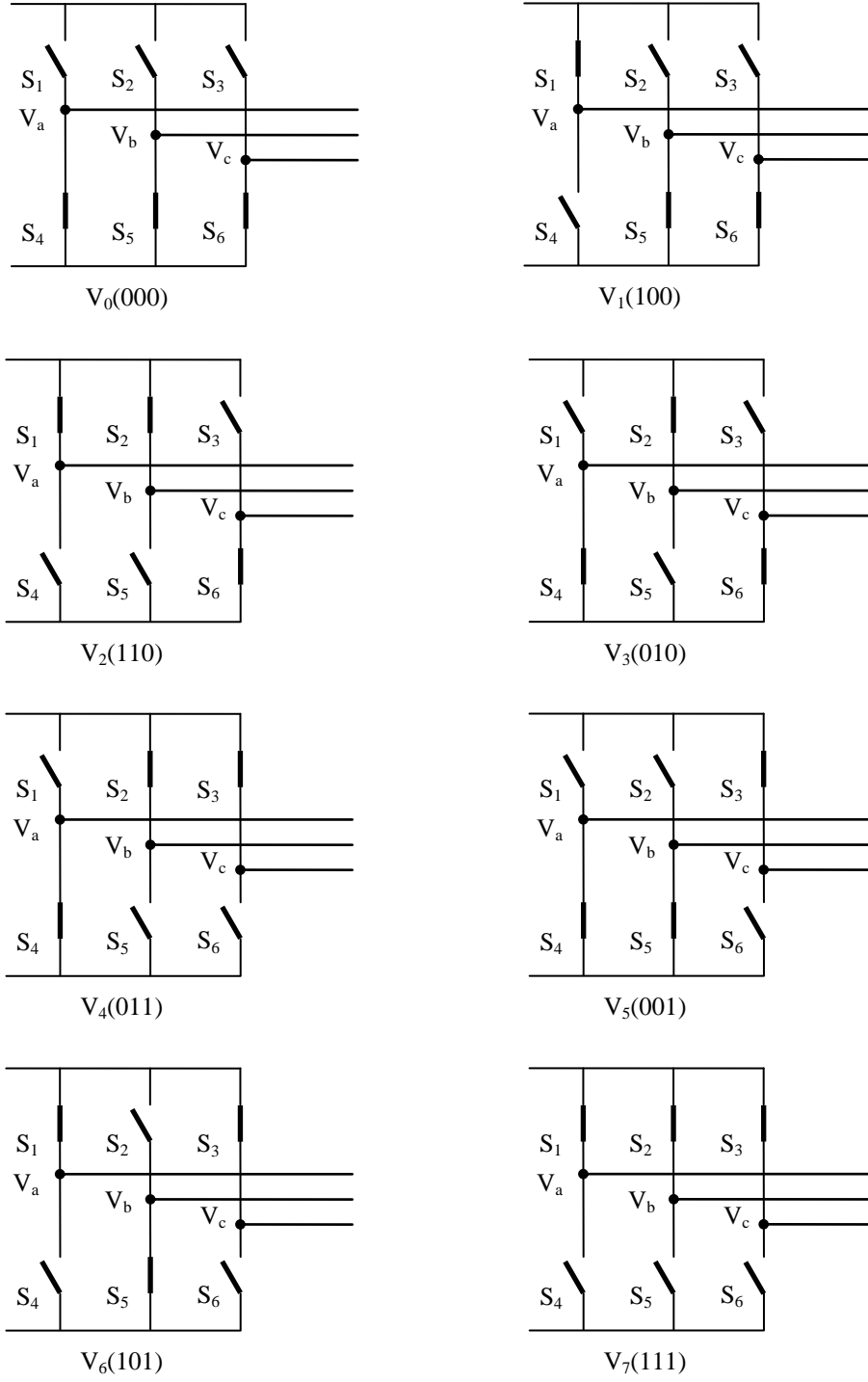
$$L_f \leq \frac{V_{DA} - \sqrt{2}V_{f-f}}{2 \frac{di_y}{dt}} \quad (3.30)$$

L_f bobininin diğere bir görevi de paralel aktif güç filtresinin güç devresinin anahtarlamalardan dolayı ürettiğı yüksek frekanslı harmonikleri filtrelemektir. Hızlı dinamik cevap için L_f Denklem 3.30'daki sınır değere küçük seçilmelidir. Diğere taraftan L_f sınır değere çok küçük seçilirse, anahtarlama dolaylı üretilen yüksek frekanslı harmonik akımlar kaynağında bozulmalara sebep olacaktır [40]. Dolayısıyla L_f bobini tasarlanırken her iki durum da göz önüne alınmalıdır [26].

3.3. Anahtarlama Teknikleri

Paralel aktif güç filtrelerinde kaynağın sinüsoidal yapmak için köprü evirici çıkışındaki akım, kontrol algoritması tarafından üretilen referans akım sinyallerini takip edecek şekilde kontrol edilmektedir. Aktif güç filtresi çıkışında istenilen dalga şekline sahip akım üretmek için akım kontrollü gerilim kaynağı evirici çeşitli metotlarla kontrol edilir. Bunlardan aktif güç filtrelerinde en çok kullanılanlar lineer akım kontrol, sayısal ölü zaman (deadbeat) kontrol ve histerisiz bant akım kontrol yöntemleridir [41].

Şekil 3.7'de üç fazlı köprü eviriciyi içeren paralel aktif güç filtresi görülmektedir. İstenilen çıkış akımı veya gerilimini elde etmek için anahtarlar (IGBT ve ters paralel bağlı diyot) açılıp kapatılmaktadır. Kısa devreyi engellemek için aynı koldaki anahtarlar hiçbir zaman aynı anda kapatılmamalıdır. Dolayısıyla aynı koldaki bir anahtar kapalı iken diğere mutlaka açık olmalıdır. Bu eviricide 8 anahtarlama durumu vardır. Bunlardan 6 tanesi aktif anahtarlama vektörü, 2 tanesi ise sıfır vektörü olarak adlandırılır. Anahtarlama durumları Şekil 3.8'de gösterilmiştir. Her bir durumdaki faz-nötr ve fazlar arası gerilimler Tablo 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.8: Üç fazlı köprü evirici anahtarlama durumları.

Tablo 3.1: Anahtarlama durumlarına göre faz-nötr ve fazlar arası gerilimler.

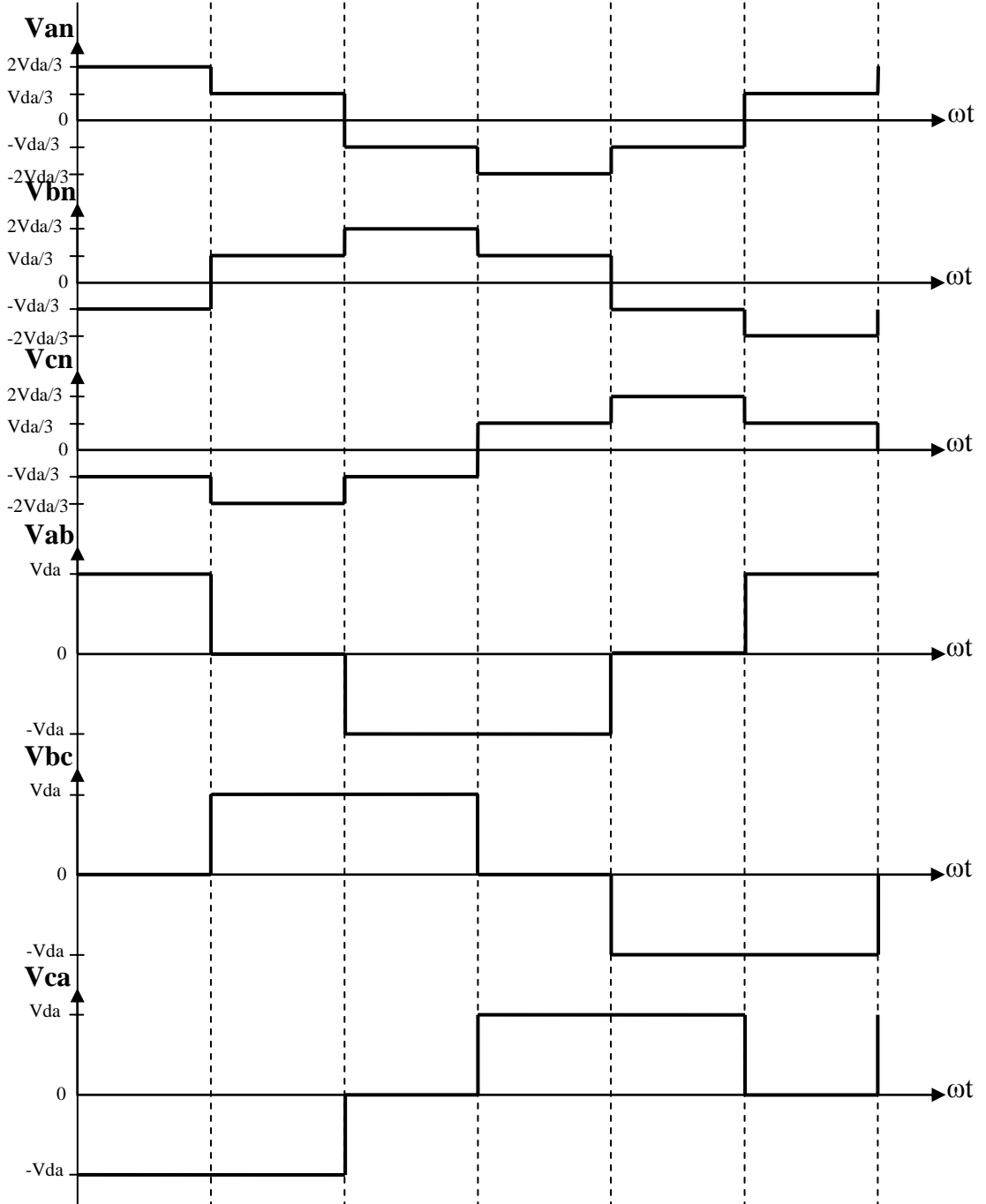
Gerilim (V)	Anahtarlama Durumu			Faz-Nötr Gerilimleri (V)			Fazlar Arası Gerilimler (V)		
	S ₁	S ₃	S ₅	V _a	V _b	V _c	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}
V ₀	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	2V _{DA} /3	-V _{DA} /3	-V _{DA} /3	V _{DA}	0	-V _{DA}
V ₂	1	1	0	V _{DA} /3	V _{DA} /3	-2V _{DA} /3	0	V _{DA}	-V _{DA}
V ₃	0	1	0	-V _{DA} /3	2V _{DA} /3	-V _{DA} /3	-V _{DA}	V _{DA}	0
V ₄	0	1	1	-2V _{DA} /3	V _{DA} /3	V _{DA} /3	-V _{DA}	0	V _{DA}
V ₅	0	0	1	-V _{DA} /3	-V _{DA} /3	2V _{DA} /3	0	-V _{DA}	V _{DA}
V ₆	1	0	1	V _{DA} /3	-2V _{DA} /3	V _{DA} /3	V _{DA}	-V _{DA}	0
V ₇	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tablo 3.1’de verilen evirici çıkış gerilimleri Şekil 3.9’daki gibi grafiksel olarak gösterilir. Şekil 3.9’da fazlar arası gerilimler $+V_{DA}/2$ ve $-V_{DA}/2$ olmak üzere iki gerilim seviyesine sahiptir. Faz nötr gerilimleri ise $+2/3V_{DA}$, $+1/3V_{DA}$, $-2/3V_{DA}$, $-1/3V_{DA}$ olmak üzere dört gerilim seviyesine sahiptir. Evirici çıkışında sinüsoidal akımlar istendiğinde (örneğin motor sürücü sistemleri) bir anahtarlama durumundan komşu anahtarlama durumuna geçilir. Dolayısıyla Tablo 3.1 ve Şekil 3.9’da görüldüğü gibi bir durumdan diğer duruma geçilirken sadece bir koldaki anahtarlar konum değiştirmektedir. Aktif güç filtrelerinde ise motor sürücü sistemlerinin aksine evirici doğrusal olmayan akımlar üretmektedir. Dolayısıyla anahtarlama durumu sıralaması Tablo 3.1’deki gibi olmayabilir. Yani bir anahtarlama durumdan komşu anahtarlama durumuna geçilmeyebilir. Dolayısıyla birden fazla koldaki anahtarların konum değiştirmesi gerekebilir.

Tablo 3.1’deki anahtarlama dizileri matris formunda aşağıdaki gibi gösterilir:

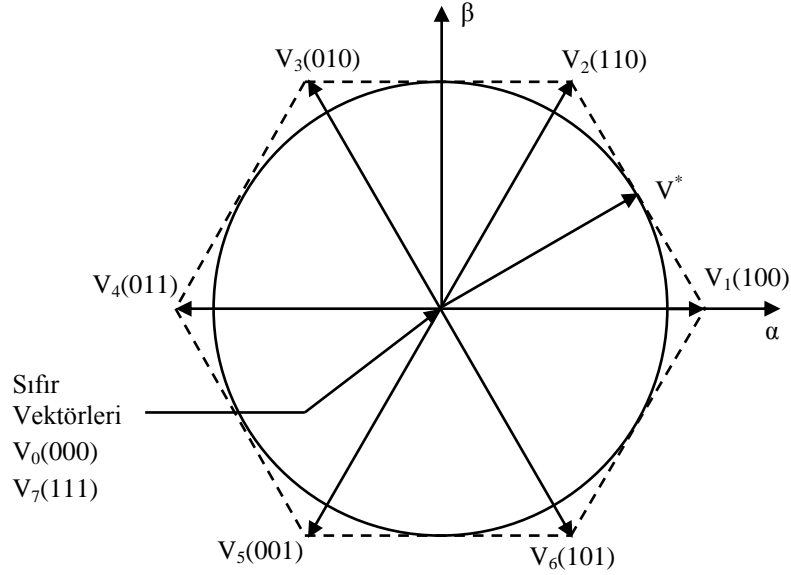
$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DA}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \frac{V_{DA}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.32)$$



Şekil 3.9: Faz-nötr ve faz-faz gerilimleri.

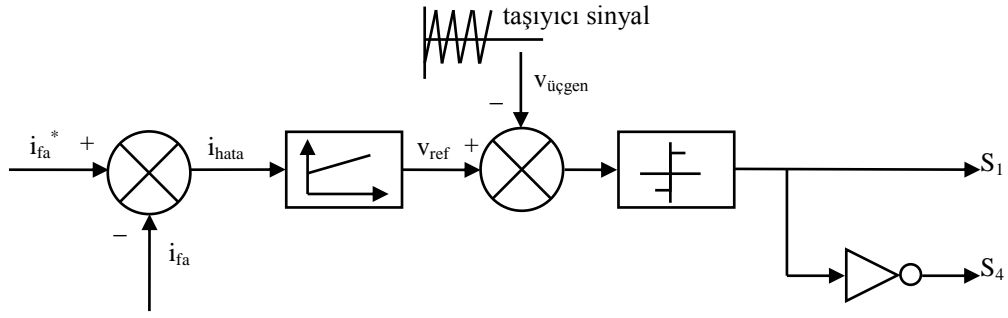
Aktif anahtarlama vektörleri α - β düzlemini 6 bölgeye ayırır. Şekil 3.10'da bu vektörlerin α - β düzlemine dağılımı gösterilmektedir. Sıfır anahtarlama vektörleri ise bu altıgenin merkezine yerleştirilir.



Şekil 3.10: Anahtarlama vektörlerinin α - β düzlemindeki yerleri.

3.3.1. Doğrusal akım kontrolü

Doğrusal akım kontrolü geleneksel olarak, PI kontrolör çıkışındaki sinyalin üçgen sinyalle karşılaştırılması ile gerçekleştirilir [41]. Şekil 3.11'de doğrusal taşıyıcı tabanlı akım kontrolünün prensip şeması verilmektedir. Paralel aktif güç filtresinin kontrol algoritması tarafından üretilen referans akımlardan filtre çıkışındaki akımlar çıkartılarak, i_{hata} akım hata sinyali elde edilir. PI kontrolör kullanılarak referans gerilim sinyali (v_{ref}) üretilir. Anahtarlama sinyallerini üretmek için bu gerilim sinyali taşıyıcı sinyal olarak adlandırılan üçgen dalga şekline sahip sinyalle karşılaştırılır. v_{ref} gerilim sinyalinin üçgen sinyalden büyük olduğu yerlerde S_4 anahtarı, küçük olduğu yerlerde ise S_1 anahtarı iletime geçer. Bu işlem üç fazlı sistemlerde her faz için ayrı ayrı yapılarak o faza ait kollardaki anahtarlar kontrol edilir. Taşıyıcı sinyalin frekansı anahtarlama frekansını vermektedir.

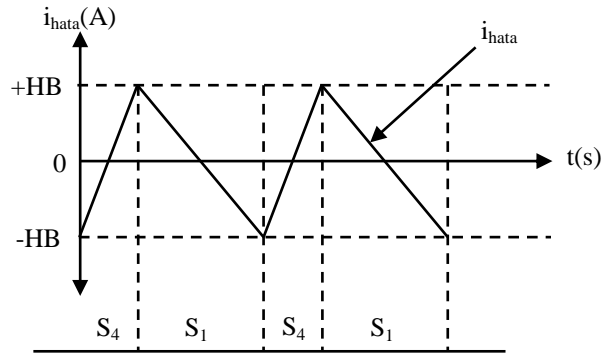
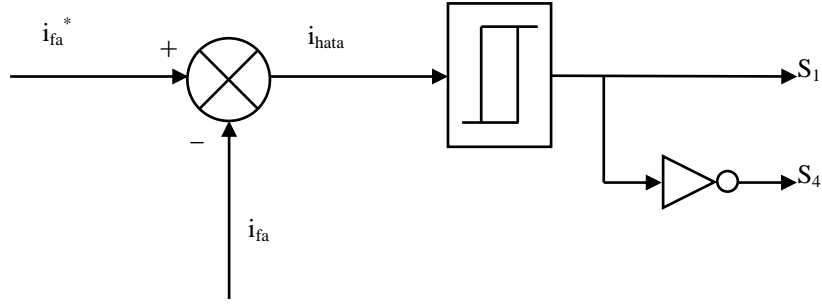


Şekil 3.11: Doğrusal taşıyıcı tabanlı akım kontrolü.

3.3.2. Histerisiz bant PWM

Şekil 3.12’te histerisiz bant PWM prensip şeması verilmektedir. Evirici çıkışındaki akımları kontrol etmek için referans akımlarla ölçülen çıkış akımları karşılaştırılarak akım hata sinyalleri elde edilir. Elde edilen bu akım hata sinyalleri histerisiz kontrolcüye uygulanarak anahtarlama sinyalleri üretilir. Her faz için ayrı histerisiz bant kontrolcü kullanılır. Her faza ait histerisiz kontrolcüler, o fazlara ait akım hatalarını histerisiz bant sınırları içinde tutacak şekilde birbirlerinden bağımsız anahtarlama sinyalleri üretirler. Histerisiz bant kontrol metodunun uygulaması basit ve dinamik performansı mükemmel olmasına rağmen bazı olumsuz özelliklere sahiptir [41]. Bunlardan en önemlisi değişken anahtarlama frekansına sahip olmasıdır. Bu yüzden evirici girişindeki filtrenin tasarımı zorlaşmaktadır. Diğer bir olumsuz özellik ise histerisiz kontrolörün performansının üç fazlı sistemlerde faz akımlarının etkileşiminden negatif yönde etkilenmesidir [41].

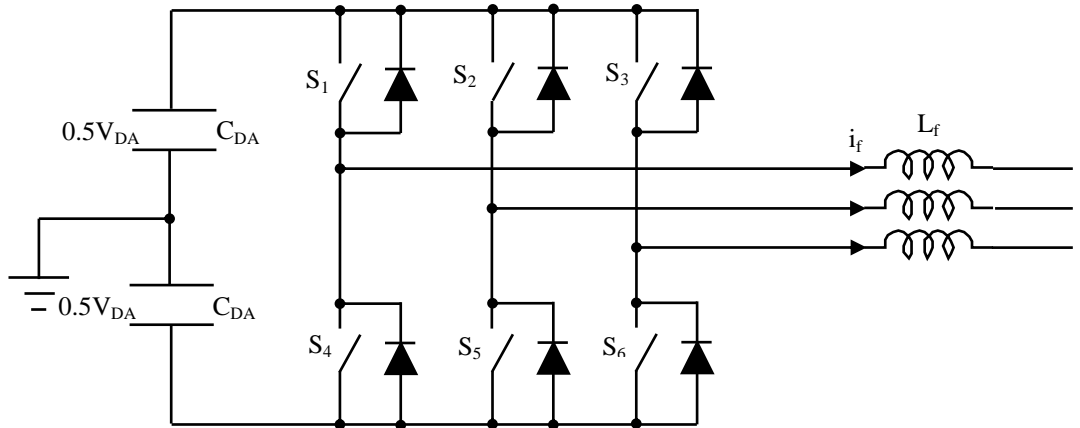
Şekil 3.13’te görülen eviricinin çıkışındaki bobinin üzerindeki gerilim, anahtarların konumuna ve kaynak geriliminin anlık değerine bağlı olarak $+0.5V_{DA}-v_a(t)$ ile $-0.5V_{DA}-v_a(t)$ arasında değişmektedir. Şekil 3.14’te evirici çıkışındaki (a) fazına ait akım ve gerilim dalga şekli görülmektedir. S_1 anahtarı kapatıldığında i_{fa} akımı 1 numaralı noktadan 2 numaralı noktaya doğrusal olarak artar. 2 numaralı noktaya ulaştığında S_4 anahtarı kapatılır ve akım 3 numaralı noktaya doğrusal olarak azalır. t_1 ve t_2 anahtarlama aralıkları için Denklem 3.33 ve Denklem 3.34 yazılır. i_{fa}^+ ve i_{fa}^- “a” fazı akımının yükselen ve düşen kısımlarıdır [42].



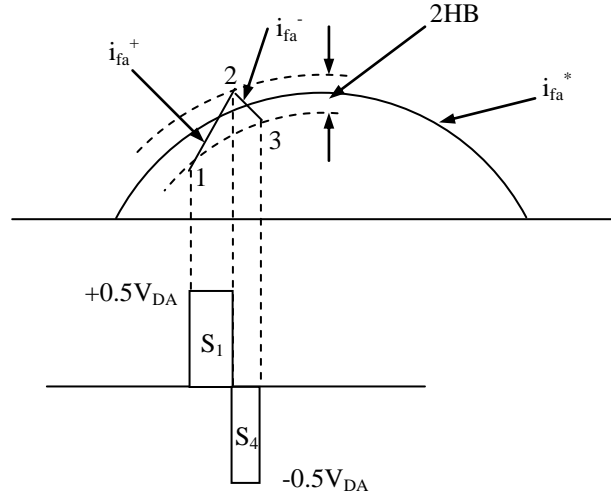
Şekil 3.12: Histerisiz bant PWM

$$\frac{di_{fa}^+}{dt} = \frac{1}{L_{fa}} (0.5V_{DA} - v_a) \quad (3.33)$$

$$\frac{di_{fa}^-}{dt} = -\frac{1}{L_{fa}} (0.5V_{DA} + v_a) \quad (3.34)$$



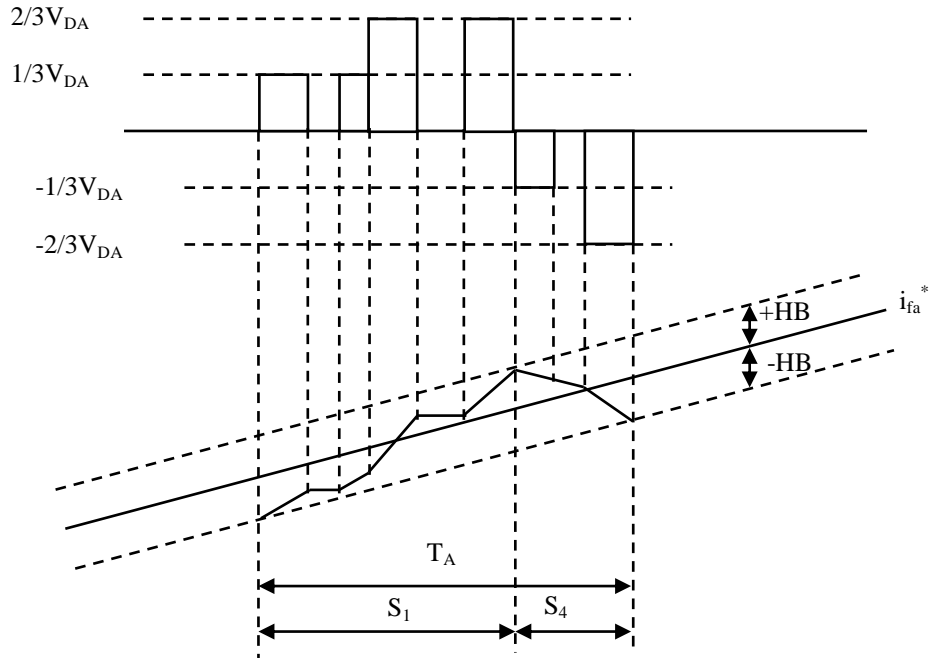
Şekil 3.13: İki kondansatörlü evirici bağlantısı.



Şekil 3.14: Evirici çıkışındaki akım ve gerilim dalga şekli.

Bir çok paralel aktif güç filtresi uygulamasında Şekil 3.7’de görüldüğü gibi DA tarafı nötr hattından ayrı kullanılmaktadır. Bu durumda güç devresinin bir fazındaki çıkış gerilimi, diğer fazlara ait anahtarların kapalı veya açık olması durumuna göre değişmektedir. Tablo 3.1’de eviricinin anahtarlama durumu ve bu durumlara göre “a” fazının gerilimi görülmektedir. S_1 anahtarı kapandığında “a” fazının gerilimi 0, $1/3V_{DA}$, $2/3V_{DA}$ değerlerini alabilir. S_4 anahtarın kapandığında ise 0, $-1/3V_{DA}$, $-2/3V_{DA}$ değerlerini alabilir. Şekil 3.15’te bir anahtarlama periyodu boyunca evirici çıkış gerilim ve akım dalga şekli görülmektedir. Kaynak geriliminin işaretine ve değerine bağlı olarak S_1 anahtarı kapandığında faz akımı yükselip düşebilir; S_4 anahtarı kapatıldığında ise akım sürekli düşer [42].

Denklem 3.33, Denklem 3.34’e göre anahtarlama hızı; histerisiz bandın genişliğine, L_{fa} bobin değerine, kaynak geriliminin büyüklüğüne ve DA tarafındaki gerilimin büyüklüğüne bağlıdır. Bobinin veya histerisiz bandın büyük olması veya V_{DA} ’nın küçük olması akım yükselme hızını ve anahtarlama frekansını küçültür. Bobinin veya histerisiz bandın küçük olması ya da V_{DA} ’nın büyük olması akım yükselme hızını ve anahtarlama frekansının büyük olmasını sağlar. Akımın yükselme hızı, dolayısıyla anahtarlama frekansının değeri paralel aktif güç filtresinin yok edeceği harmoniklerin derecesiyle ilgilidir. Anahtarlama frekansı yeterince büyükse yüksek dereceli harmoniklerin de kompanzasyonu yapılabilir.



Şekil 3.15: Bir anahtarlama periyodu boyunca evirici çıkışındaki gerilim ve akım dalga şekilleri.

3.3.3. Sayısal ölü-bant kontrol

Sayısal ölü-bant kontrol, bir sonraki modülasyon periyodunun sonunda faz akımının referans faz akımına ulaşması için faz gerilimini hesaplar. Hesaplamalar genellikle $\alpha\beta$ referans yapıda yapılmakta ve sayısal uygulamalar için uygun olan uzay vektör modülasyon (SVM) kullanılmaktadır [41]. Sinüsoidal PWM ve histerisiz bant PWM'de farklı kollardaki anahtarlar birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmektedir. SVM'de ise her bir koldaki anahtarlar birbirine bağımlı olarak kontrol edilir. Anahtarlama sinyallerini elde etmek için $\alpha\beta$ ekseninde referans filtre akımları evirici çıkışındaki akımlardan çıkartılarak akım hata sinyalleri elde edilir. Sayısal ölü-bant kontrol kullanılarak akım hata sinyallerinden SVM için gerekli referans gerilim sinyalleri elde edilir.

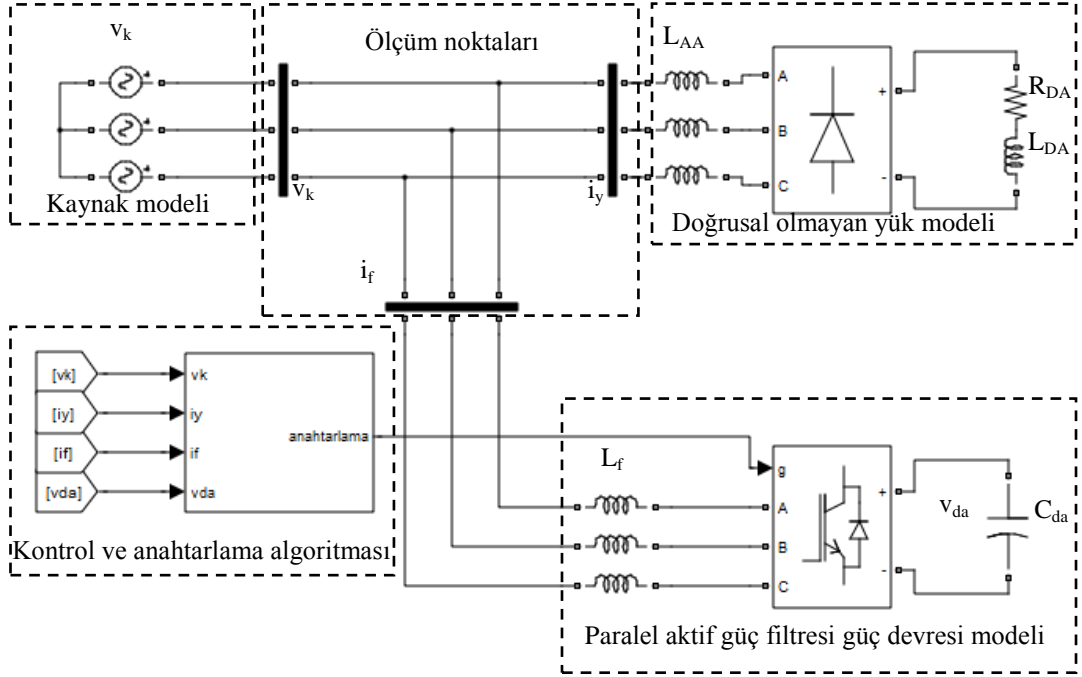
Paralel aktif güç filtresi uygulamalarında evirici çıkış akımı kontrol edilmektedir. PWM kontrol metotları arasında bunu en kolay ve etkin olarak yapan kontrol metodu histerisiz bant PWM olduğu için (kontrolör kullanılmadığı için) paralel aktif güç filtresi uygulamalarında en çok bu anahtarlama metodu tercih edilmektedir [43-44].

3.4. Paralel Aktif Güç Filtresi Simülasyonu

Paralel aktif güç filtresi güç bilgisayar simülasyonu için MATLAB-Simulink paketi kullanılmıştır. Kaynak, doğrusal olmayan yük (RL yüklü üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu) ve paralel aktif güç filtresinin güç devresi SimPowerSystems araç kutusu kullanılarak Simulink'te hazırlanmıştır Şekil 3.16'da üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu (doğrusal olmayan yük) ve paralel aktif güç filtresi bağlı bir sistemin Simulink modeli görülmektedir.

Hazırlanan modelde referans paralel aktif güç filtresi akımlarının belirlenmesinde anlık reaktif güç algoritması kullanılmaktadır. Harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu yapılacağı için Şekil 2.18'deki algoritma kullanılmaktadır. Anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi için histerisiz bant PWM kullanılmaktadır. Kontrol ve anahtarlama algoritması girişleri; kaynak gerilimleri (v_k), üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu (doğrusal olmayan yük) hat akımları (i_y), filtre akımları (i_f) ve paralel aktif güç filtresinin DA bara kondansatör gerilimi (v_{da})'dır. Oluşturulan Simulink modelinde Tablo 3.2'deki laboratuvar prototipine ait değerler kullanılmaktadır. Şekil 3.17, Şekil 3.18 ve Şekil 3.19'da sırayla "a", "b" ve "c" fazlarına ait üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları görülmektedir. Üç fazlı RL yüklü diyotlu doğrultucunun çektiği harmonik akımlar ve reaktif güçler anlık reaktif güç teorisi kullanılarak belirlenmektedir. Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımındaki THD miktarı %27,16 iken kaynak akımının THD miktarı %5.04'e düşürülmüştür.

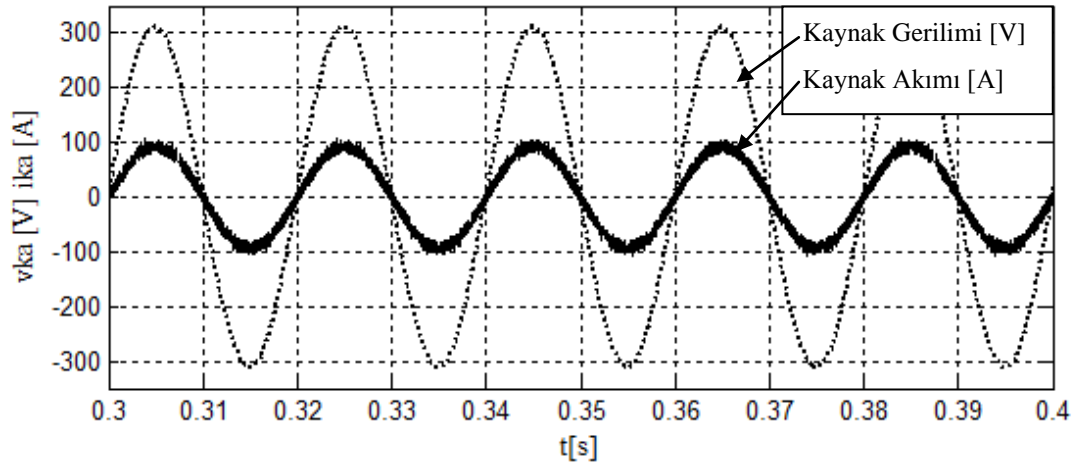
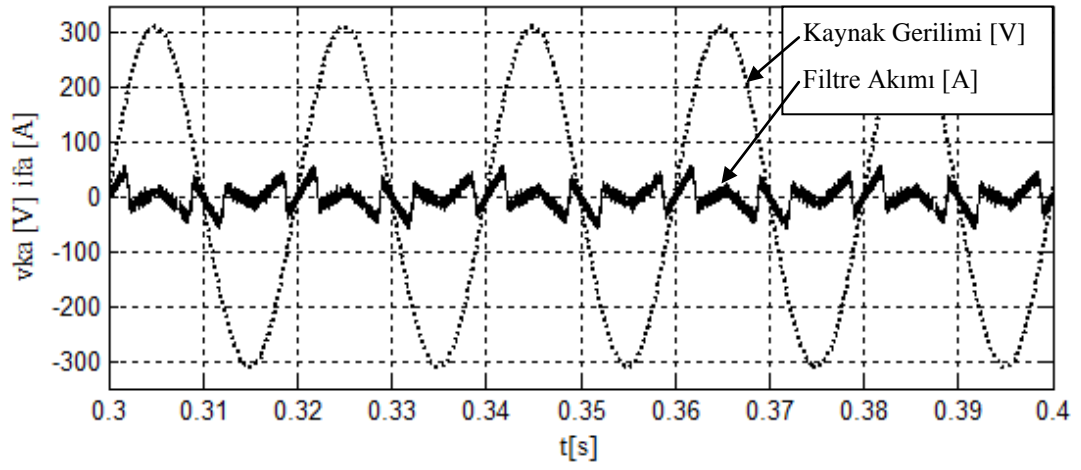
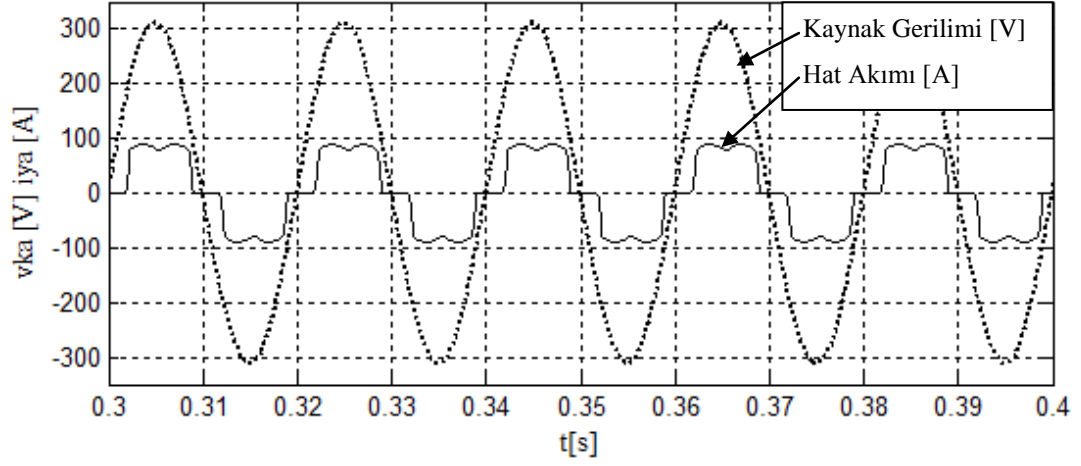
Şekil 3.17, Şekil 3.18 ve Şekil 3.19'da yük akımları, filtre akımları ve kaynak akımları daha iyi görülmesi için 5 kat büyütülerek çizdirilmiştir.



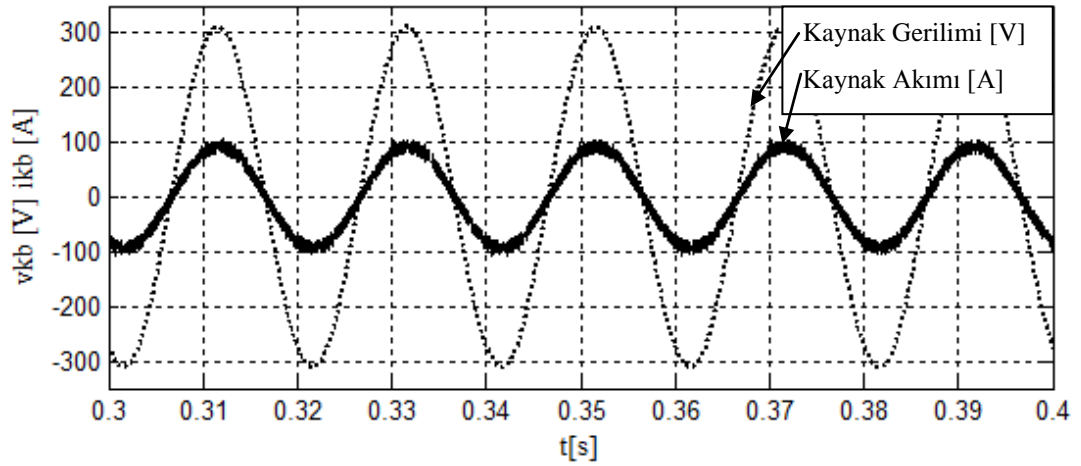
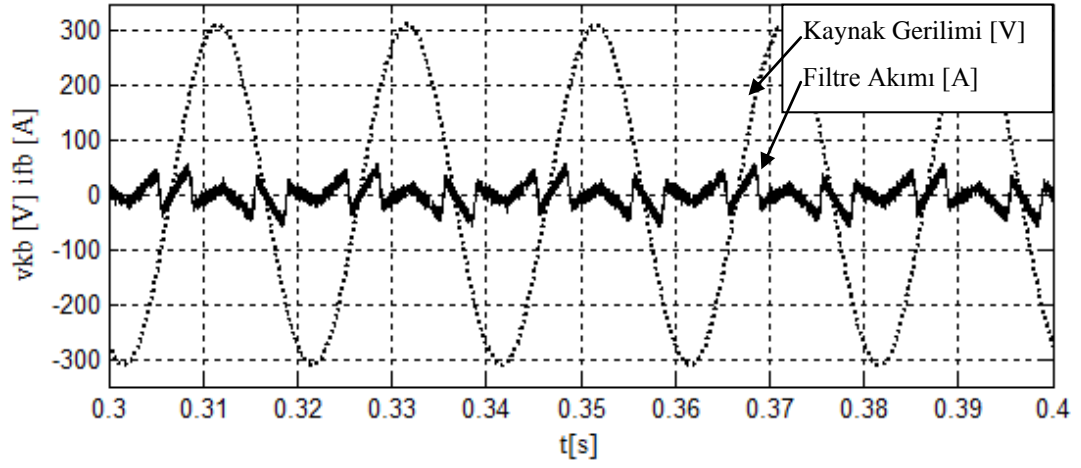
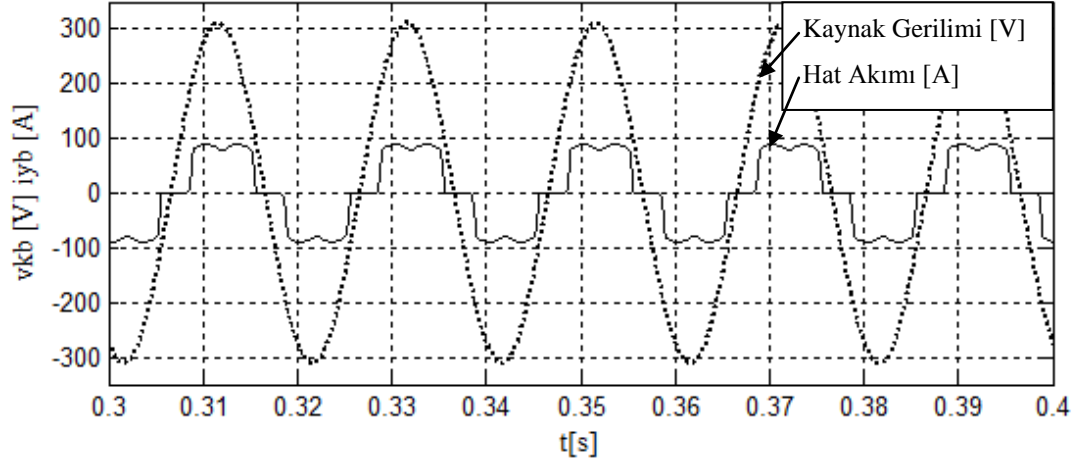
Şekil 3.16: Doğrusal olmayan yük ve paralel aktif güç filtresi bağlı bir sistemin Simulink modeli.

Tablo 3.2: Sistem parametreleri.

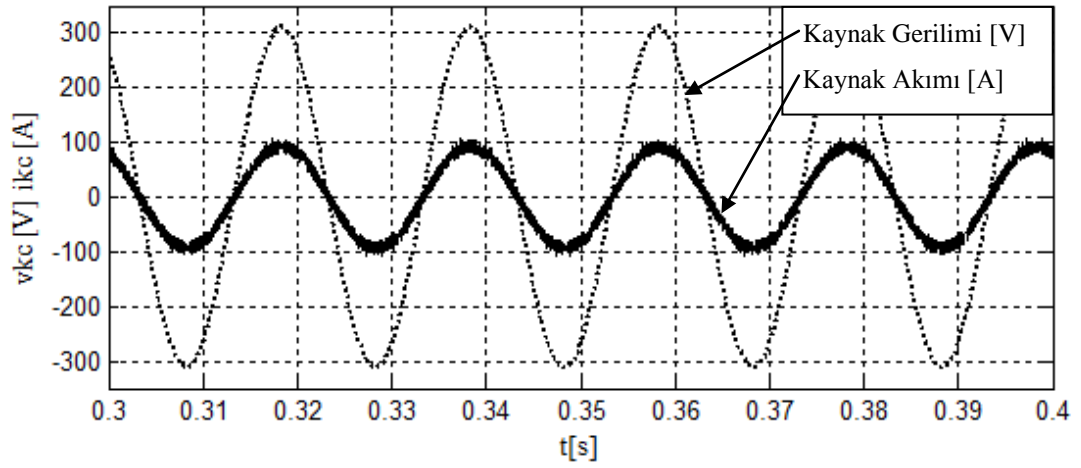
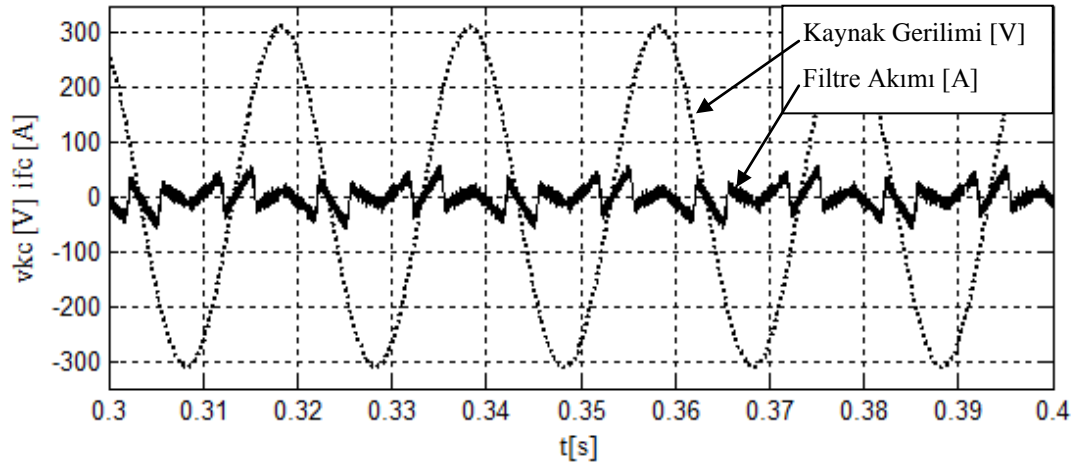
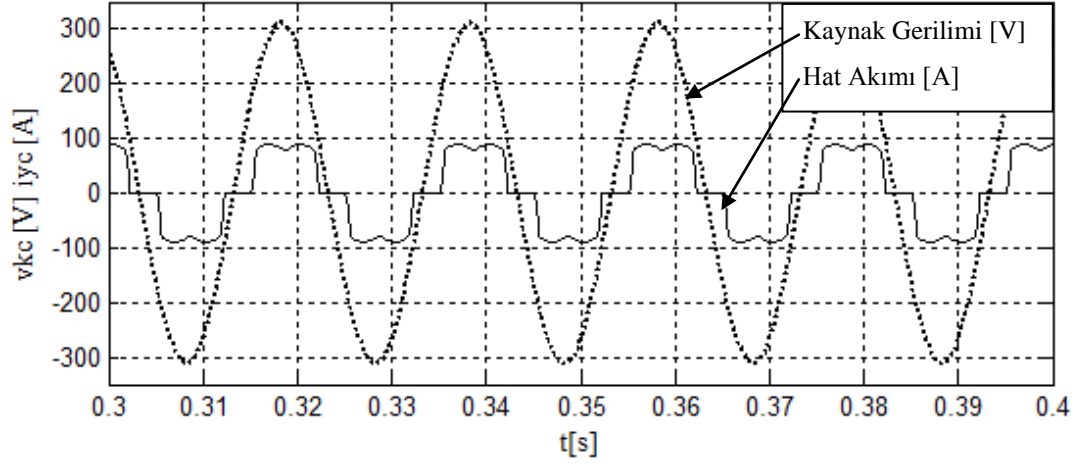
Kaynak Parametreleri		
Kaynak Gerilimi (rms)	V_k	220 V
Sistem Frekansı	f	50 Hz
Yük Parametreleri		
AA Tarafı Bobin	L_{AA}	1 mH
DA Bara Direnci	$R_{yük}$	30 Ω
DA Bara Bobini	L_{DA}	10 mH
Paralel Aktif Güç Filtresi Parametreleri		
Filtre Bobini	L_f	2,5 mH
Kondansatör	C_{DA}	1100 μ F
DA Gerilimi	V_{DA}	700 V



Şekil 3.17: "a" fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



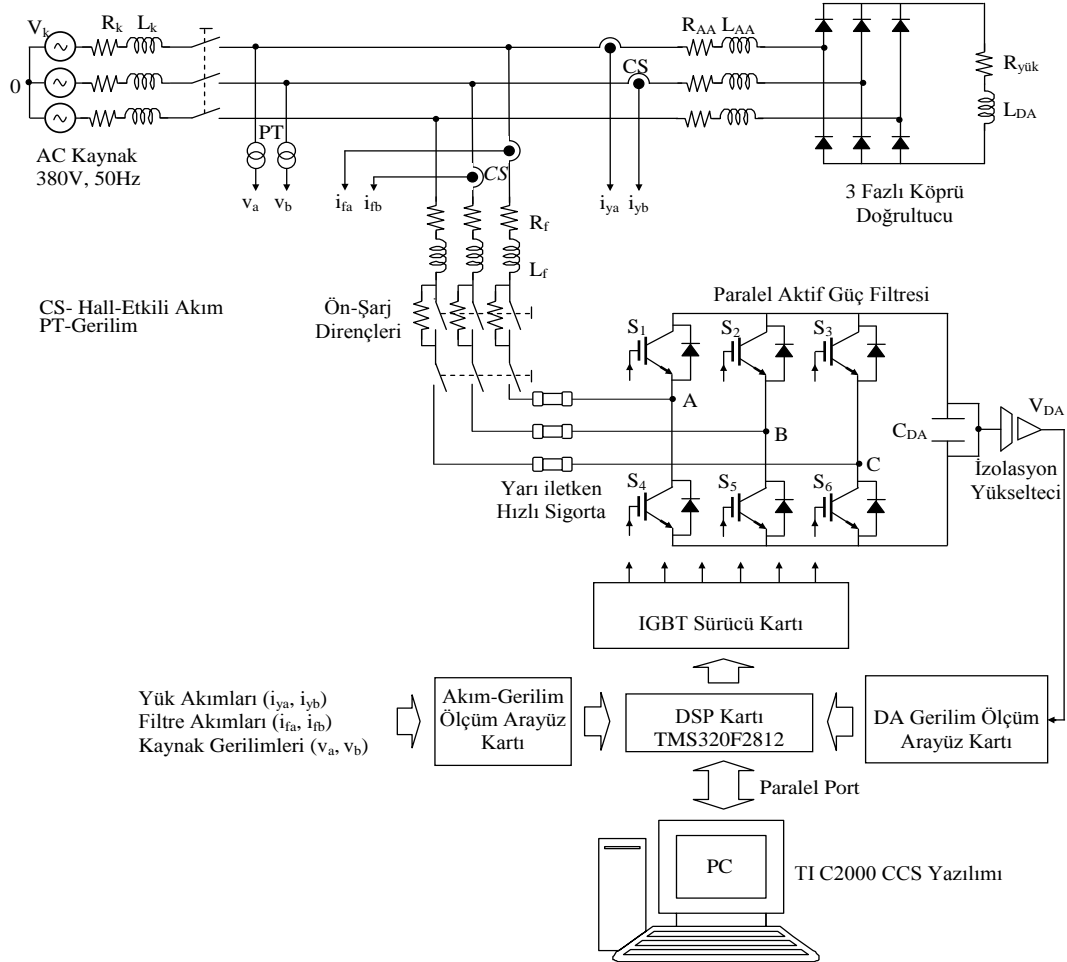
Şekil 3.18: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 3.19: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.

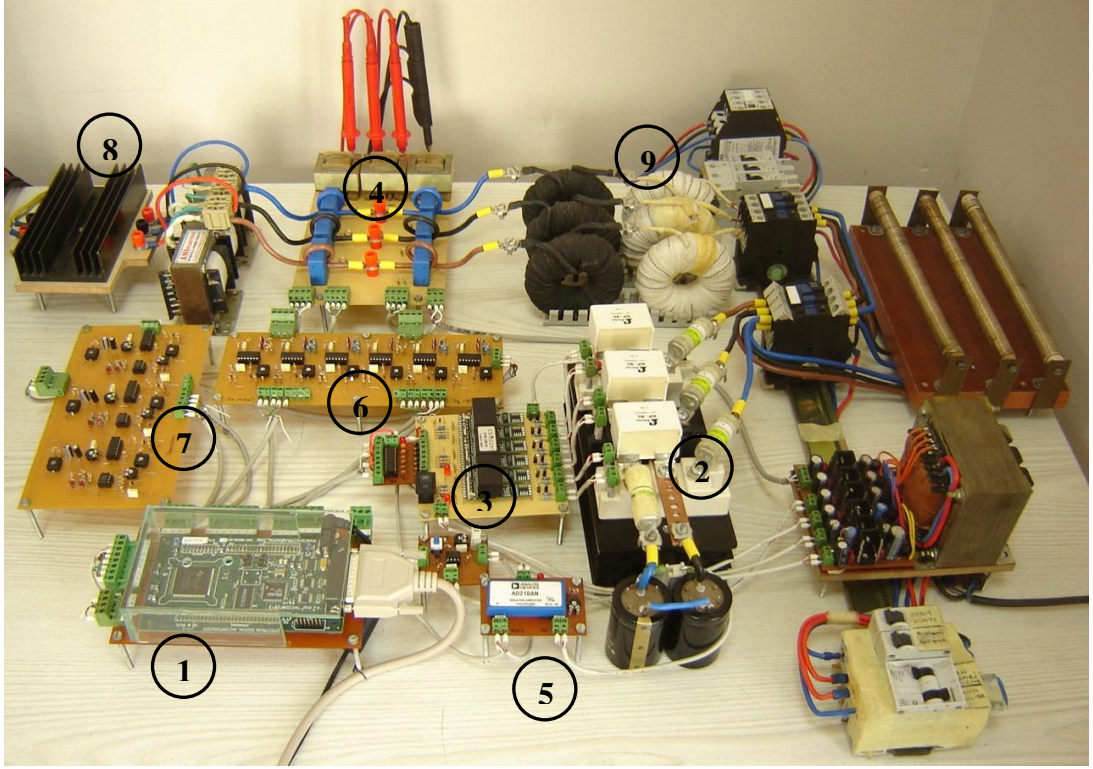
3.5. Paralel Aktif Güç Filtresinin Laboratuvar Prototipi

Şekil 3.20’de hazırlanan laboratuvar prototipinin prensip şeması, Şekil 3.21’de de paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipi görülmektedir. Paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipi bileşenleri Tablo 3.3’te verilmektedir.



Şekil 3.20: Üç fazlı paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipi.

Tablo 3.2’de paralel aktif güç filtresinin bağlanacağı sistem ile harmonik ve reaktif güç kompanzasyonu yapılacak olan yük parametreleri görülmektedir. Doğrusal olmayan yük olarak değerleri Tablo 3.2’de verilen RL yüklü üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu kullanılmaktadır.



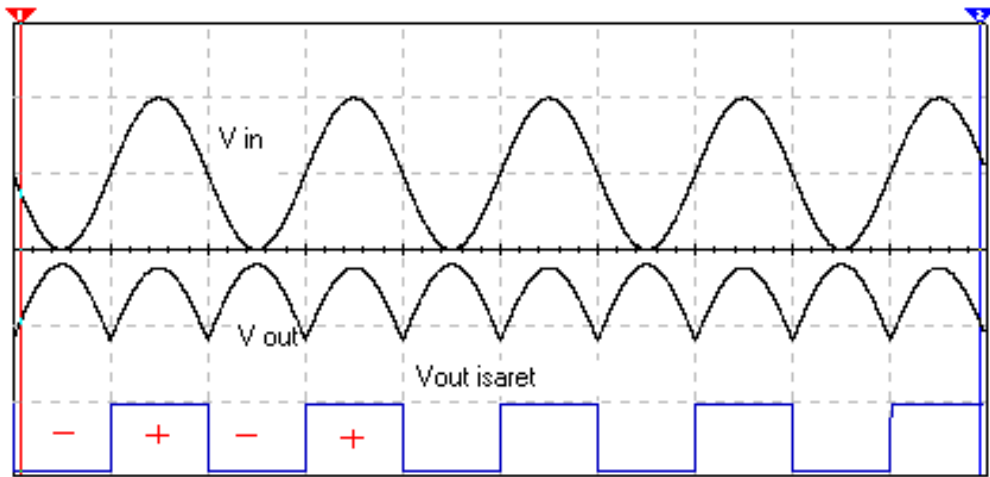
Şekil 3.21: Paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipi fotoğrafı.

Tablo 3.3: Paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipi bileşenleri.

No	Tanım
1	TMS320R2812 eZdsp
2	Paralel aktif güç filtresi güç katı
3	IGBT sürücü
4	Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak gerilimi ölçüm kartı
5	DA bara gerilimi ölçüm kartı
6	Akım ölçüm arayüz kartı
7	Gerilim ölçüm arayüz kartı
8	Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu
9	Paralel aktif güç filtresi AA taraf bobini

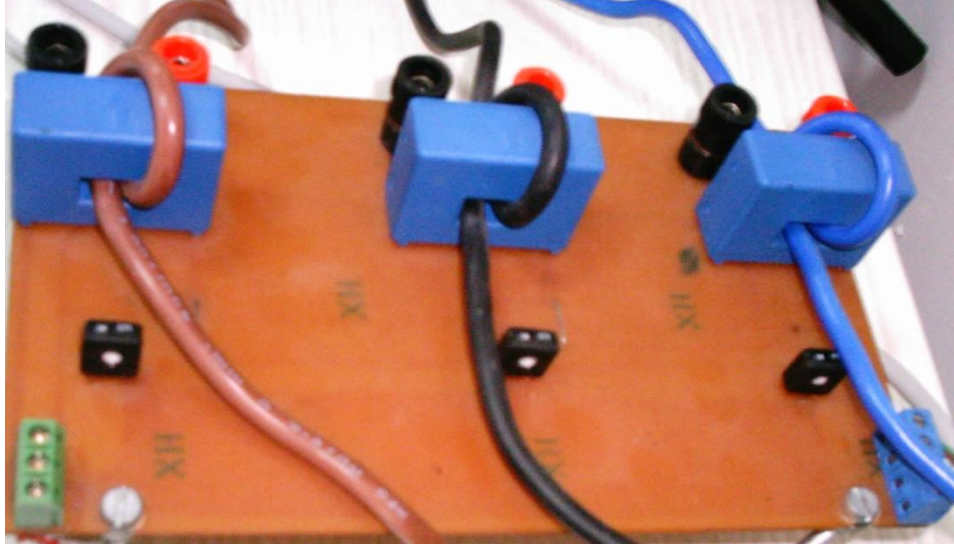
Paralel aktif güç filtresinin kontrolünde kullanılan TMS320F2812 DSP, 150 MIPS işlem hızı, 36 kB dahili RAM, 2 kB OTP ROM, 256 kB flash, 16 kanal PWM, 12-bit 16 kanal ADC, 128 kB harici SRAM ve dahili paralel port JTAG arayüz özelliklerine sahiptir.

Kullanılan DSP'nin analog girişleri 0-3V arası sinyalleri işleyebilmektedir. Dolayısıyla AA sinyalinin eksi alternansı işlenememektedir. Bu yüzden AA sinyali tam dalga doğrultucudan geçirilerek DA sinyaline çevrilmektedir. Ayrıca DA'ya çevrilen bu sinyalin artı ve eksi alternansını ayırt etmek için ayrı bir işaret sinyali üretilmektedir. Şekil 3.22'te ölçülen her faz için analog ve sayısal sinyallerinin grafikleri görülmektedir. Vout sinyali DSP'nin analog girişlerine uygulanmakta, Vout işaret sinyali ise DSP'nin sayısal girişlerine uygulanmaktadır. DSP yazılımı içerisinde ölçülen her sinyalin işaretine bakılarak sinyalin hangi alternansta olduğu tespit edilmektedir [48].



Şekil 3.22: Ölçülen her faz için analog ve sayısal sinyallerin üretilmesi.

Paralel aktif güç filtresinin laboratuvar düzeneğinde, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ve filtre akımlarının ölçülmesinde elektrik sisteminden galvanik olarak yalıtım sağlayan LEM LA 55-P (50A, 1:1000 dönüştürme oranı) hall etkili akım sensörleri kullanılmaktadır. Şekil 3.23'te, LEM akım sensörleri kullanılarak gerçekleştirilen üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımlarının ve filtre akımlarının ölçüm katı görülmektedir.



Şekil 3.23: Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ölçüm katı.

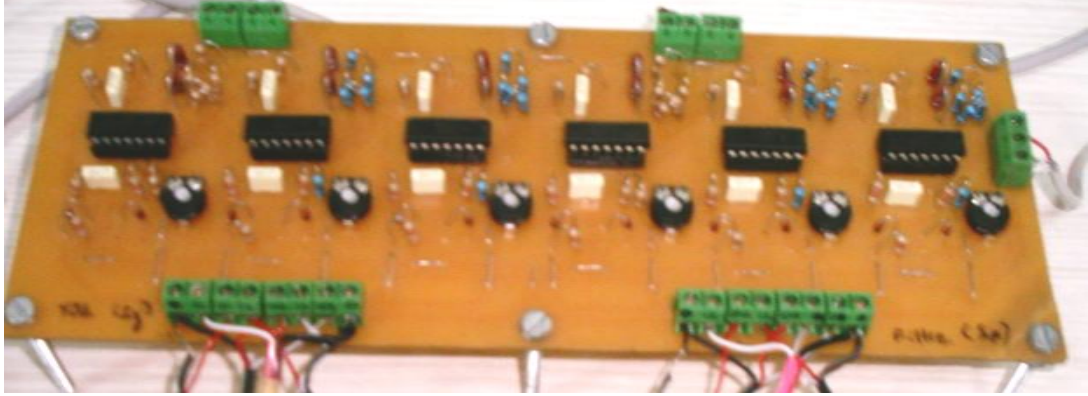
Paralel aktif güç filtresinin laboratuvar düzeneğinde, kaynak gerilimlerinin ölçülmesinde gerilim ölçüm transformatörleri kullanılmaktadır. Faz nötr arasına bağlı gerilim transformatörlerinin sekonder gerilimleri ayarlı dirençler ile bölünerek istenilen değer elde edilmektedir [48]. Şekil 3.24'te kaynak gerilimleri ölçüm katı görülmektedir.



Şekil 3.24: Kaynak gerilimleri ölçüm katı.

Akım ölçüm katlarından gelen yük ve filtre akımları, DSP katının analog girişlerine tam dalga doğrultulmuş DA olarak uygulanmaktadır. (+) ve (-) alternans ayırt ediciler kullanılarak sinyallerin işaretine karşılık gelen sayısal çıkışlar ise DSP katının sayısal girişlerine uygulanmaktadır.

DSP içerisinde yazılım ile DA sinyali, sayısal işaretine (+ ve - alternans ayırt edici işaret sinyaline) bakılarak tekrar AA sinyaline dönüştürülmektedir [48]. Şekil 3.25'te üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ve filtre akımları örnekleme kartı görülmektedir.



Şekil 3.25: Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ve filtre akımları örnekleme kartı.

Paralel aktif güç filtresi laboratuvar prototipinde, kondansatör üzerindeki DA gerilimi AD 210 yüksek gerilim izolasyon yükselteci kullanılarak ölçülmektedir. Kondansatör uçlarındaki DA gerilimi (V_{da}) dirençler ile bölünerek istenilen değer elde edilmektedir. Kalibrasyon ayarı yapılarak istenilen düzeye düşürülen V_{da} gerilimi AD 210 girişine uygulanmaktadır. AD 210 çıkışındaki izoleli gerilim DSP kartının analog girişine uygulanmaktadır [48].

6 adet paketli IGBT modül, CONCEPT 6SD106EI IGBT sürücü modülü ile sürülmektedir. Sürücü, 100 kHz'de anahtarlama yapabilmekte, kontrol devresi ile güç devresi arasında elektriksel izolasyon sağlamaktadır. Uygulama düzeneğinde paralel aktif güç filtresinin güç katında, SEMIKRON firması tarafından üretilen SKM75GD123D (1200V, 75A) IGBT modülü kullanılmaktadır.

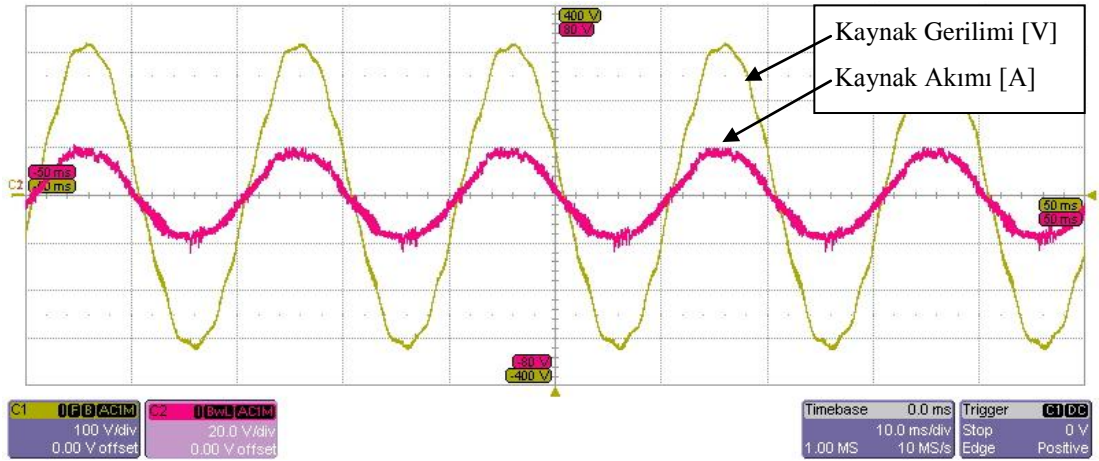
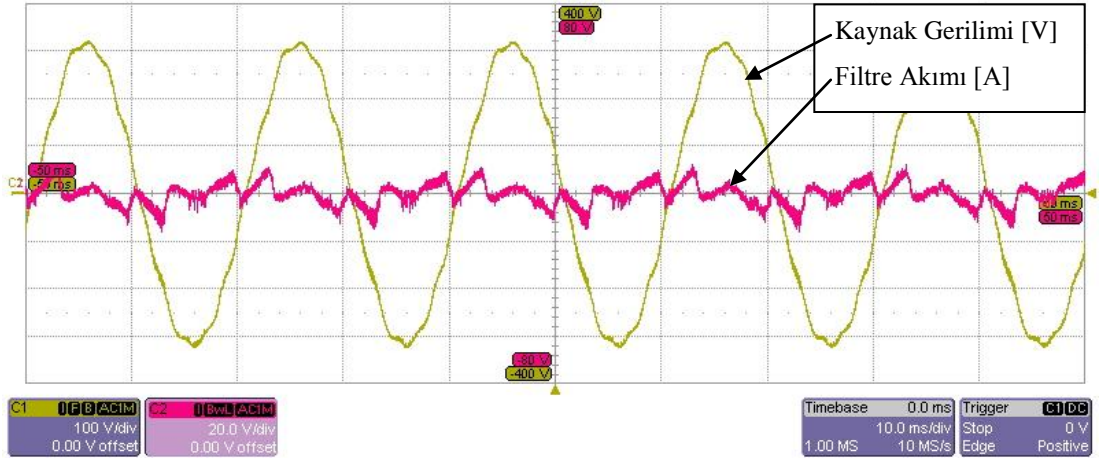
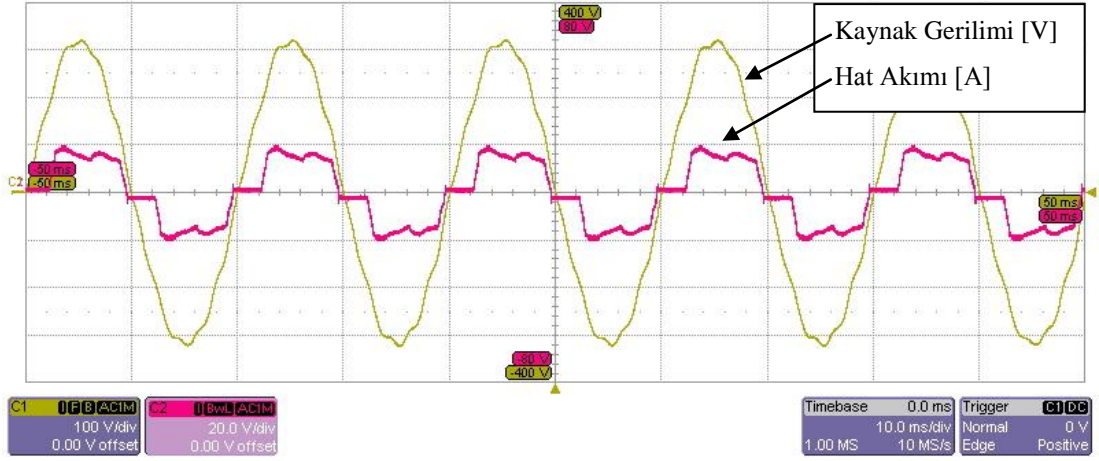
3.6. Deney Sonuçları

Hazırlanan laboratuvar prototipi Tablo 3.2'de verilen parametrelere sahiptir. Doğrusal olmayan yük olarak DA tarafı RL yüklü üç fazlı diyotlu köprü doğrultucu kullanılmaktadır. Dolayısıyla, harmonik akım kaynağı tipi yük elde edilmiştir. Referans filtre akımlarının elde edilmesinde anlık reaktif güç teorisi

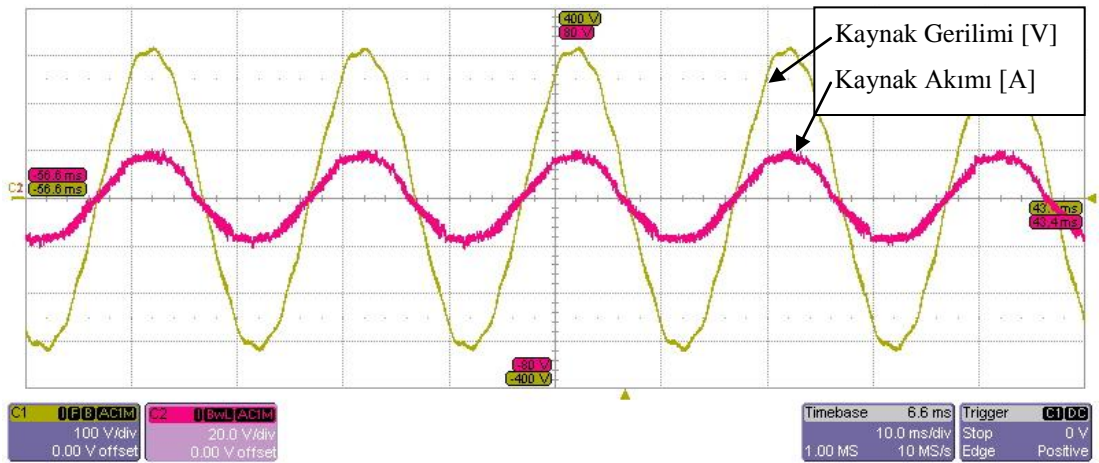
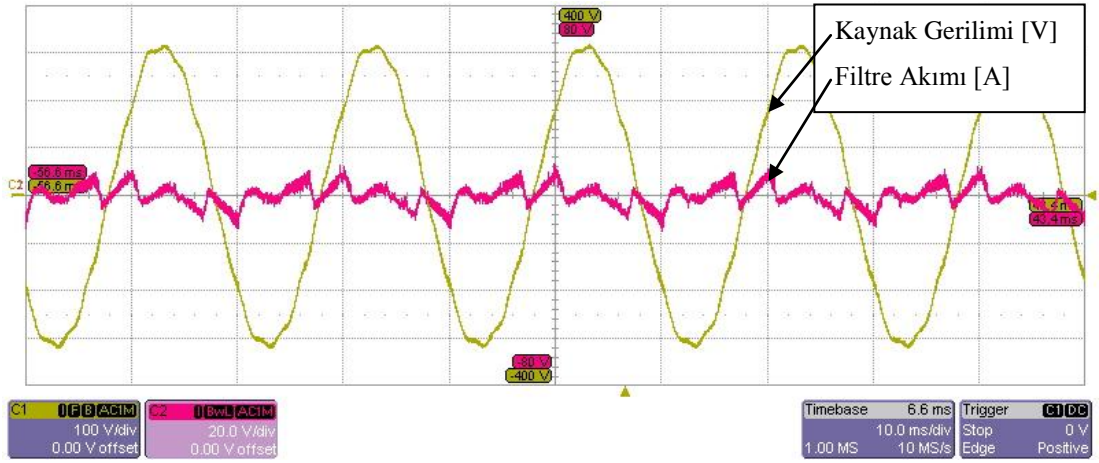
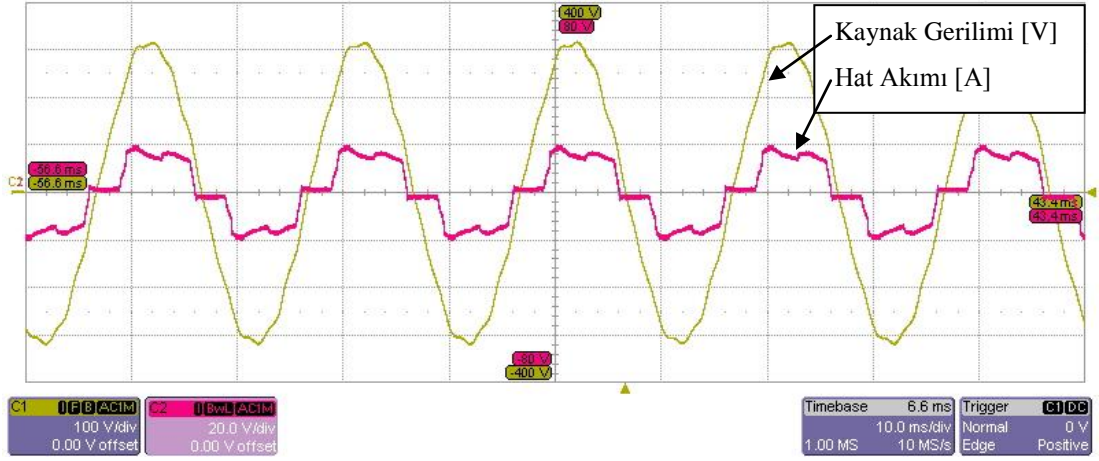
kullanılmaktadır. Paralel aktif güç filtresi ile harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu yapılmaktadır. Dolayısıyla, referans filtre akımlarının elde edilmesinde, Tablo 2.2'ye göre gerçek gücün dalgalı bileşeni ve sanal güç kullanılmaktadır. Şekil 3.26, Şekil 3.27 ve Şekil 3.28'de sırasıyla "a" fazı, "b" fazı ve "c" fazı kaynak gerilimleri, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları görülmektedir. Şekil 3.29'da ise güç analizöründen alınan kaynak gerilimleri, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ve kaynak akımlarının harmonik dağılımları ve THD miktarları görülmektedir. Tablo 3.4'te her bir fazın THD miktarı verilmiştir.

Tablo 3.4: Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat ve kaynak akımı THD miktarları.

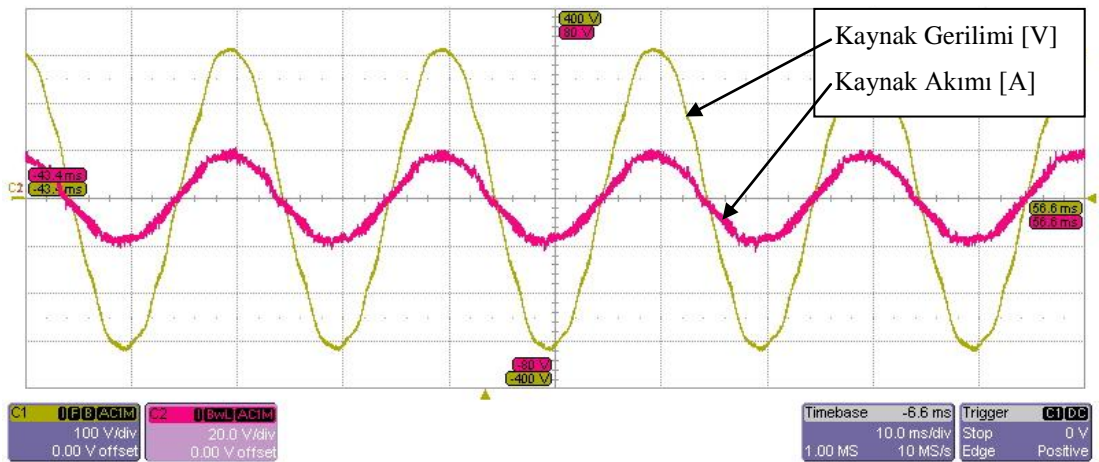
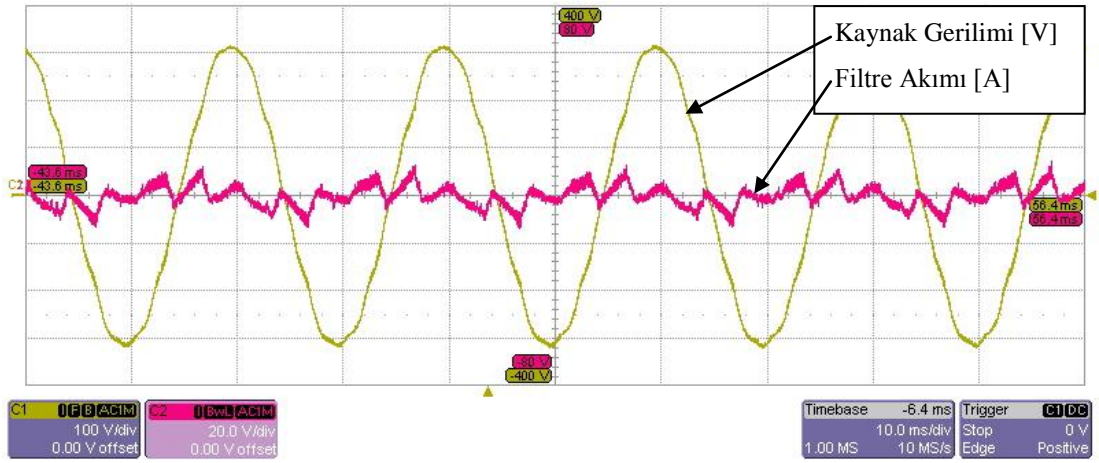
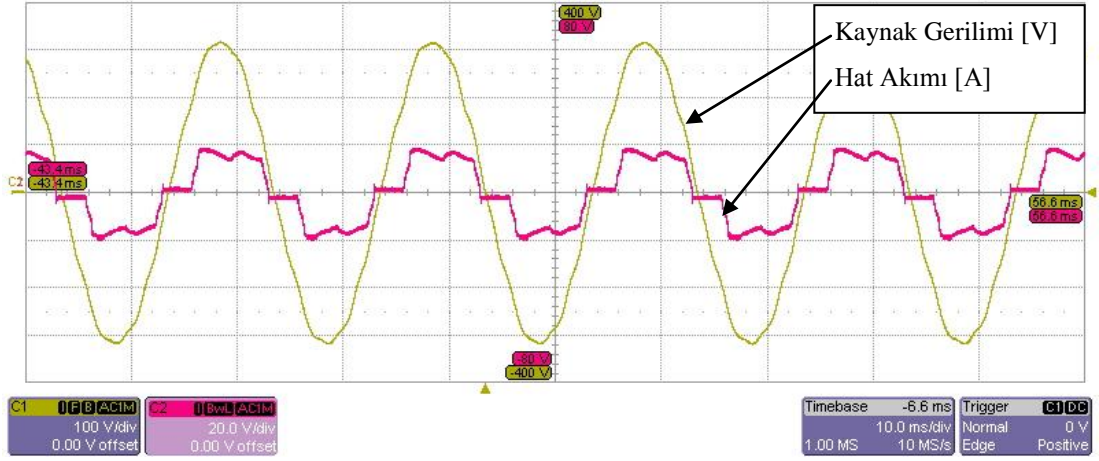
Fazlar	Hat Akımı (%THD)	Kaynak Akımı (%THD)
"a" fazı	26,11	9,16
"b" fazı	27,26	9,06
"c" fazı	26,00	7,23



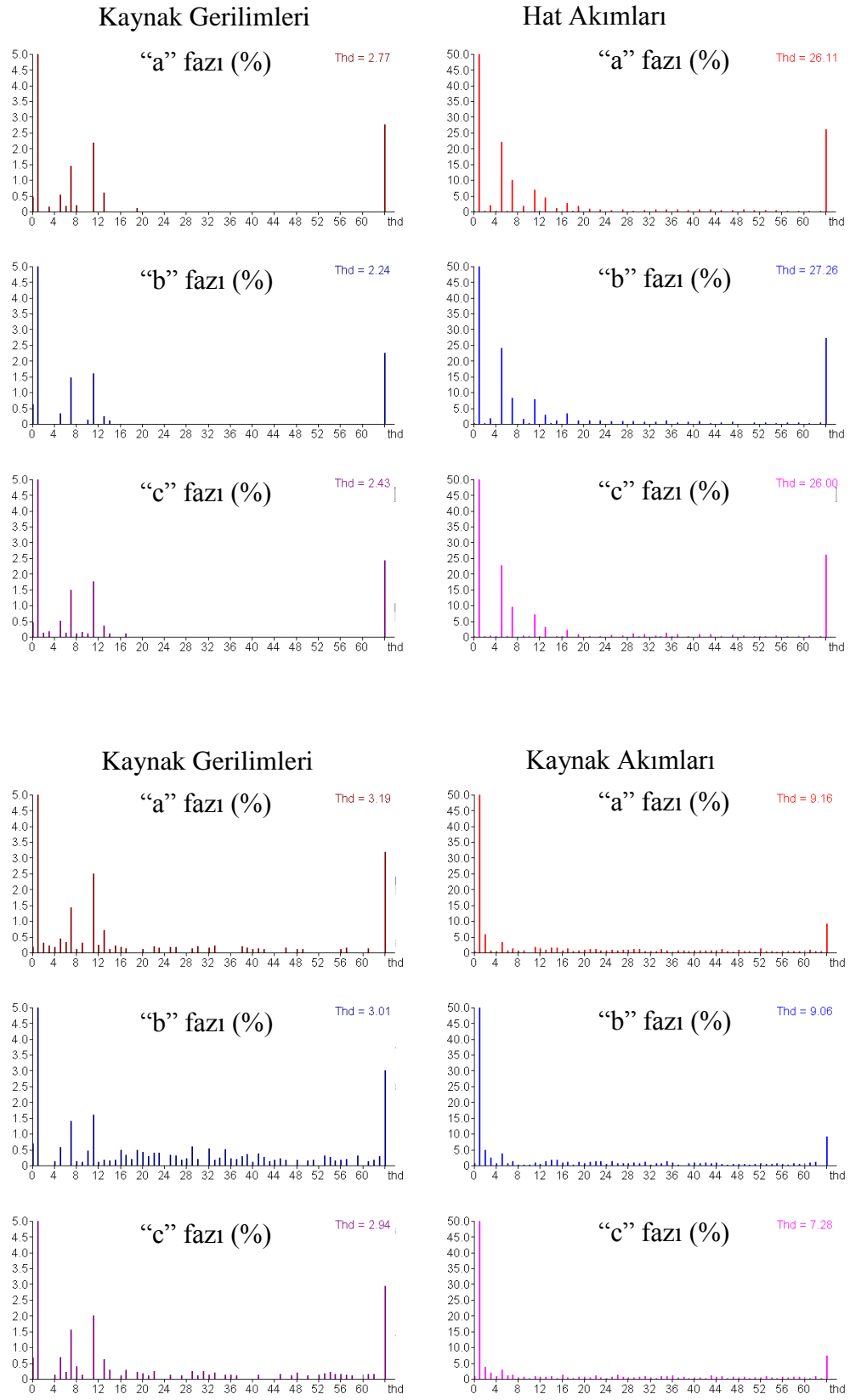
Şekil 3.26: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 3.27: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 3.28: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 3.29: Kaynak gerilimleri, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ve kaynak akımları harmonik dağılımları.

4. KAYNAK AKIMI ÖLÇÜLEREK PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİNİN KONTROLÜ

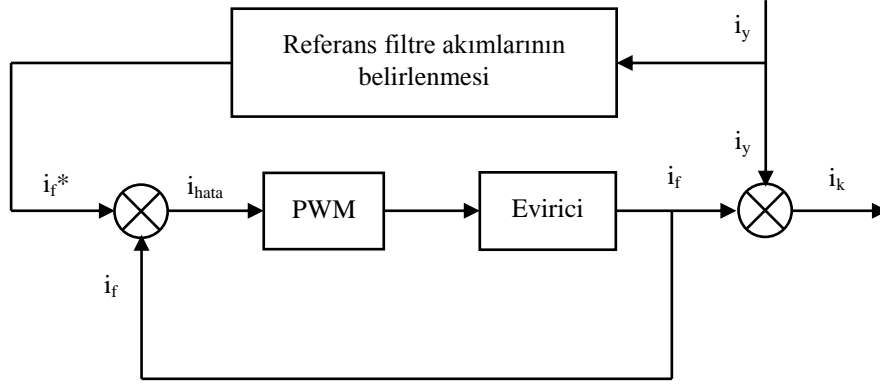
Bu bölümde, [45, 46, 47]'de sunulan kaynak akımı ölçülerek paralel aktif güç filtresinin kontrolü yönteminde, senkron referans yapı tabanlı ve reaktif güç teorisi tabanlı referans kaynak akımı belirleme yöntemlerinin kullanımından bahsedilmektedir.

Paralel aktif güç filtresi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucunun ürettiği harmonik ve reaktif akımlara ters fazda ve eşit büyüklükte akımlar üretmektedir. Paralel aktif güç filtresinin bu işlevi gerçekleştirebilmesi için üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu (doğrusal olmayan yük) hat akımlarının, kaynak gerilimlerinin, filtre akımlarının ve DA baradaki gerilimin anlık değerlerinin ölçülmesi gerekmektedir. Şekil 3.20'de görülen laboratuvar prototipinde bu ölçüm noktaları görülmektedir.

Şekil 3.20'deki sistemin akım kontrol çevrimi Şekil 4.1'de görülmektedir. Paralel aktif güç filtresinin üretmesi gereken akımlar (i_f^*) ölçülen üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımlarından elde edilmektedir. Denklem 4.1'de görüldüğü gibi referans filtre akımları ile filtre çıkışındaki akımlar birbirinden çıkartılarak hata sinyali (i_{hata}) elde edilmektedir. Bu hata sinyali PWM bloğuna gönderilerek paralel aktif güç filtresinin referans filtre akımlarını takip etmesi için gerekli olan anahtarlama sinyalleri elde edilir.

Şekil 4.1'e göre, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı ile evirici çıkışındaki i_f akımı toplandığında Denklem 4.2'de görülen kaynak akımı elde edilir. Benzer şekilde üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı ile hesaplanan referans akım (i_f^*) toplandığında ise Denklem 4.3'te görülen referans kaynak akımı (i_k^*) elde edilmektedir. Denklem 4.3'ten Denklem 4.2 çıkartıldığında Denklem 4.4'te görülen akım hatası i_{hata} elde edilir.

$$i_{hata} = i_f^* - i_f \quad (4.1)$$



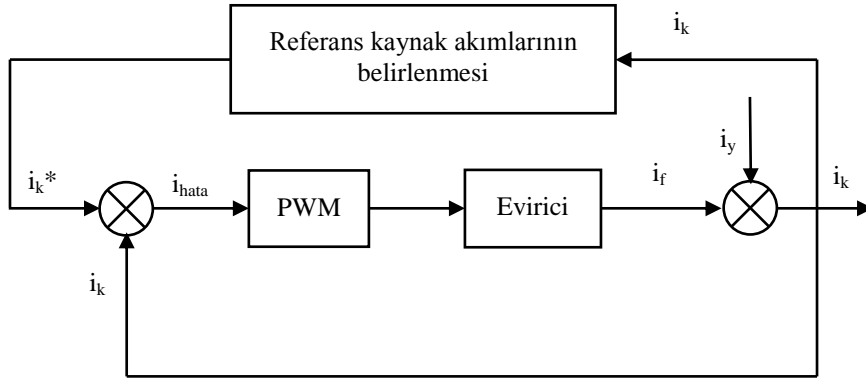
Şekil 4.1: Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat ve filtre akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresi akım kontrol çevrimi.

$$i_k = i_y + i_f \quad (4.2)$$

$$i_k^* = i_y + i_f^* \quad (4.3)$$

$$i_k^* - i_k = i_f^* - i_f = i_{hata} \quad (4.4)$$

Şekil 4.1'deki akım kontrol çevrimine göre PWM bloğu girişindeki i_{hata} sinyalini referans filtre akımı (i_f^*) ve filtre akımından (i_f) elde etmekle, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı ile referans filtre akımını toplayarak elde edilen referans kaynak akımı (i_k^*) ile kaynak akımından (i_k) elde etmek aynı sonucu vermektedir. Denklem 4.4'e göre anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde filtre akımları kullanılırsa ($i_f^* - i_f = i_{hata}$), üç fazlı köprü diyotlu doğrultucunun çektiği harmonik ve reaktif akımları belirlemek için üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımlarının da ölçülmesi gerekmektedir. Anahtarlama sinyallerinin belirlenmesinde kaynak akımları kullanılırsa ($i_k^* - i_k = i_{hata}$), üç fazlı köprü diyotlu doğrultucunun çektiği harmonik ve reaktif akımları belirlemek için üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımını ölçmeye gerek yoktur. Sadece kaynak akımlarının ölçülmesi yeterlidir. Şekil 4.2'de bu yöntemin akım kontrol çevrimi görülmektedir.



Şekil 4.2: Kaynak akımı ölçülen paralel aktif güç filtresi akım kontrol çevrimi.

Güç devresi referans filtre akımlarını anahtarlayarak ürettiği için kendisi de yüksek frekanslı harmonik akımlar üretmektedir. Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı ölçüldüğünde paralel aktif güç filtresinin kendi ürettiği yüksek frekanslı harmonikler kaynak akımı içerisinde yer almaktadır. Kaynak akımı ölçülerek paralel aktif güç filtresi kontrol edildiğinde ise paralel aktif güç filtresinin kendi ürettiği yüksek frekanslı harmonikler de işleme girmektedir. Bu yüzden Şekil 4.1’de gösterilen sistemdeki i_{hata} sinyali ile Şekil 4.2’de gösterilen i_{hata} sinyali birbirinden farklıdır. Referans kaynak akımlarının belirlenmesi için önceki bölümlerde anlatılan senkron referans yapı tabanlı kontrol ve anlık reaktif güç teorisi tabanlı kontrol kullanılmıştır.

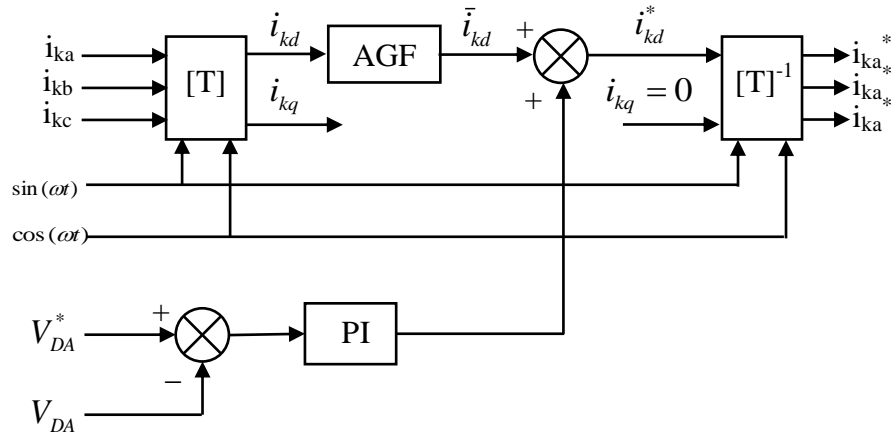
4.1. Senkron Referans Yapı Tabanlı Paralel Aktif Güç Filtresi Kontrolünde Referans Kaynak Akımının Belirlenmesi

Kaynak tarafında, kaynak gerilimi ile aynı fazda ve üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımının temel bileşenine sahip akım istenmektedir. Bu yüzden kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinde referans kaynak akımları belirlenirken, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımının temel bileşenine karşılık gelen “d” ekseninin DA bileşeni kullanılmaktadır. “q” eksenini bileşeni ise harmonik ve reaktif akımlara karşılık geldiği için istenmeyen bileşenlerdir ve referans akım belirlemede kullanılmamaktadır. Bu yüzden paralel aktif güç filtresi kaynak tarafında sadece \bar{i}_{kd} akımı kalacak şekilde kontrol edilir.

Şekil 4.3'te senkron referans yapıda referans kaynak akımlarının hesaplanması görülmektedir. Bu şekle göre kaynak akımının “d” bileşeni i_{kd} DA ve AA bileşenlerine alçak geçiren filtre kullanılarak ayrılır. Elde edilen i_{kd} akımının DA bileşeni \bar{i}_{kd} ve paralel aktif güç filtresinin güç devresinde kullanılan evirici kayıplarına karşılık gelen i_{DA} akımı toplanarak, Denklem 4.5'te görülen dq referans yapıda kaynak tarafında olması gereken akımın “d” eksen bileşeni elde edilmektedir. Akımın “q” eksen bileşeni istenmediği için Denklem 4.6'daki gibi sıfır alınır.

$$i_{kd}^* = \bar{i}_{kd} + i_{DA} \quad (4.5)$$

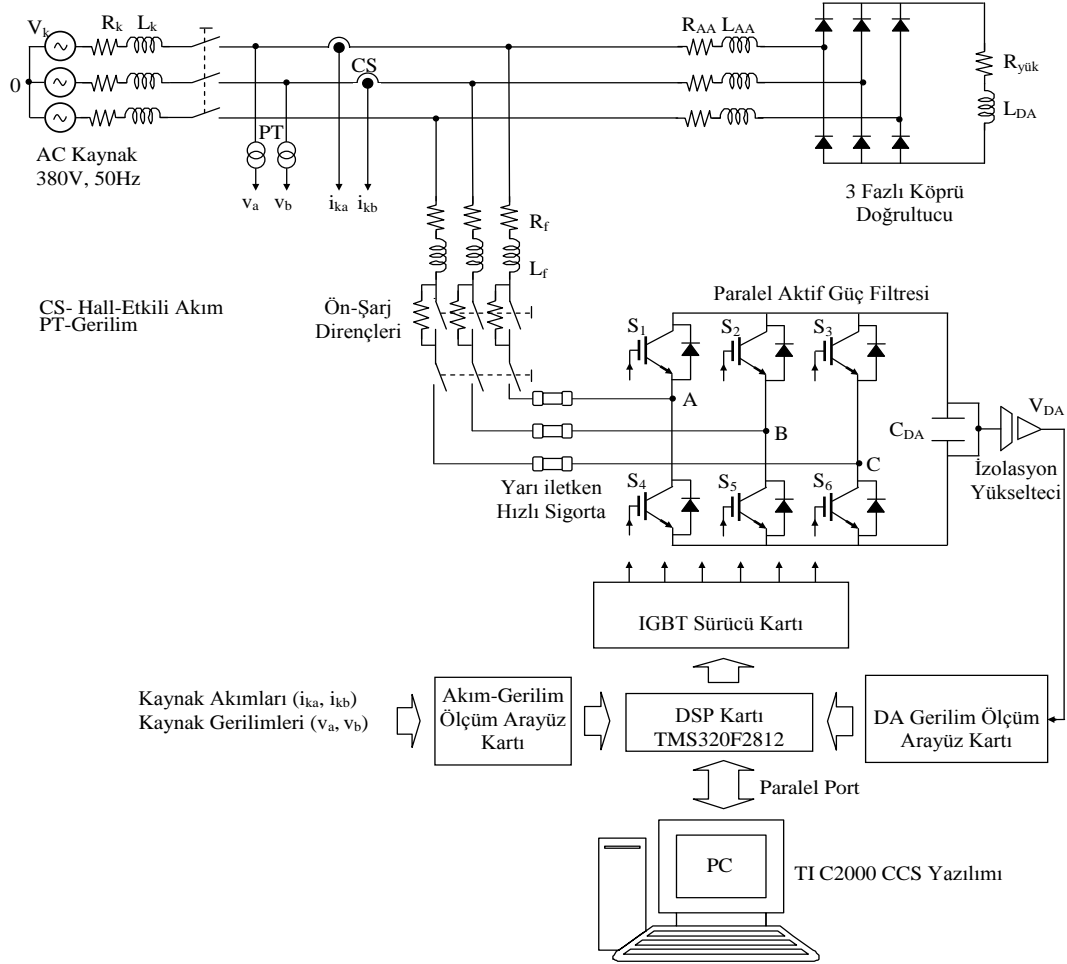
$$i_{kq}^* = 0 \quad (4.6)$$



Şekil 4.3: Senkron referans yapı tabanlı referans kaynak akımlarının hesaplanması.

d-q referans yapıda elde edilen bu akımlar Denklem 4.7'deki dq-abc dönüşümü kullanılarak, üç fazlı a-b-c sisteminde kaynak tarafında olması gereken referans akımlara dönüştürülmektedir. Paralel aktif güç filtresi kaynaktan bu akımların çekilmesini sağlayacak şekilde anahtarlama üretmesi gerekmektedir. Bu yöntemle kontrol edilen paralel aktif güç filtresinin genel blok diyagramı Şekil 4.4'te görülmektedir. Bu yöntemin uygulanması için kaynak gerilimleri, kaynak akımları ve paralel aktif güç filtresinin DA tarafındaki V_{da} gerilimini ölçmek yeterlidir.

$$\begin{bmatrix} i_{ka}^* \\ i_{kb}^* \\ i_{kc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{kd}^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$



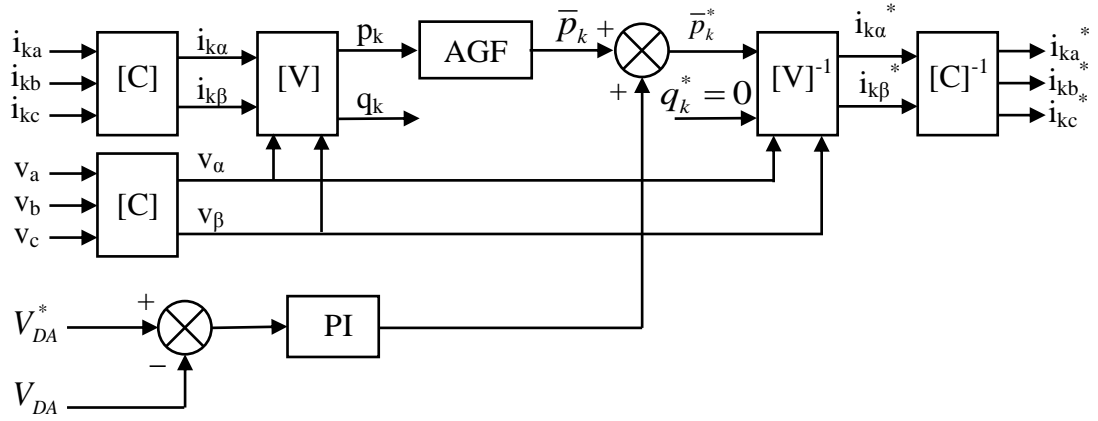
Şekil 4.4: Kaynak akımı ölçme yönteminin genel blok diyagramı.

Senkron referans yapıda referans kaynak akımlarının belirlenmesinde, kaynak tarafında harmonik ve reaktif akımlar istenmediği için akımın “q” eksenini bileşeni sıfır olarak alınmaktadır. Bu yüzden abc-dq dönüşümünde “q” eksenini hesaplamaya gerek kalmamaktadır.

4.2. Anlık Reaktif Güç Teorisi Tabanlı Paralel Aktif Güç Filtresi Kontrolünde Referans Kaynak Akımının Belirlenmesi

Senkron referans yapı tabanlı paralel aktif güç filtresinin referans kaynak akımlarının belirlenmesinde, senkron referans yapıya çevrilen kaynak akımlarından referans filtre akımları elde edilmektedir. Anlık reaktif güç filtresi tabanlı paralel aktif güç filtresinin referans kaynak akımlarının belirlenmesinde ise kaynak tarafındaki güçler kullanılarak referans kaynak gücü elde edilmekte, bu referans kaynak gücü kullanılarak referans kaynak akımları elde edilmektedir. Kaynak tarafında, sadece aktif güç istenmektedir. Bu yüzden kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinde referans kaynak akımları belirlenirken, gerçek gücün DA bileşeni kullanılmaktadır. Sanal güç ise harmonik ve reaktif güçlere karşılık geldiği için istenmeyen güçtür ve referans kaynak gücü belirlenirken kullanılmamaktadır. Bu yüzden paralel aktif güç filtresi kaynak tarafında sadece gerçek gücünün DA bileşeni (\bar{p}_k) kalacak şekilde kontrol edilir.

Şekil 4.5'te, anlık reaktif güç teorisi tabanlı kaynak akımlarının hesaplanması görülmektedir. Bu şekle göre kaynak gerçek (p_k) gücü DA ve AA bileşenlerine alçak geçiren filtre kullanılarak ayrılır. Elde edilen gerçek gücün DA bileşeni \bar{p}_k ve paralel aktif güç filtresinin güç devresinde kullanılan evirici kayıplarına karşılık gelen ($p_{kayıp}$) güç toplanarak, Denklem 4.10'da görülen kaynak tarafında olması gereken gerçek gücün DA bileşeni elde edilmektedir. Sanal güç istenmediği için Denklem 4.11'deki gibi sıfır alınır. Referans kaynak gücünden akımlar çekildiğinde referans kaynak akımları elde edilmektedir. Denklem 4.12, referans kaynak gücünden $\alpha\beta$ eksenindeki referans kaynak akımlarının elde edilmesini göstermektedir. Denklem 4.12'de paralel aktif güç filtresinin güç devresi kayıpları da bulunmaktadır. $\alpha\beta$ referans yapıda elde edilen bu akımlar, Denklem 4.13'deki $\alpha\beta$ -abc dönüşümü kullanılarak üç fazlı a-b-c sisteminde kaynak tarafında olması gereken referans akımlara dönüştürülmektedir. Denklem 4.13'te hesaplanan akımlarla kaynaktan çekilen akımlar birbirinden çıkartıldığında, PWM bloğu girişindeki hata sinyali elde edilmektedir (i_{hata}). Hata sinyali (i_{hata}) kullanılarak anahtarlama sinyalleri elde edilir.



Şekil 4.5: Anlık reaktif güç teorisi tabanlı referans kaynak akımlarının hesaplanması.

$$p_k^* = \bar{p}_k + p_{kayip} \quad (4.10)$$

$$q_k^* = 0 \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_{k\alpha}^* \\ i_{k\beta}^* \end{bmatrix} = V_{\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} p_k^* \\ q_k^* \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ka}^* \\ i_{kb}^* \\ i_{kc}^* \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} i_{k\alpha}^* \\ i_{k\beta}^* \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

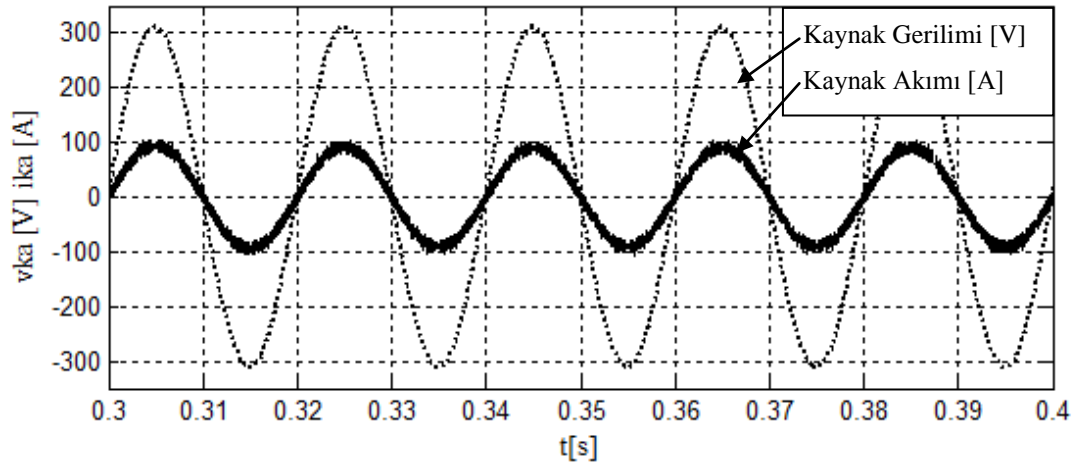
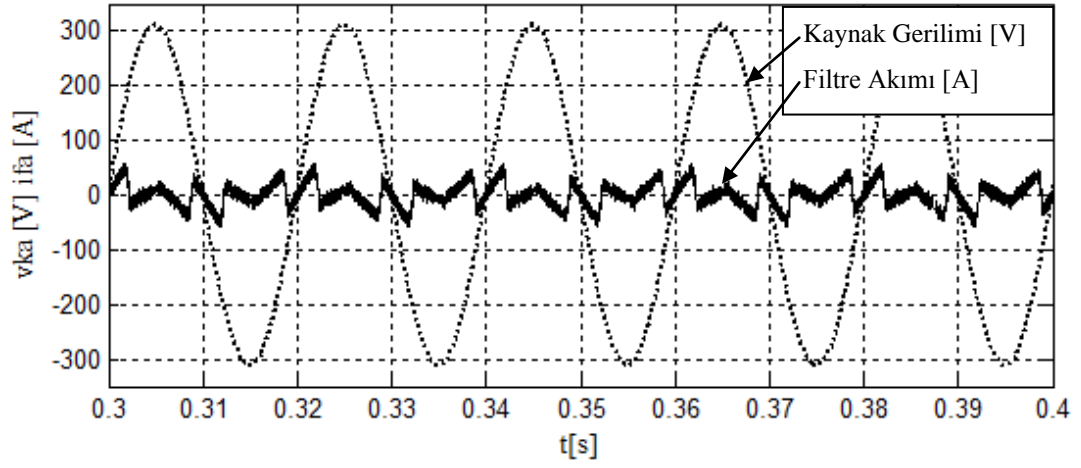
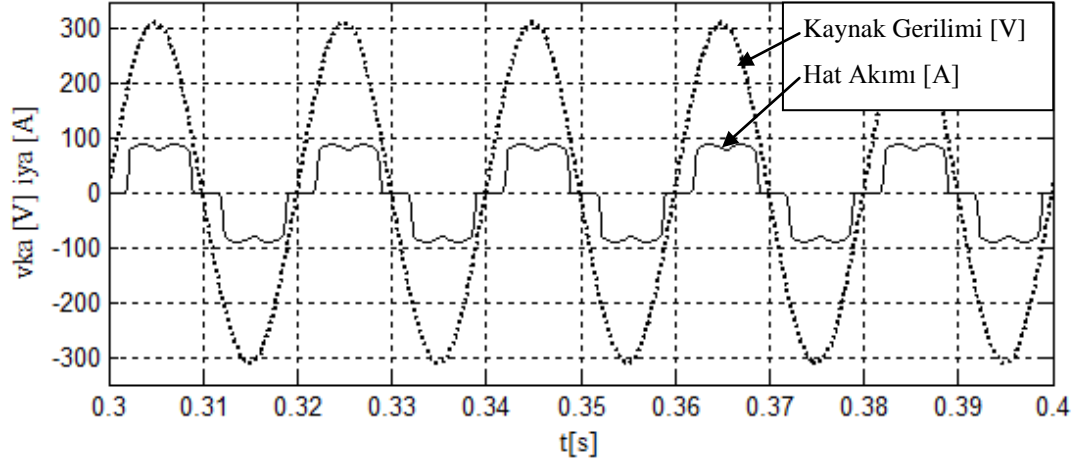
Anlık reaktif güç teorisi tabanlı kaynak akımlarının belirlenmesinde, kaynak tarafında harmonik ve reaktif güçler istenmediği için sanal güç (q) sıfır olarak alınmaktadır.

4.3. Simülasyon Sonuçları

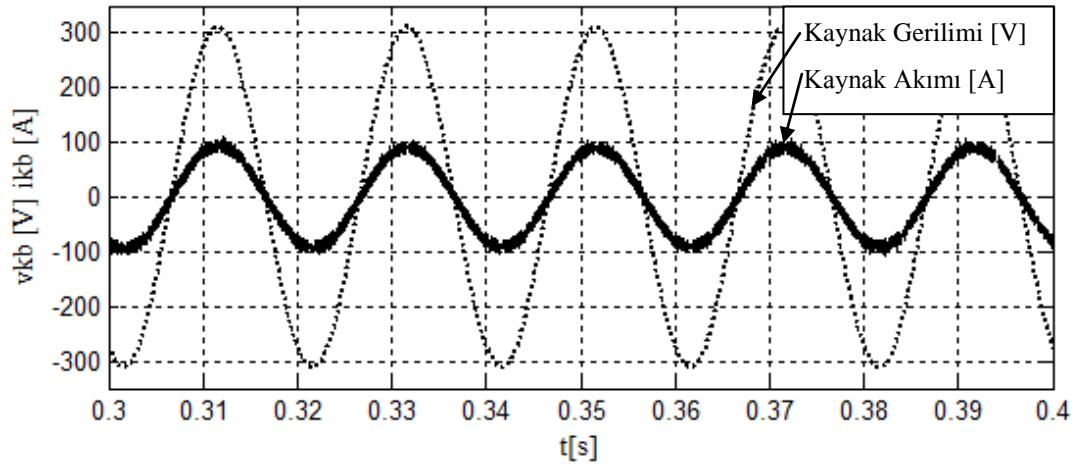
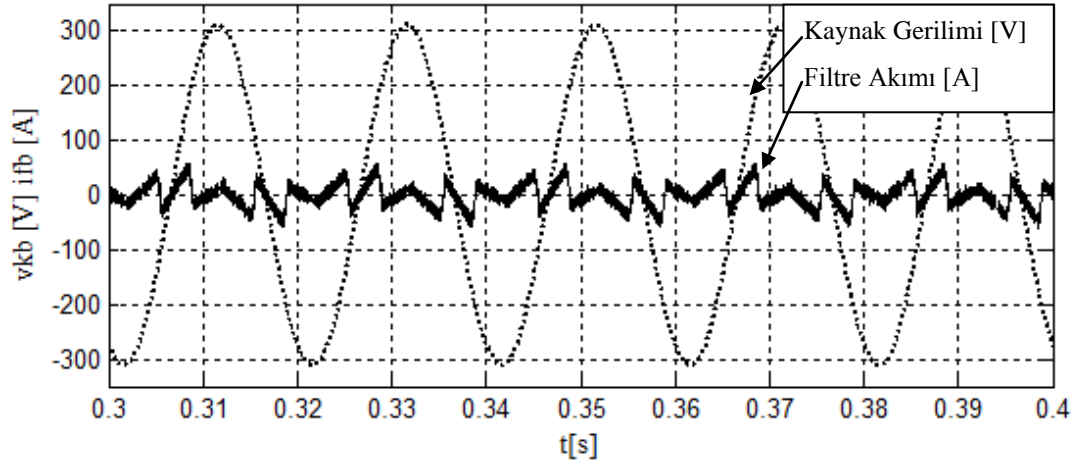
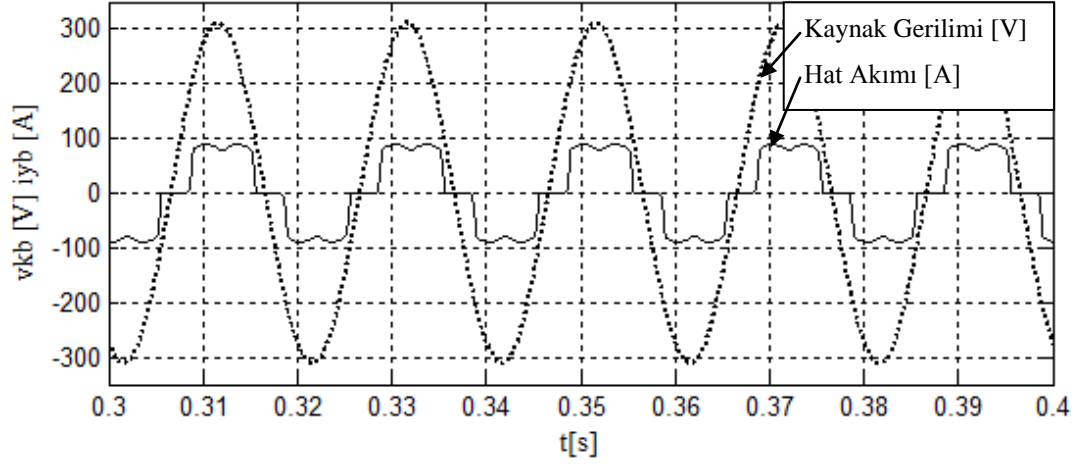
Hazırlanan modelde referans kaynak akımlarının belirlenmesinde anlık reaktif güç teorisi kullanılmaktadır. Harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu yapılacağı için Şekil 4.5'teki referans kaynak akım hesaplama algoritması kullanılmaktadır. Simülasyonda kullanılan paralel aktif güç filtresi parametreleri ve üç fazlı köprü

diyotlu doğrultucu parametreleri Tablo 3.2’de verilmektedir. Anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde histerisiz bat PWM kullanılmaktadır. Ölçülen kaynak akımları ve kaynak gerilimleri kullanılarak gerçek güç hesaplanmaktadır. Sanal güç kaynak tarafında istenmediği için hesaplamaya gerek kalmamaktadır. Kaynak tarafında sadece gerçek gücün DA bileşeninin bulunması istendiği için anlık gerçek güç AGF’den geçirilerek bu gücün DA bileşeni elde edilmektedir. Bu güç kullanılarak referans kaynak akımları elde edilir. Şekil 4.6, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinin simülasyon sonuçları görölmektedir. Paralel aktif güç filtresi devrede değilken kaynaktan çekilen akımdaki THD miktarı %27,16 iken, paralel aktif güç filtresi devreye alındığında kaynak akımının THD miktarı %4.87’ye düşürölmüştür.

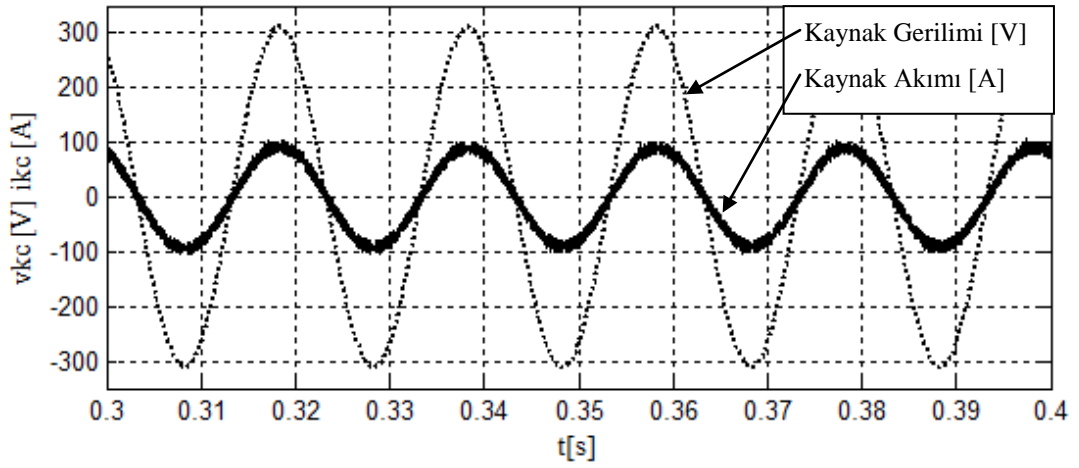
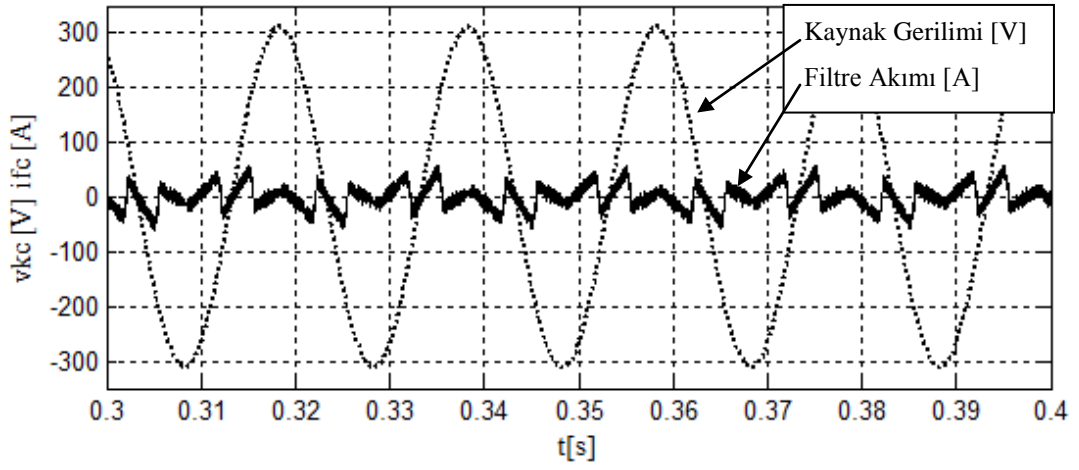
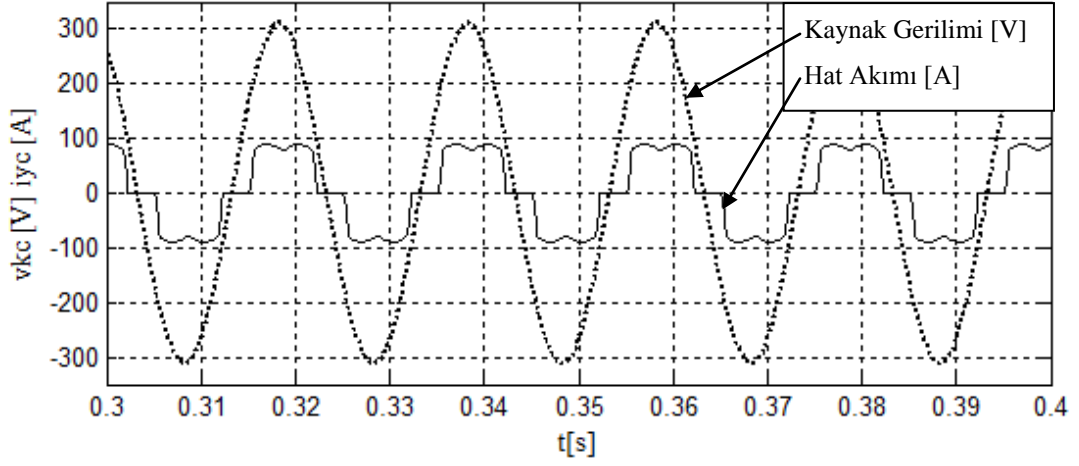
Şekil 4.6, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de yük akımları, filtre akımları ve kaynak akımları daha iyi görölebilmeleri için 5 kat büyütölmektedir.



Şekil 4.6: "a" fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 4.7: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



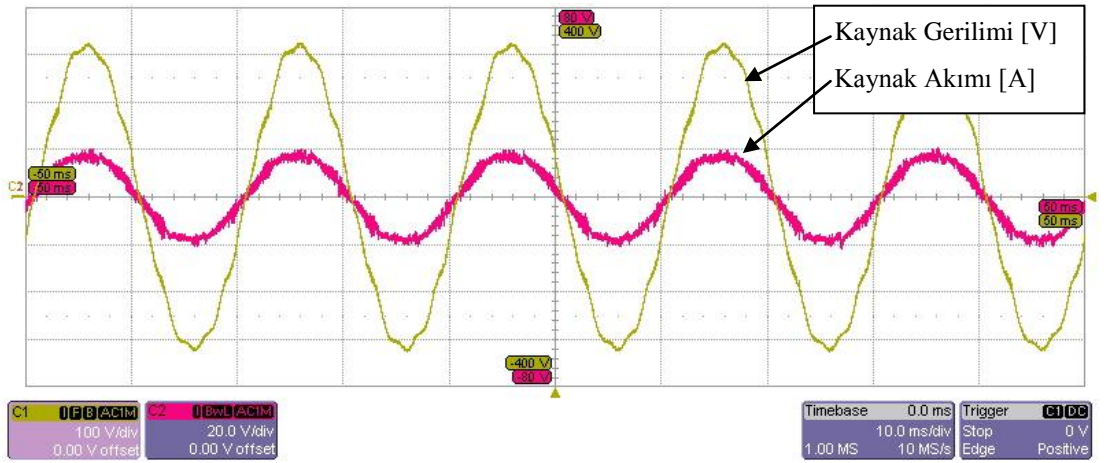
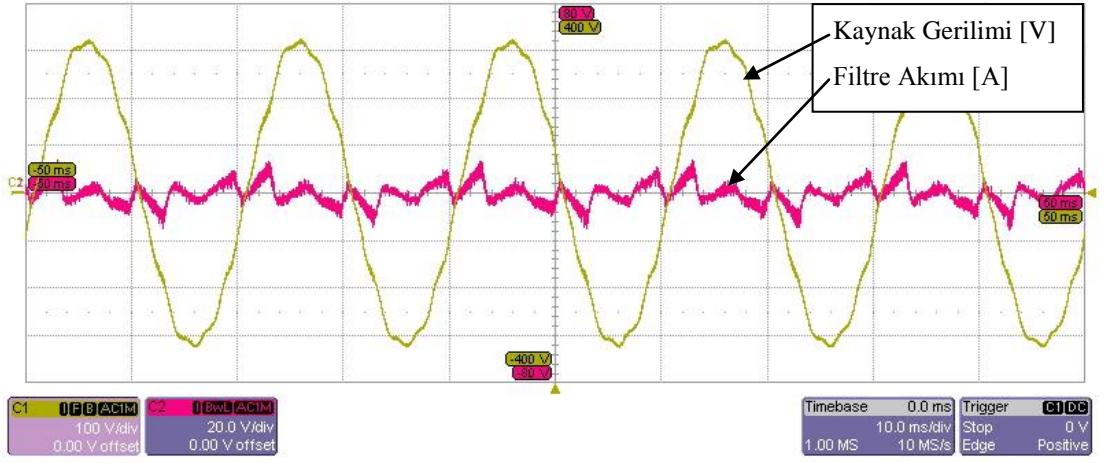
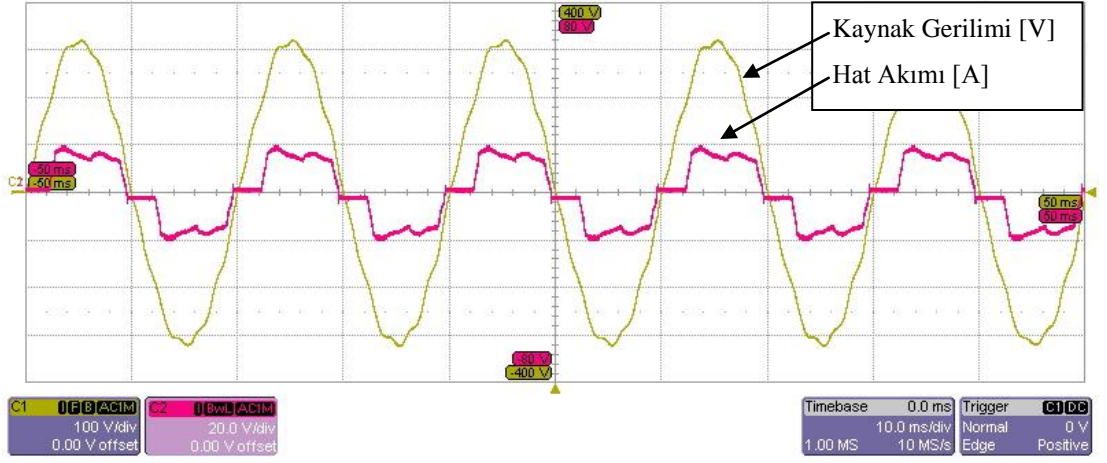
Şekil 4.8: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.

4.4 Deneý Sonuçları

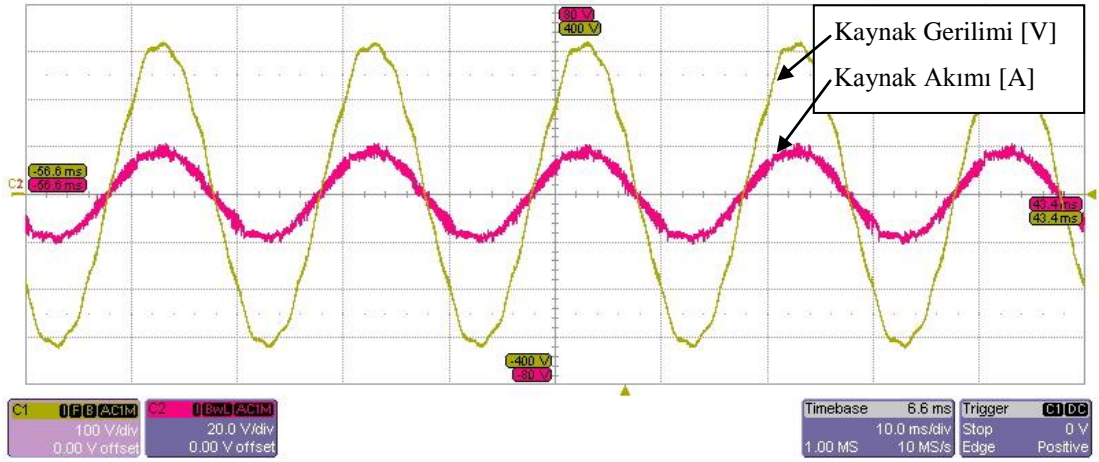
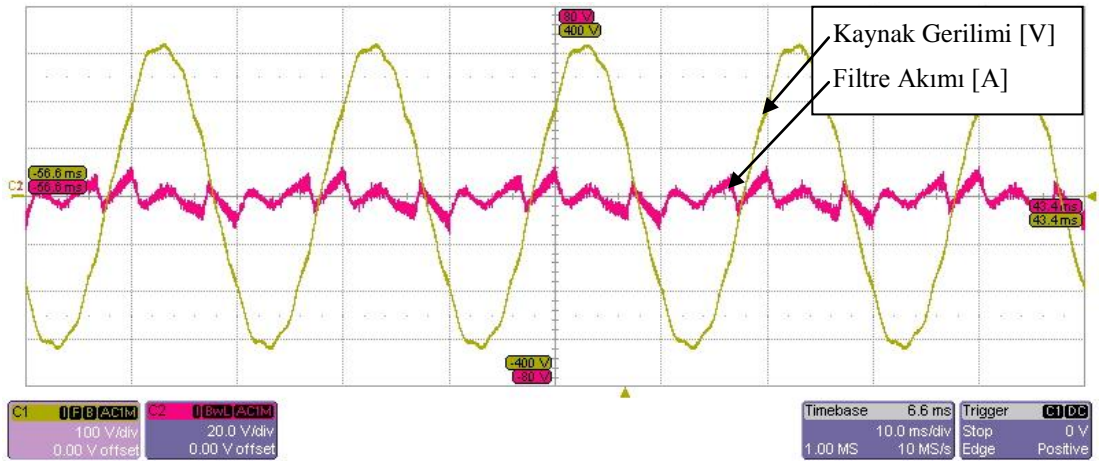
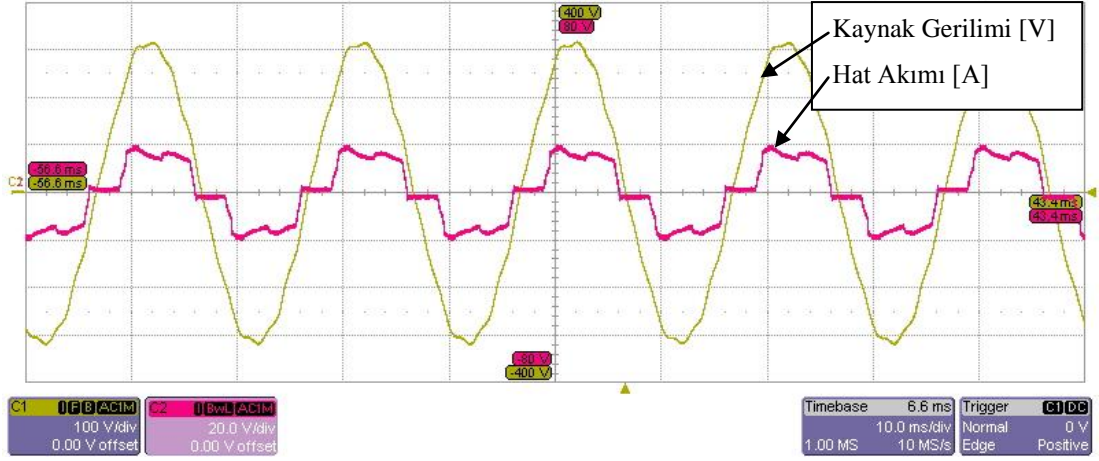
Laboratuar prototipi Tablo 3.2’de verilen parametrelere sahiptir. Referans kaynak akımlarının elde edilmesinde anlık reaktif güç teorisi kullanılmaktadır. Paralel aktif güç filtresi ile harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu yapılmaktadır. Dolayısıyla sanal gücü hesaplamaya gerek kalmamaktadır. Kaynak gerilimleri ve kaynak akımları kullanılarak gerçek güç hesaplanmaktadır. Gerçek gücün DA bileşeni kaynak tarafında istendiği için gerçek güç AGF’den geçirilerek referans kaynak gücü elde edilir. Bu gç kullanılarak referans kaynak akımları elde edilmektedir. Ölçülen kaynak akımları ile hesaplanan referans kaynak akımları histerisiz bant PWM algoritmasından geçirilerek anahtarlama sinyalleri elde edilir. Şekil 4.9, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de sırasıyla “a” fazı, “b” fazı ve “c” fazı kaynak gerilimleri,  fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları görülmektedir. Şekil 4.12’de kaynak gerilimleri ve kaynak akımlarının gç analizöründen alınan harmonik dağılımları ve THD miktarları görülmektedir. Tablo 4.1’de paralel aktif güç filtresinin kaynak akımı ölçüm yöntemi ile kontrol edilmesi durumunda  fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat ve kaynak akımı THD miktarları verilmektedir.

Tablo 4.1: Paralel aktif güç filtresinin kaynak akımı ölçüm yöntemi ile kontrol edilmesi durumunda  fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat ve kaynak akımı THD miktarları.

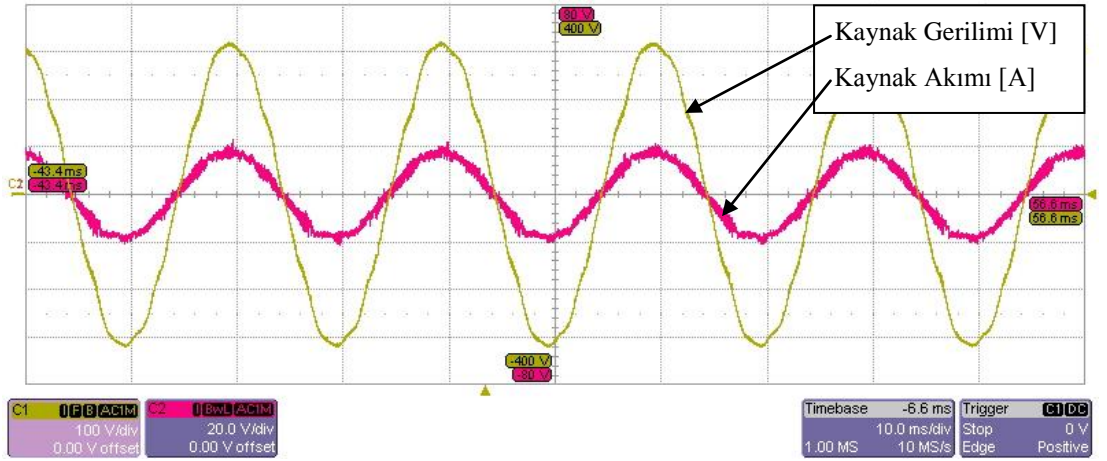
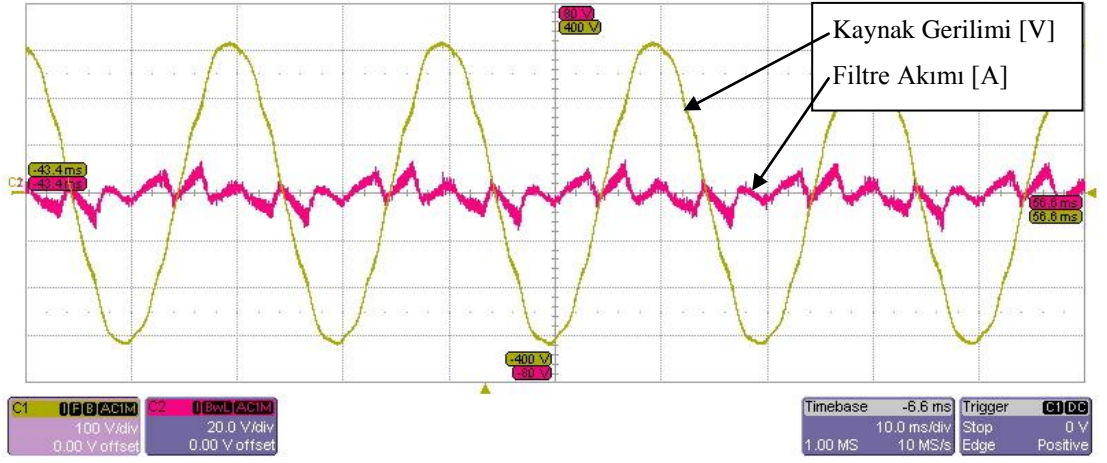
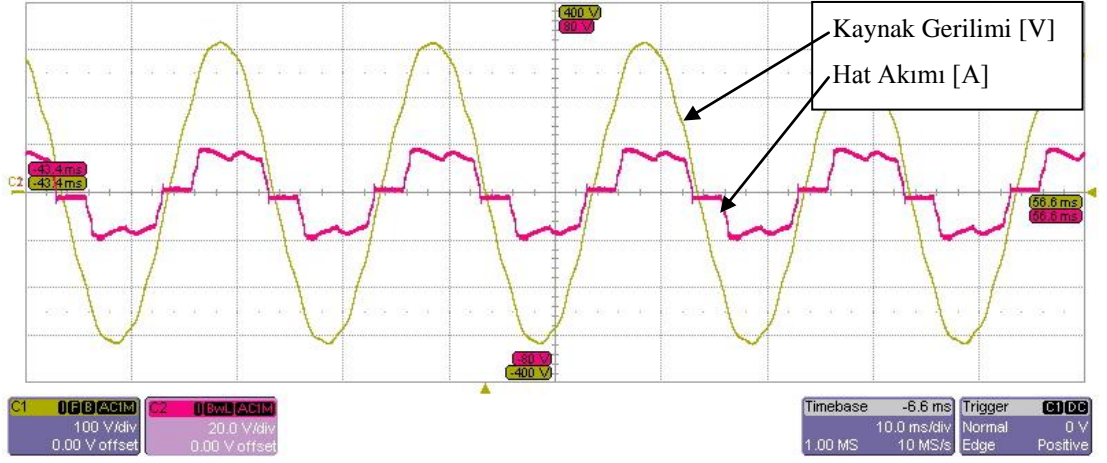
Fazlar	Hat Akımı (%THD)	Kaynak Akımı (%THD)
“a” fazı	26,11	6,75
“b” fazı	27,26	6,27
“c” fazı	26,00	6,71



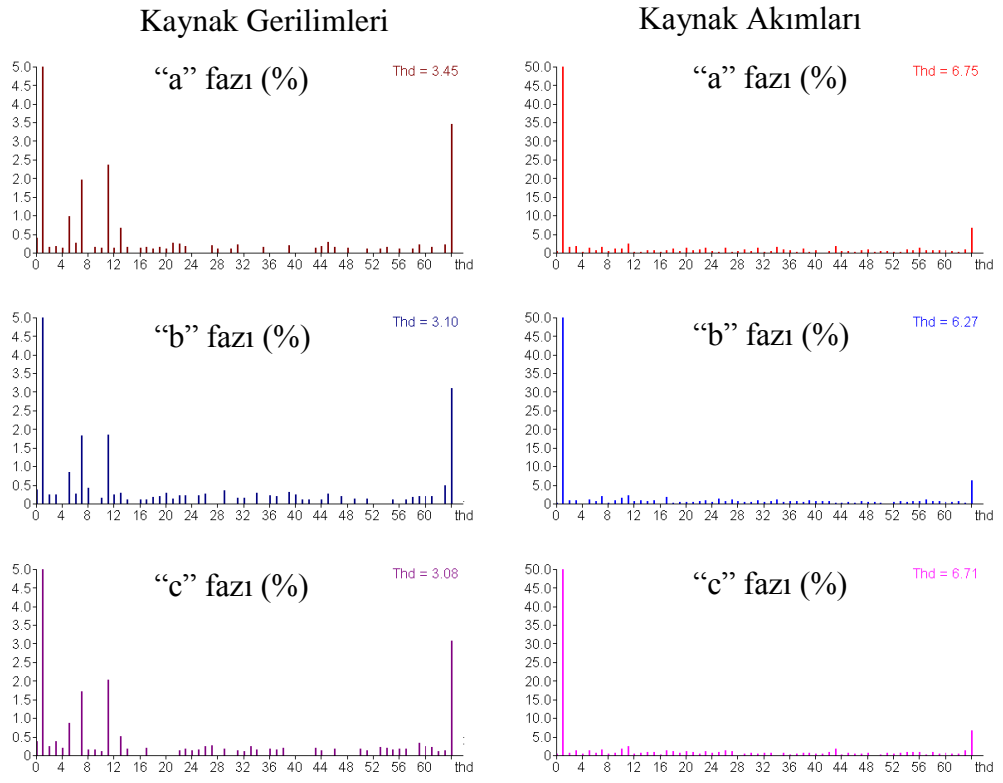
Şekil 4.9: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 4.10: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 4.11: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 4.12: Kaynak gerilimleri ve kaynak akımları harmonik dağılımları ve THD miktarları.

5. ÇİFT HİSTERİSİZ BANT PWM YÖNTEMİ

Paralel aktif güç filtresinin üretmesi gereken referans akımlar belirlendikten sonra, güç devresinin bu referans akımları üretmesi için anahtarlama teknikleri bölümünde, histerisiz bant PWM yönteminin paralel aktif güç filtresi uygulamaları için daha uygun olduğundan bahsedilmiştir. Bu çalışmada ise farklı bir histerisiz bant yöntemi önerilmekte ve ortalama anahtarlama frekansı azaltılarak paralel aktif güç filtresinin güç devresi kayıpları düşürülmektedir. Geleneksel histerisiz bant PWM yönteminde her bir kol için bir histerisiz bant kullanılmaktadır. Önerilen yöntemde ise her bir kol için iki histerisiz bant kullanıldığından, çift histerisiz bant PWM olarak adlandırılmaktadır.

Geleneksel histerisiz bant PWM yönteminde akım hata sinyali (i_{hata}) üst sınırdan iken akım hata sinyali alt sınıra ulaşınca kadar S_1 anahtarı kapatılır. Akım hata sinyali alt sınıra ulaştığında ise akım hata sinyali üst sınıra ulaşınca kadar S_4 anahtarı kapatılır. Yani herhangi bir durumda S_1 veya S_4 anahtarından biri mutlaka kapalıdır. S_1 ve S_4 anahtarları ve Şekil 3.7’de görülen diğer anahtarlar IGBT ve ters paralel diyottan oluşmaktadır. Herhangi bir anahtarın kapalı olması demek, bu anahtarla sembolize edilen IGBT veya diyotun iletimde olduğunu gösterir. Şekil 3.12’de geleneksel histerisiz bant PWM’de anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi görülmektedir. Bu şekle göre referans filtre akımı pozitif ise S_1 anahtarı kapandığında IGBT iletime geçmektedir. S_4 anahtarının iletime geçmesi için S_1 anahtarının açılması, yani IGBT’nin anahtarlama sinyalinin kesilmesi gerekmektedir. S_1 anahtarına ait IGBT devreden çıktığında akımın sürekliliğinden dolayı S_4 anahtarına ait diyot iletime geçer. S_4 anahtarına ait diyotun iletimden çıkması için S_1 anahtarının kapatılması yani S_1 anahtarına ait IGBT’nin iletime sokulması gerekmektedir. Referans filtre akımı negatif iken ise S_1 anahtarının kapanması demek bu anahtara ait diyotun iletime geçtiğini gösterir. S_4 anahtarının kapatılması ise bu anahtara ait IGBT’nin iletime sokulduğunu gösterir. Dolayısıyla referans filtre akımı pozitif iken S_4 anahtarının iletime girmesi ve iletimden çıkması S_1 anahtarına

kontrolüne bağlıdır. Referans filtre akımı negatif iken de S_1 anahtarının iletme girmesi ve iletimden çıkması S_4 anahtarının kontrolüne bağlıdır. Histerisiz kontrolcünün algoritması şu şekildedir:

$$\begin{aligned} i_{hata} \geq +HB, S_1 = 1 \text{ ve } S_4 = 0 \\ i_{hata} \leq -HB, S_1 = 0 \text{ ve } S_4 = 1 \end{aligned} \quad (5.1)$$

Şekil 3.12’de görüldüğü gibi histerisiz bant çıkışı S_1 anahtarına direk bağlıdır, S_4 anahtarına ise tersi alınarak bağlanmaktadır. Dolayısıyla hiçbir zaman aynı koldaki iki anahtar aynı anda kapalı veya aynı anda açık olmamaktadır.

Şekil 5.1’de çift histerisiz bant PWM yönteminin prensip şeması ve bu yöntem kullanıldığında evirici çıkışındaki akım ve dalga şekli görülmektedir. Bu yöntemde akım hata sinyali, referans akım pozitif olduğu durumlarda, sıfır ile histerisiz bandın alt sınırı arasında, referans akımın negatif olduğu durumlarda ise, sıfır ile histerisiz bandın üst sınırı arasında kalmaktadır. Çift histerisiz bant PWM yönteminde referans filtre akımı pozitif ise akım hata sinyali (i_{hata}) histerisiz bandın üst sınırında iken akım hata sinyali sıfıra ulaşıncaya kadar S_1 anahtarı kapatılır. Akım hata sinyali sıfıra ulaştığında ise akım hata sinyali histerisiz bandın üst sınırına ulaşıncaya kadar S_4 anahtarı kapatılır. Referans filtre akımı negatif ise akım hata sinyali (i_{hata}) histerisiz bandın alt sınırında iken akım hata sinyali sıfıra ulaşıncaya kadar S_4 anahtarı kapatılır. Akım hata sinyali sıfıra ulaştığında ise akım hata sinyali histerisiz bandın alt sınırına ulaşıncaya kadar S_1 anahtarı kapatılır.

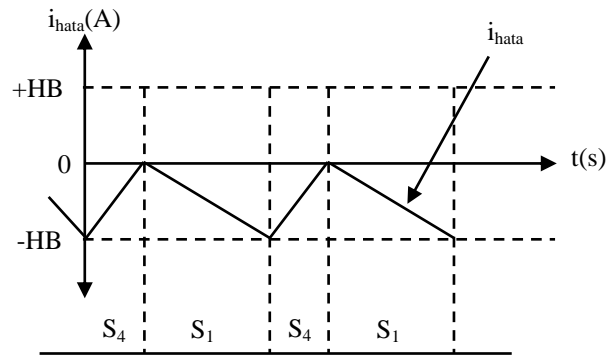
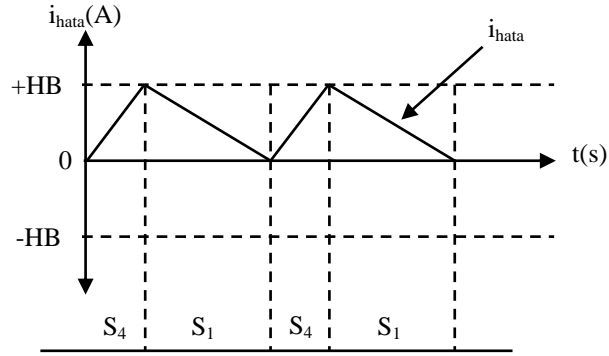
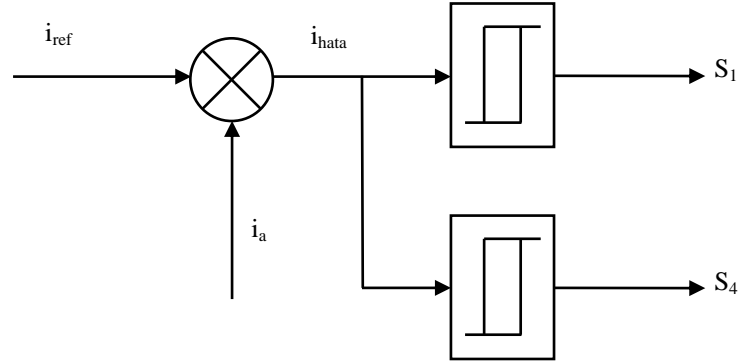
S_1 anahtarına bağlı histerisiz kontrolcünün algoritması Denklem 5.2’deki gibidir.

$$\begin{aligned} i_{hata} \geq +HB, S_1 = 1 \\ i_{hata} \leq 0, S_1 = 0 \end{aligned} \quad (5.2)$$

S_4 anahtarına bağlı histerisiz kontrolcünün algoritması Denklem 5.3’teki gibidir.

$$\begin{aligned} i_{hata} \geq 0, S_4 = 0 \\ i_{hata} \leq -HB, S_4 = 1 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Çift histerisiz bant kontrol algoritmasına göre aynı koldaki iki anahtar aynı anda kapalı olamaz; fakat referans akımın histerisiz banttan küçük olduğu durumlarda aynı koldaki iki anahtarda aynı anda açık olmaktadır.



Şekil 5.1: Çift histerisiz bant PWM yöntemi ve anahtarlama şekli.

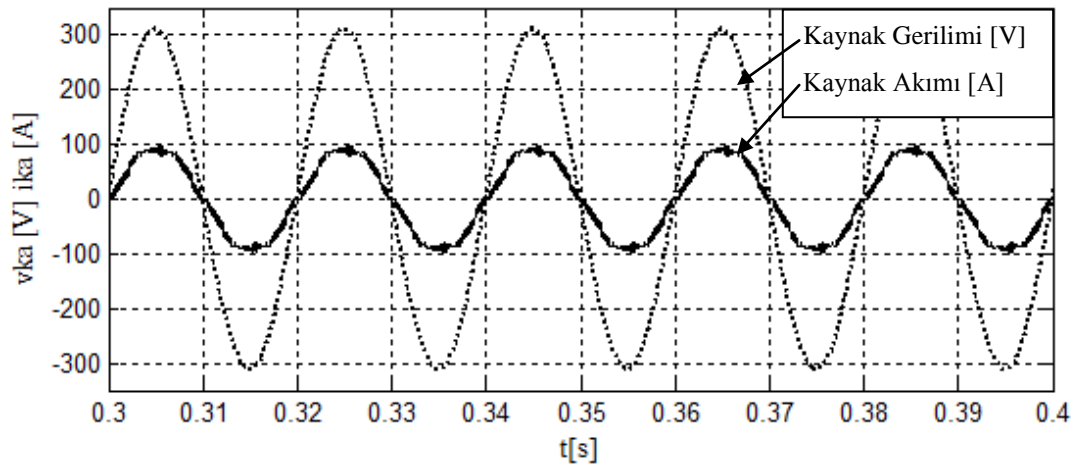
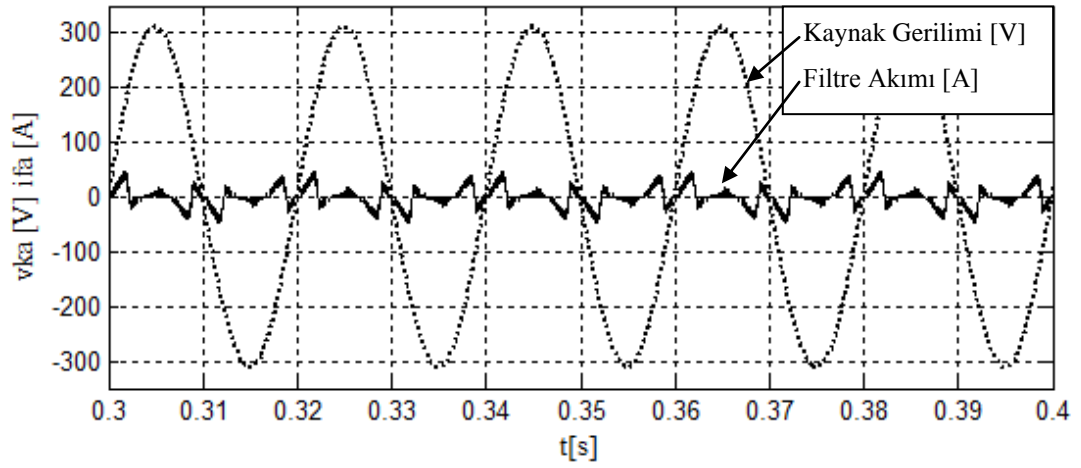
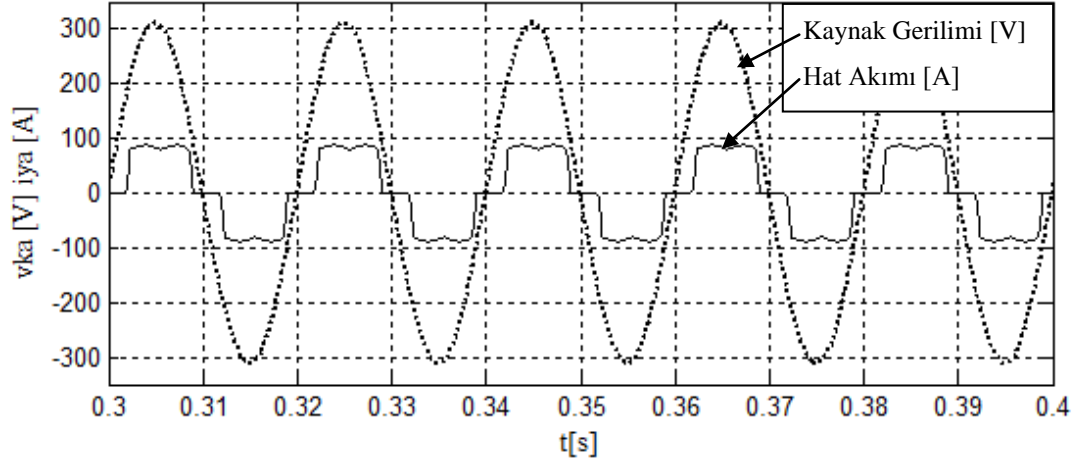
5.1. Çift Histerisiz Bant PWM Yöntemi Simülasyon Sonuçları

Simülasyonda kullanılan paralel aktif güç filtresi ve üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu parametreleri Tablo 3.2’de verilmektedir. Referans filtre akımlarının belirlenmesinde anlık reaktif güç teorisi kullanılmaktadır. Eviricideki her bir anahtar için bir histerisiz bant kullanılmıştır. Eviricinin bir koluna ait histerisiz bantların sınırları Denklem 5.2 ve Denklem 5.3’teki gibidir. Şekil 5.2, Şekil 5.3 ve Şekil 5.4’te çift histerisiz bant PWM kullanılarak elde edilen “a” fazı, “b” fazı ve “c” fazı kaynak gerilimleri, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları görülmektedir.

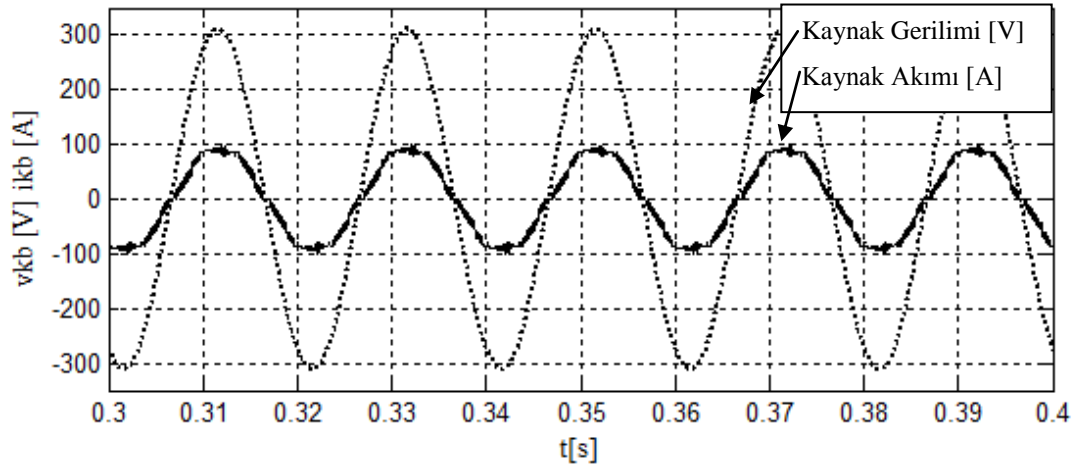
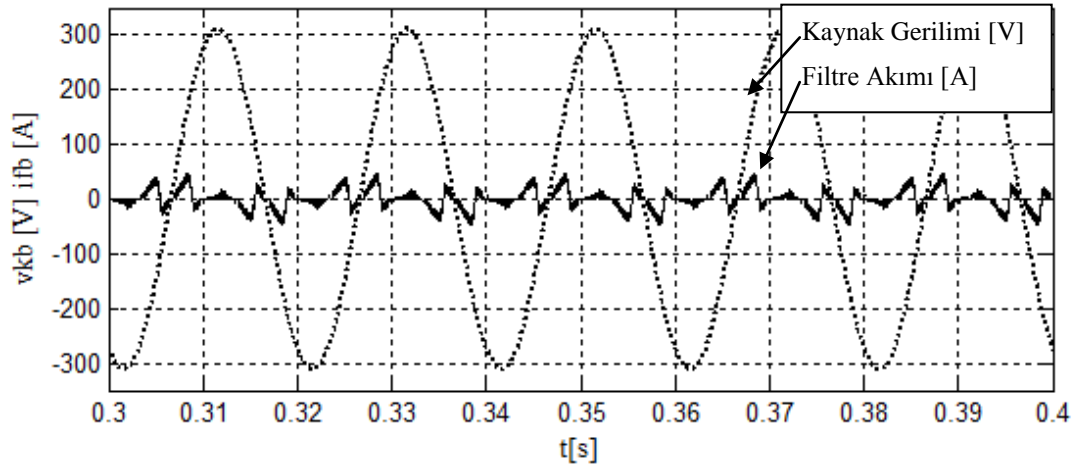
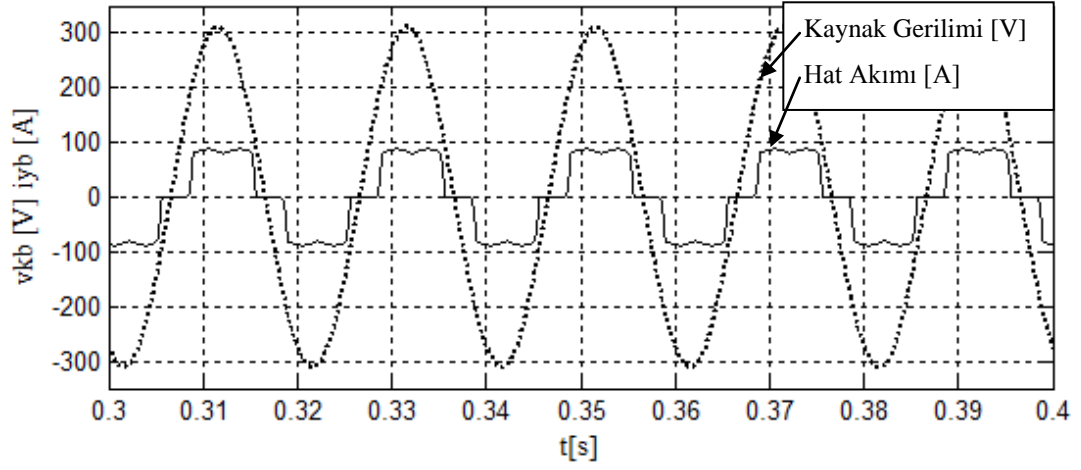
Şekil 5.5’te akım hata sinyalleri görülmektedir. Histerisiz bant PWM’de hata akımı +HB ile -HB arasında tutulmaktadır. Çift histerisiz bant PWM’de ise hata akımı, referans akımın pozitif olduğu yerlerde +HB ile 0 arasında tutulmaktadır. Referans akımın negatif olduğu yerlerde ise hata akımı 0 ile -HB arasında tutulmaktadır.

Şekil 5.2, Şekil 5.3 ve Şekil 5.4’te üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları daha iyi görülebilmesi için 5 kat büyütülerek çizdirilmiştir.

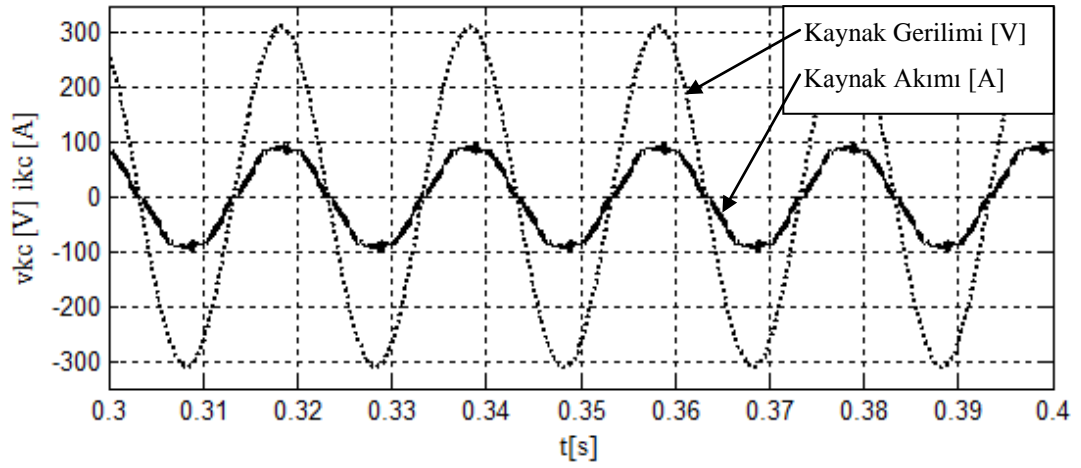
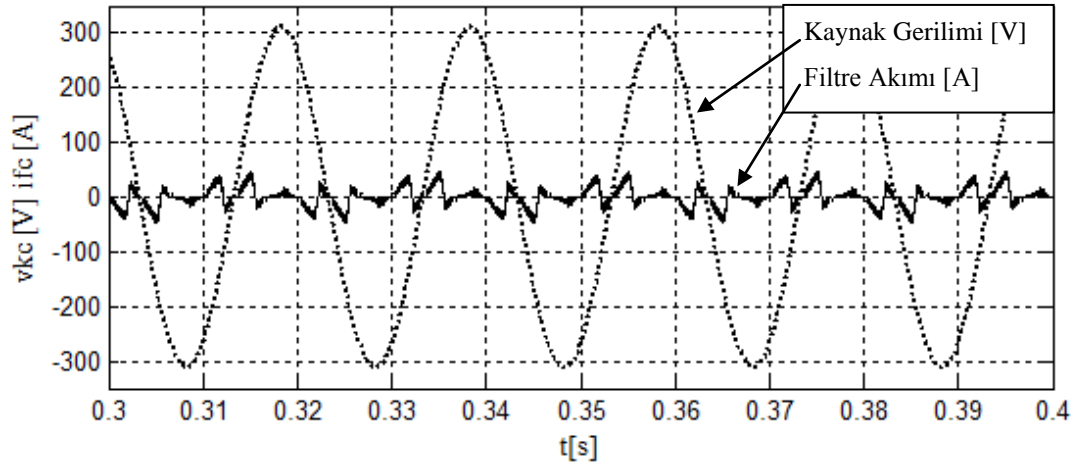
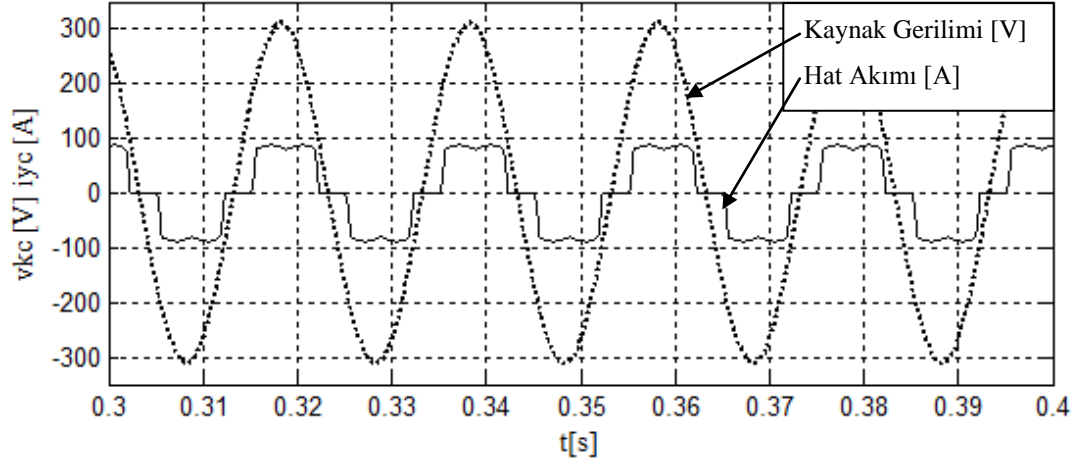
Tablo 5.1’de histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri kullanılarak yapılan simülasyonlar sonucunda güç kaybı ve THD miktarı görülmektedir. Tablo 5.1’e göre çift histerisiz bant yönteminde hem THD miktarı düşük hem de güç kayıplarının düşük olduğu görülmektedir. Bunun sebebi ise, referans filtre akımlarının histerisiz banttan küçük olduğu yerlerde histerisiz bant PWM yönteminde daha fazla anahtarlama yapılırken, çift histerisiz bant PWM yönteminde referans filtre akımlarının histerisiz banttan küçük olduğu yerlerde anahtarlama yapılmamasıdır. Dolayısıyla güç devresi kayıpları azaltılmaktadır.



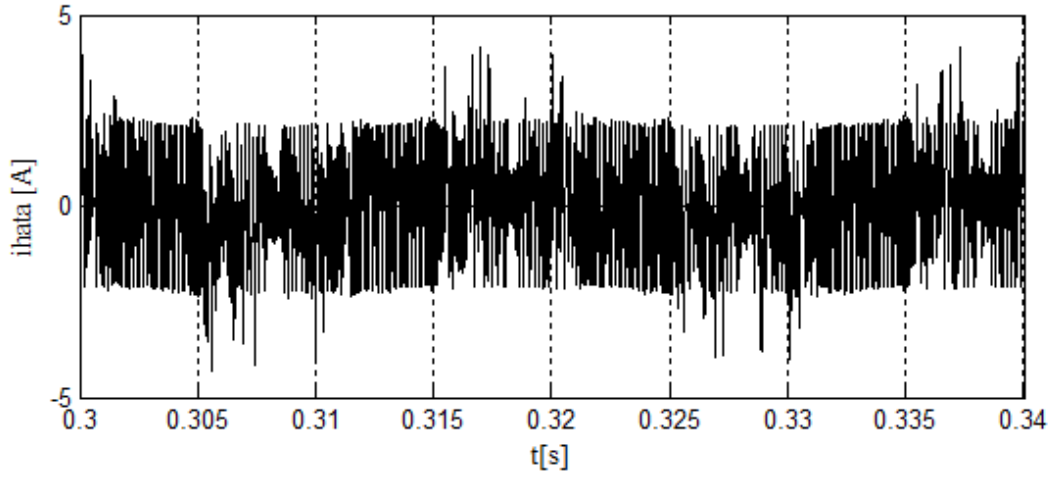
Şekil 5.2: "a" fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



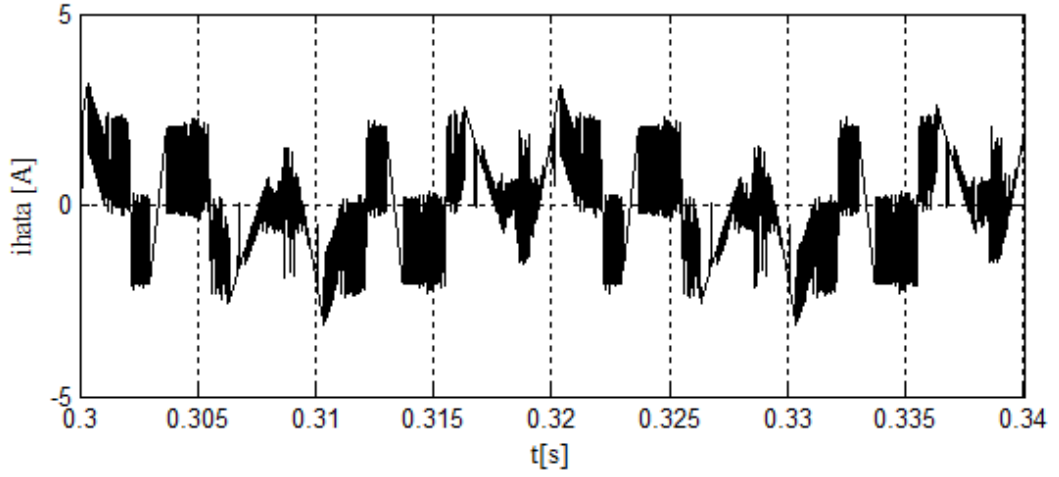
Şekil 5.3: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 5.4: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



(a)



(b)

Şekil 5.5: a-) Histerisiz bant PWM akım hata sinyalleri
b-) Çift histerisiz bant PWM akım hata sinyalleri.

Tablo 5.1: Histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri simülasyon sonuçları.

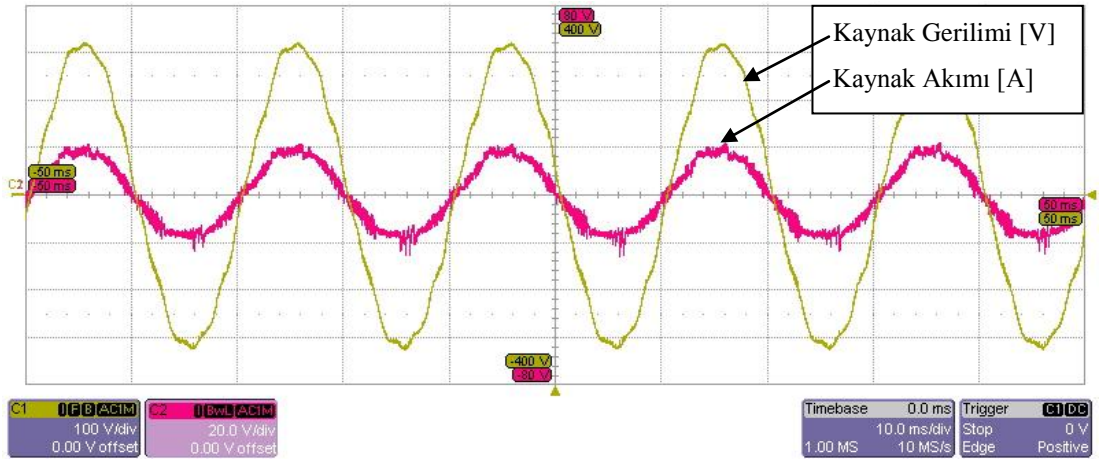
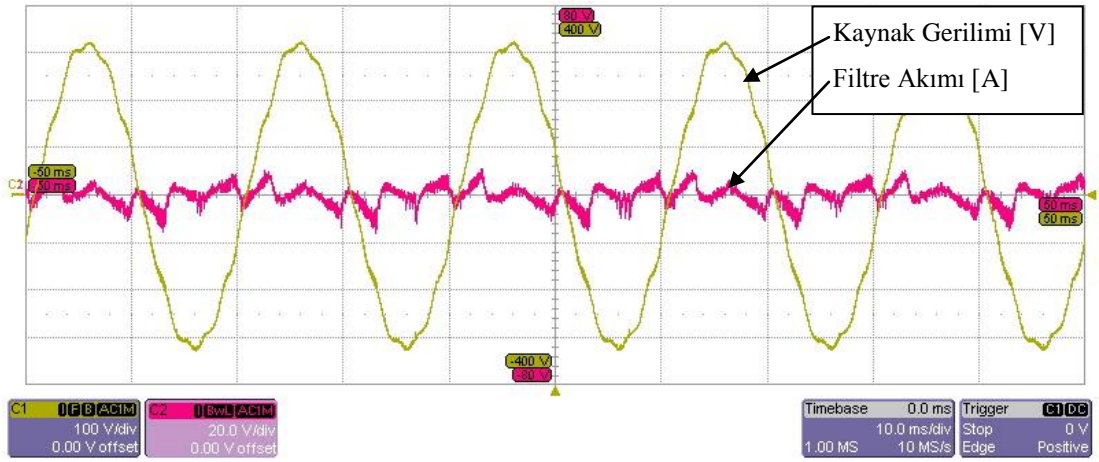
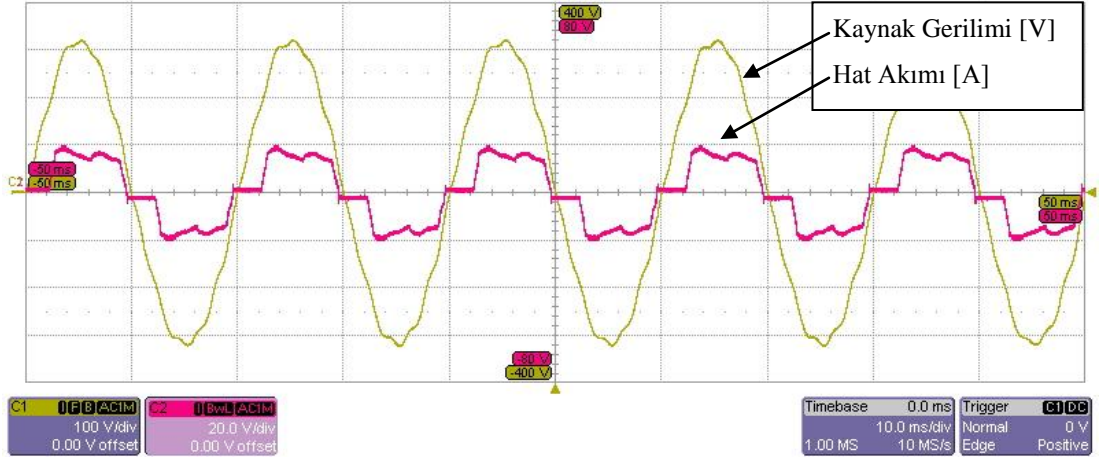
	HB	Çift HB
Güç Kaybı (W)	123,97	117,81
THD (%)	5.04	4.9

5.2. Çift Histerisiz Bant PWM Yöntemi Deney Sonuçları

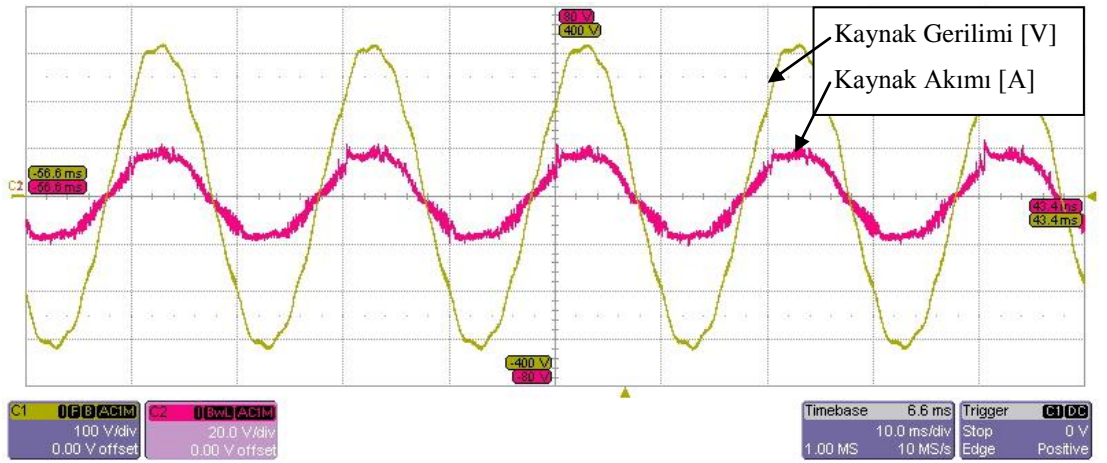
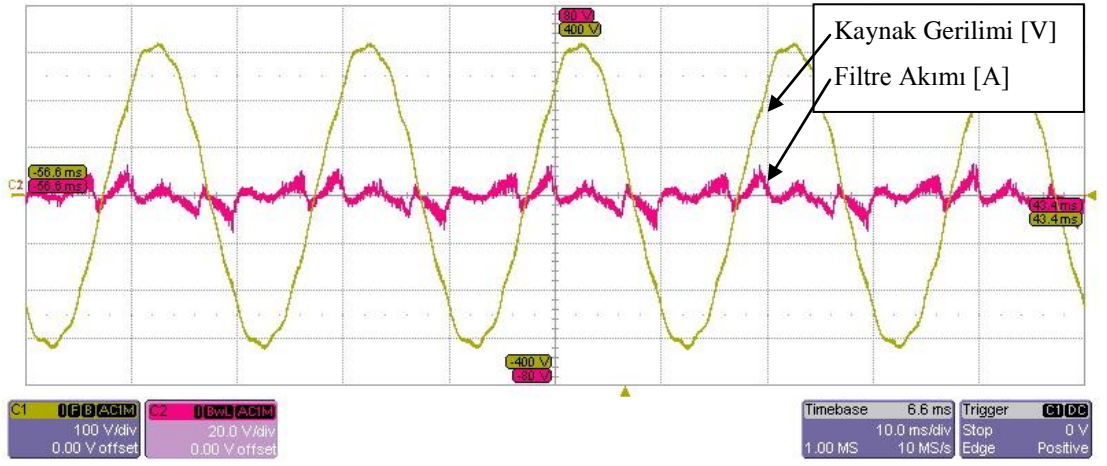
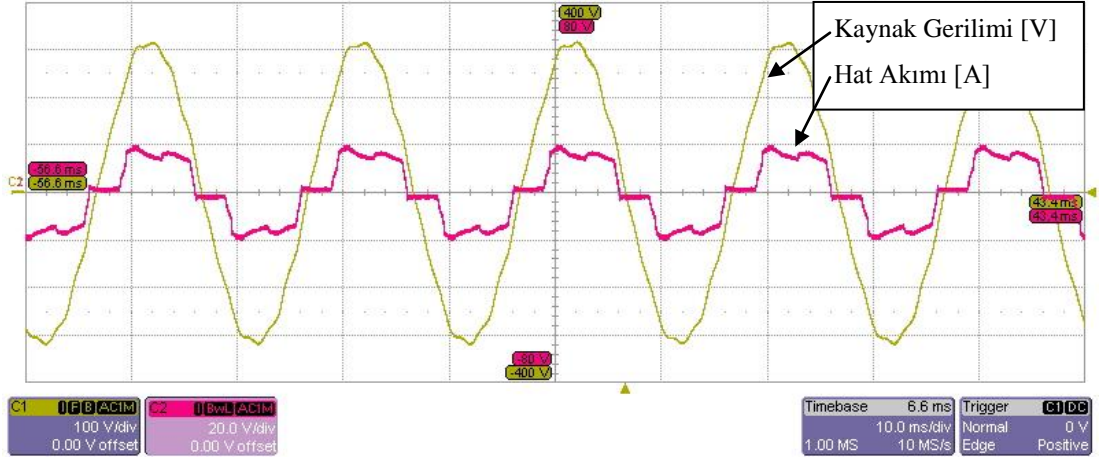
Laboratuar prototipi Tablo 3.2’de verilen parametrelere sahiptir. Referans filtre akımlarının elde edilmesinde anlık reaktif güç teorisi kullanılmaktadır. Paralel aktif güç filtresi ile harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu yapılacağı için Şekil 2.18’deki algoritma kullanılmıştır. Şekil 5.6, Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de sırası ile “a” fazı, “b” fazı ve “c” fazı kaynak gerilimleri, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları görülmektedir. Şekil 5.9’da kaynak gerilimleri ve kaynak akımlarının güç analizöründen alınan harmonik dağılımları ve THD miktarları görülmektedir.

Tablo 5.2’de histerisiz bant PWM yöntemi ve çift histerisiz bant PWM yöntemi deney sonuçları görülmektedir. Histerisiz bant PWM yönteminde paralel aktif güç filtresi güç devresi kayıpları 185W iken çift histerisiz bant PWM yönteminde güç devresi kayıpları 129W olarak ölçülmüştür. Önerilen yöntem ile güç devresi kayıpları %30,27 daha düşük çıkmaktadır.

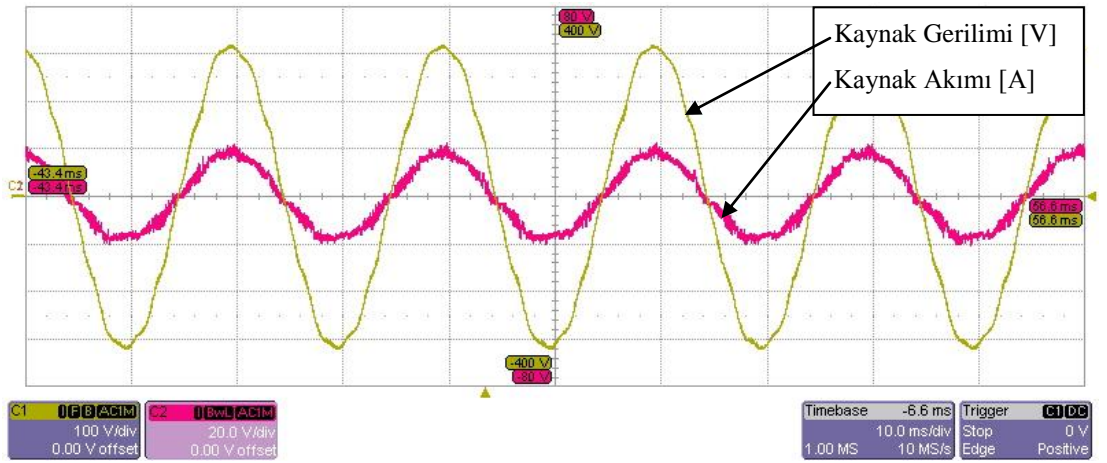
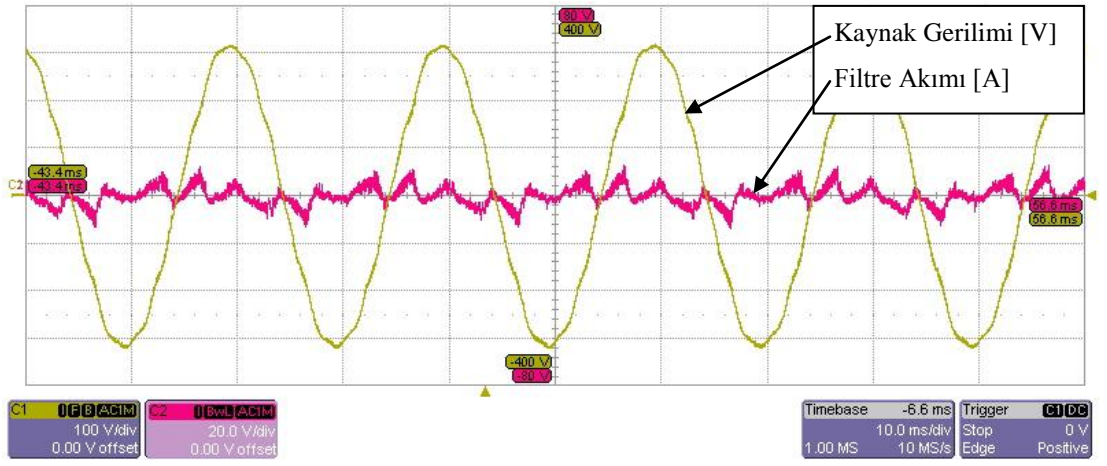
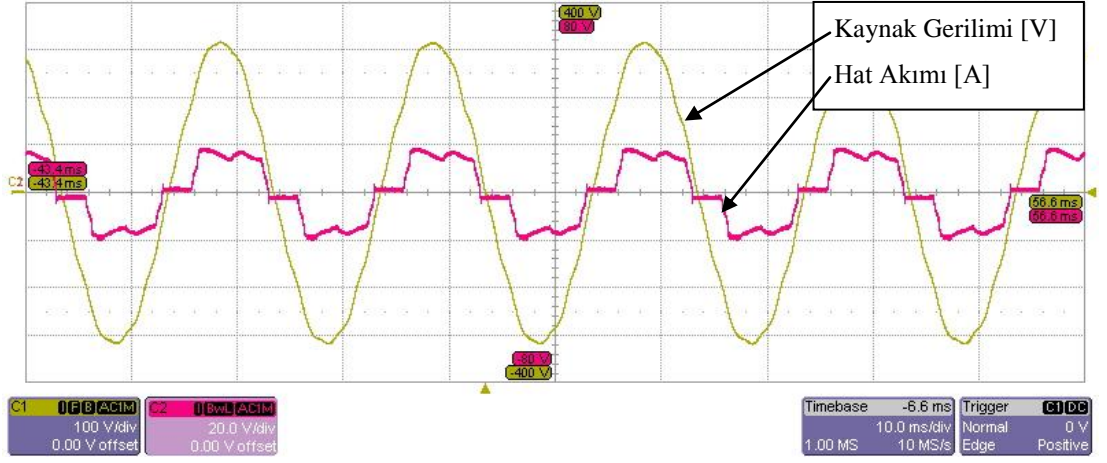
Sonuç olarak her iki yöntemdeki THD’ler ve güç devresi kayıpları gösteriyor ki; önerilen çift histerisiz bant PWM yönteminde hem daha az güç kayıpları meydana gelmekte hem de kaynak akımındaki THD miktarı daha düşük çıkmaktadır.



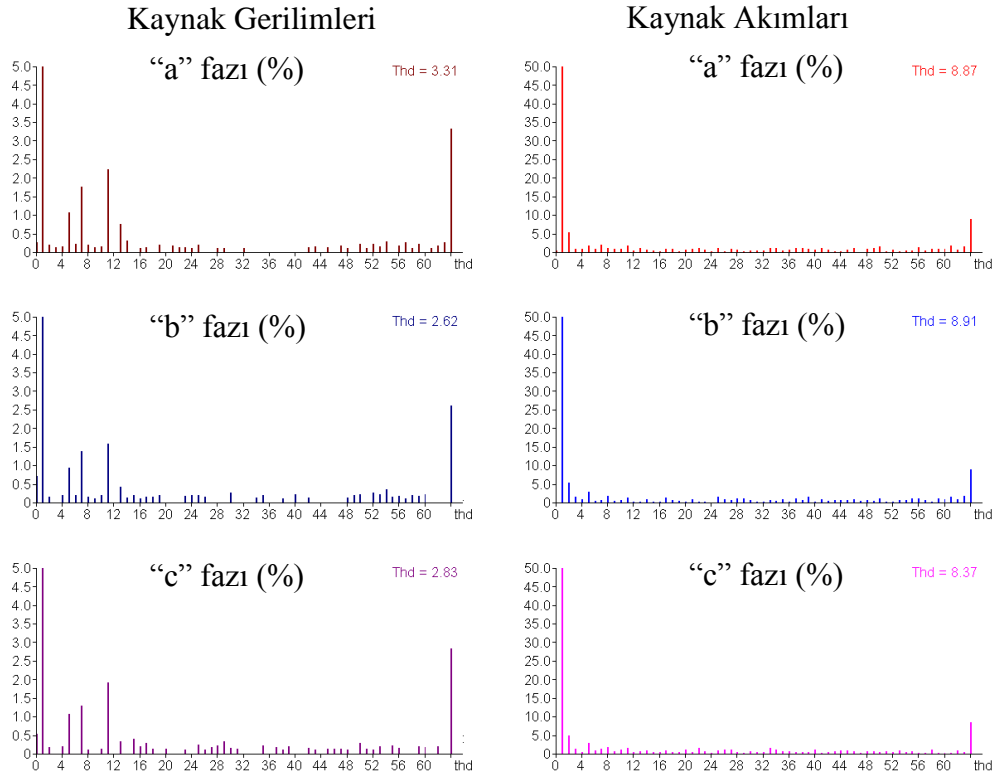
Şekil 5.6: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 5.7: “b” fazı kaynak gerilim, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 5.8: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 5.9: Kaynak gerilimleri ve kaynak akımları harmonik dağılımları.

Tablo 5.2: Histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri deney sonuçları.

		HB	Çift HB
Güç Kaybı (W)		185	129
THD (%)	“a” fazı	9.16	8.87
	“b” fazı	9.06	8.91
	“c” fazı	7.28	8.37

5.3. Kaynak Akımı Ölçülerek Kontrol Edilen Paralel Aktif Güç Filtresinde Çift Histerisiz Bant PWM’in Uygulanması

4. bölümde paralel aktif güç filtresi kontrolünde üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları ve filtre akımlarının ölçülmesi yerine, kaynak akımının ölçülmesinden bahsedilmektedir. Elde edilen referans kaynak akımları kullanılarak anahtarlama sinyalleri elde edilmektedir. Kaynak akımı ölçme yöntemi ve bu bölümde bahsedilen

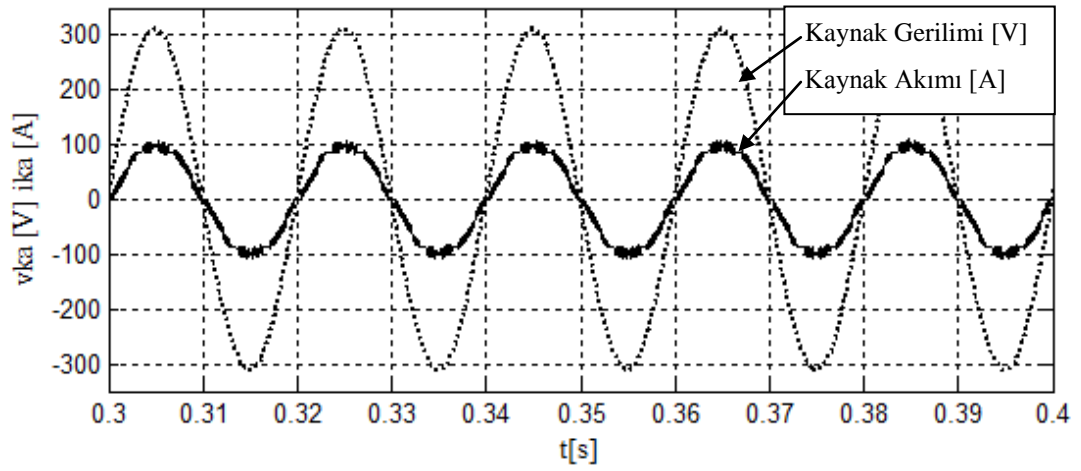
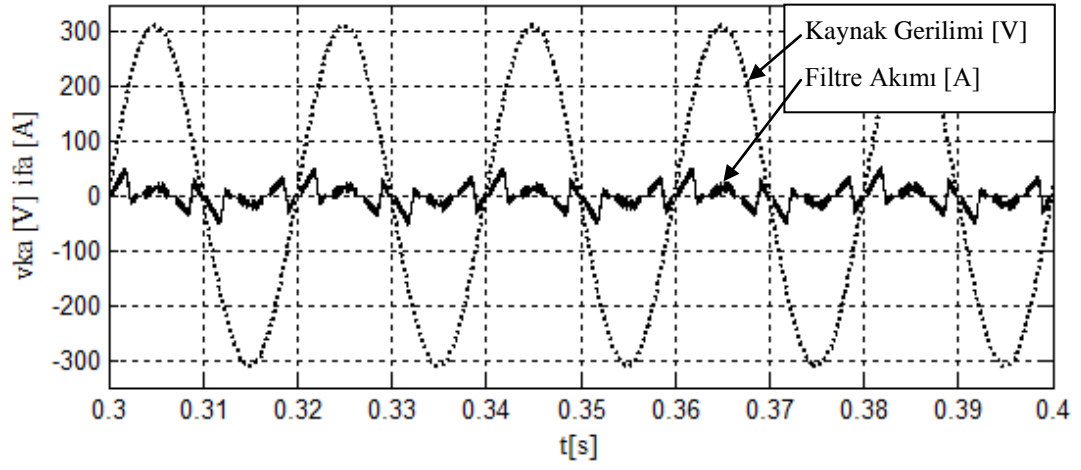
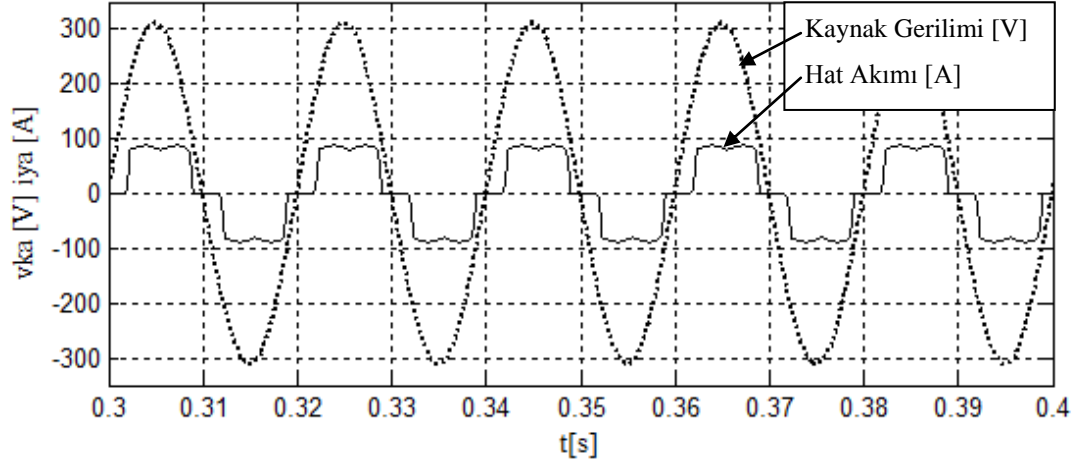
çift histerisiz bant PWM yöntemi, aynı paralel aktif güç filtresinde kullanılmakta ve elde edilen simülasyon ve deney sonuçları sunulmaktadır. Simülasyonda kullanılan paralel aktif güç filtresi ve üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat parametreleri Tablo 3.2’de verilmektedir.

Şekil 5.10, Şekil 5.11 ve Şekil 5.12’de “a” fazı, “b” fazı ve “c” fazı kaynak gerilimleri, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları simülasyon sonuçları görülmektedir. Tablo 5.3’te kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinde histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri, güç kayıpları ve THD miktarları açısından karşılaştırılmıştır. Şekil 5.10, Şekil 5.11 ve Şekil 5.12’de üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları daha iyi görülebilmesi için 5 kat büyütülerek çizdirilmiştir.

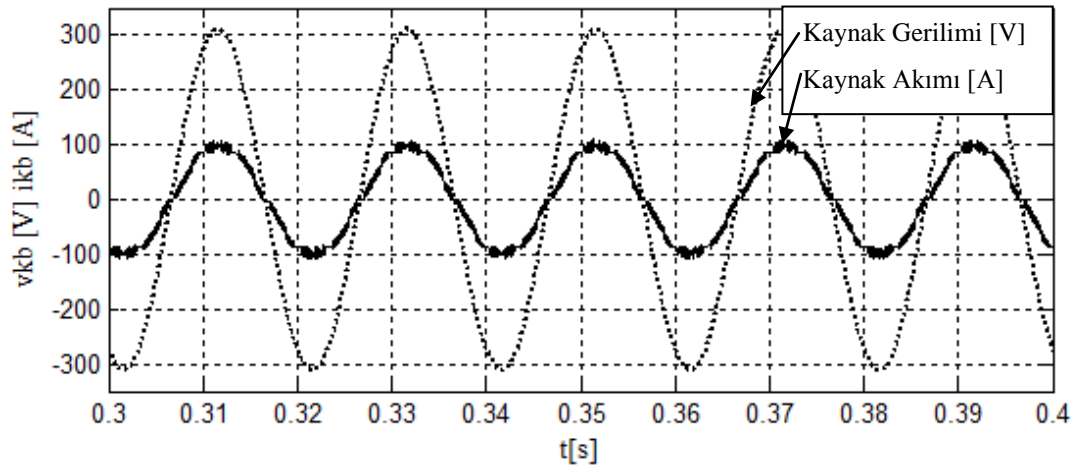
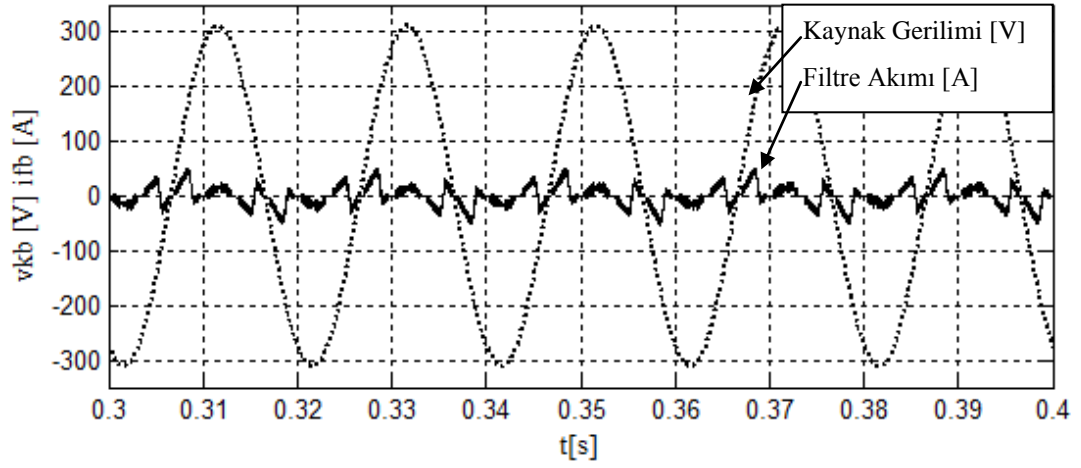
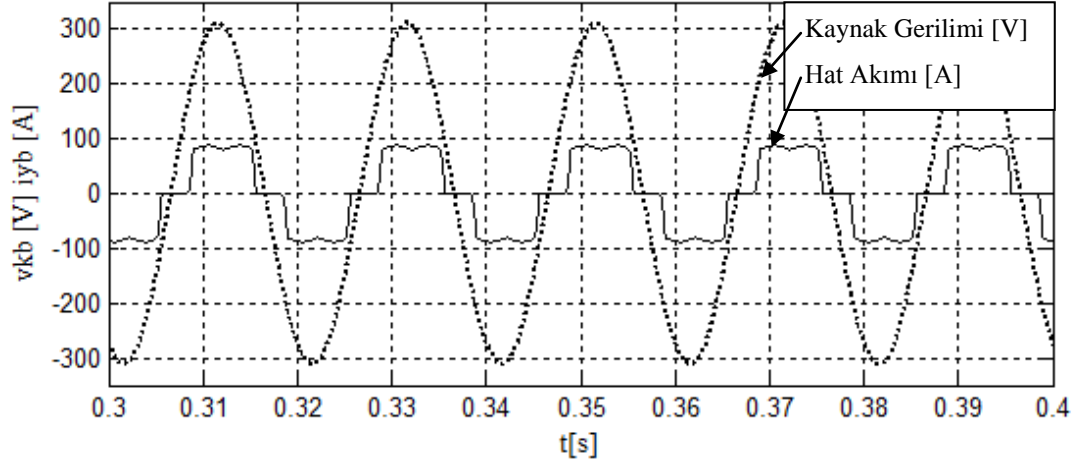
Tablo 5.3: Kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinde histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri simülasyon sonuçları.

	HB	Çift HB
Güç Kaybı (W)	140,57	136,59
THD (%)	4,87	4,84

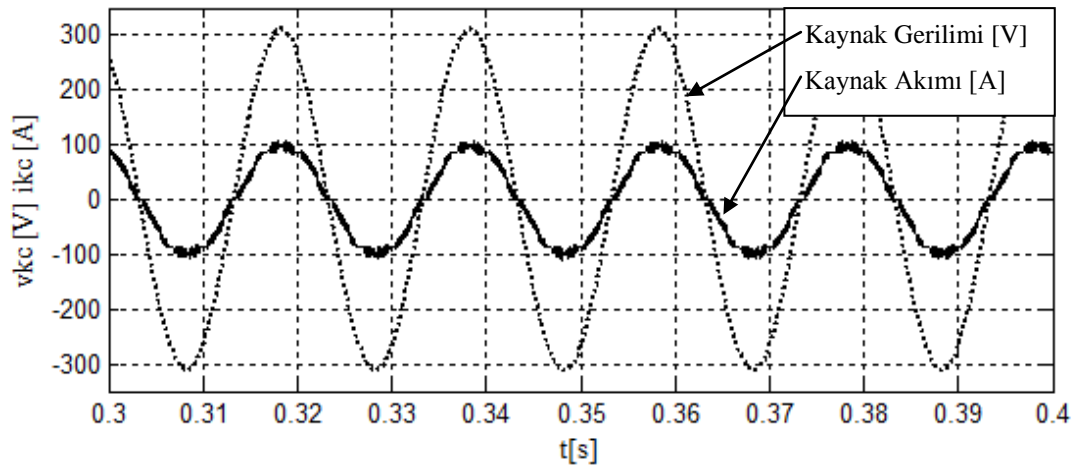
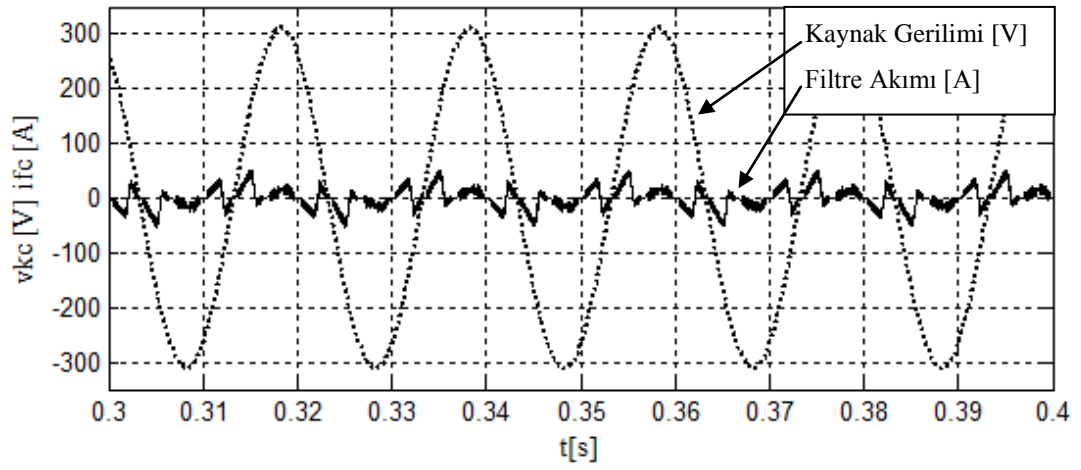
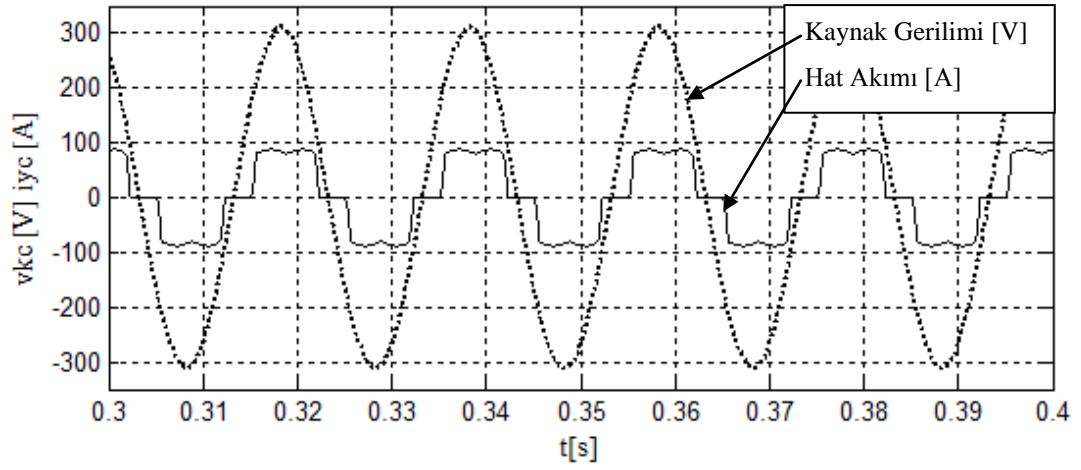
Laboratuar prototipi Tablo 3.2’de verilen parametrelere sahiptir. Referans kaynak akımlarının belirlenmesinde anlık reaktif güç teorisi kullanılmaktadır. Şekil 5.13, Şekil 5.14 ve Şekil 5.15’te sırası ile “a” fazı, “b” fazı ve “c” fazı kaynak gerilimleri, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımları, filtre akımları ve kaynak akımları deneysel ölçüm sonuçları görülmektedir. Şekil 5.16’da kaynak gerilimleri ve kaynak akımlarının güç analizöründen alınan harmonik dağılımları ve THD miktarları görülmektedir.



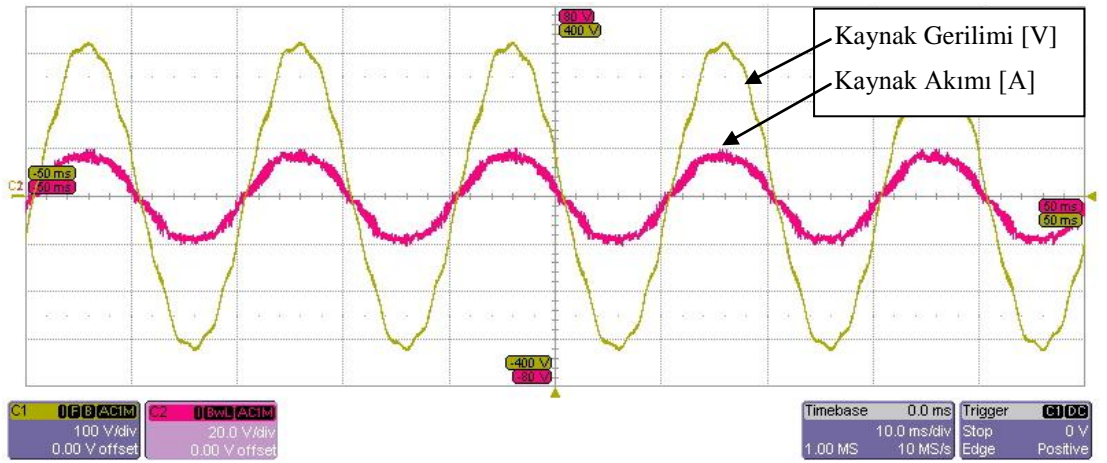
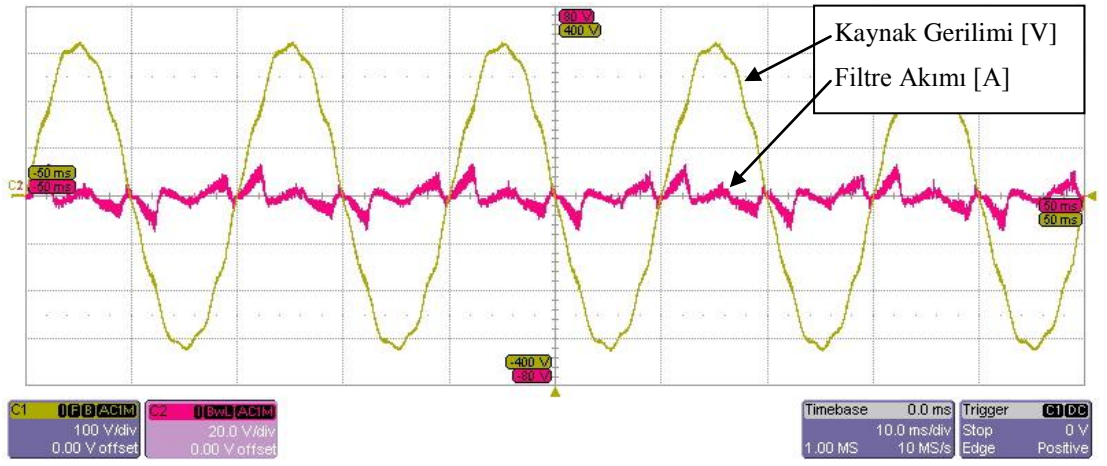
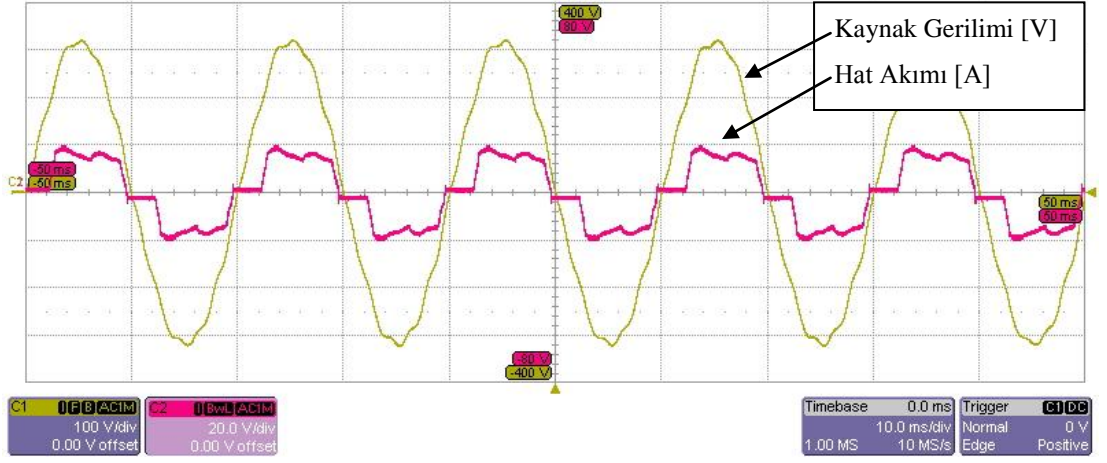
Şekil 5.10: "a" fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



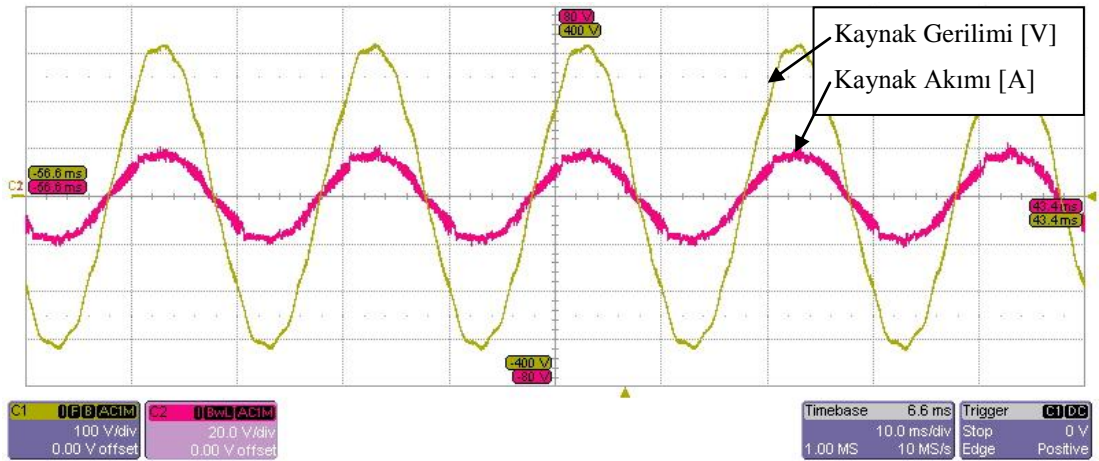
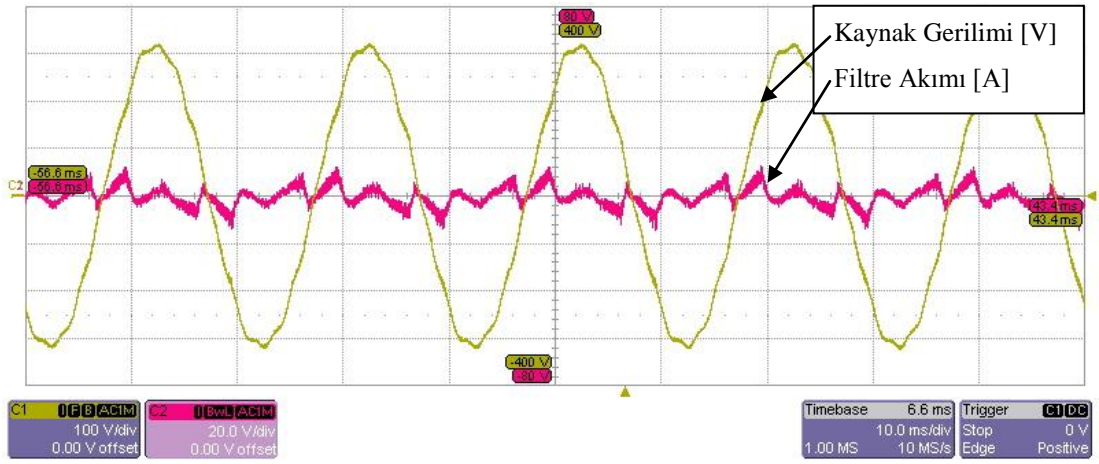
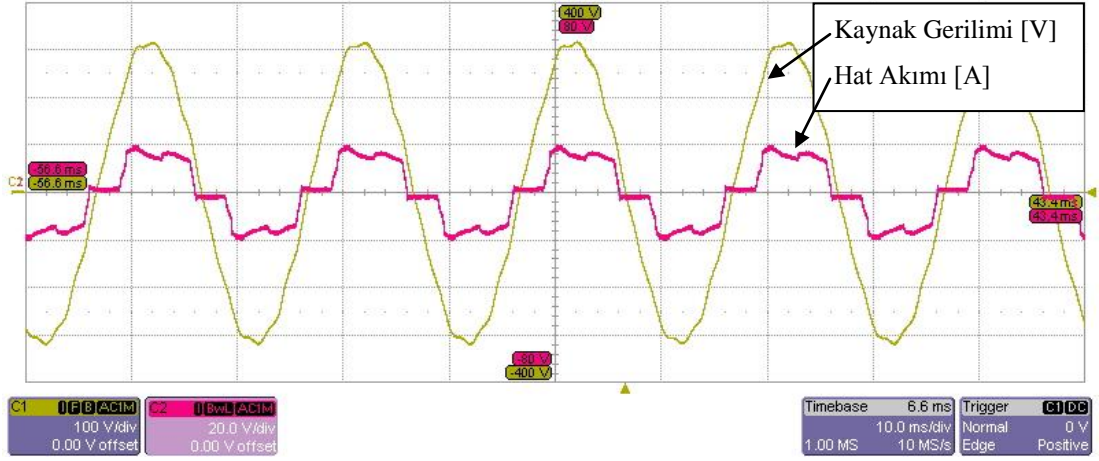
Şekil 5.11: "b" fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



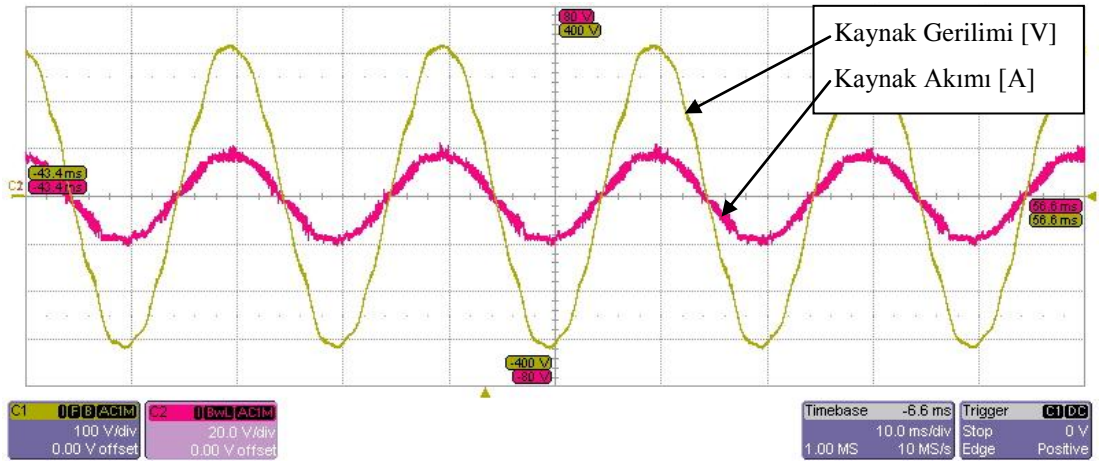
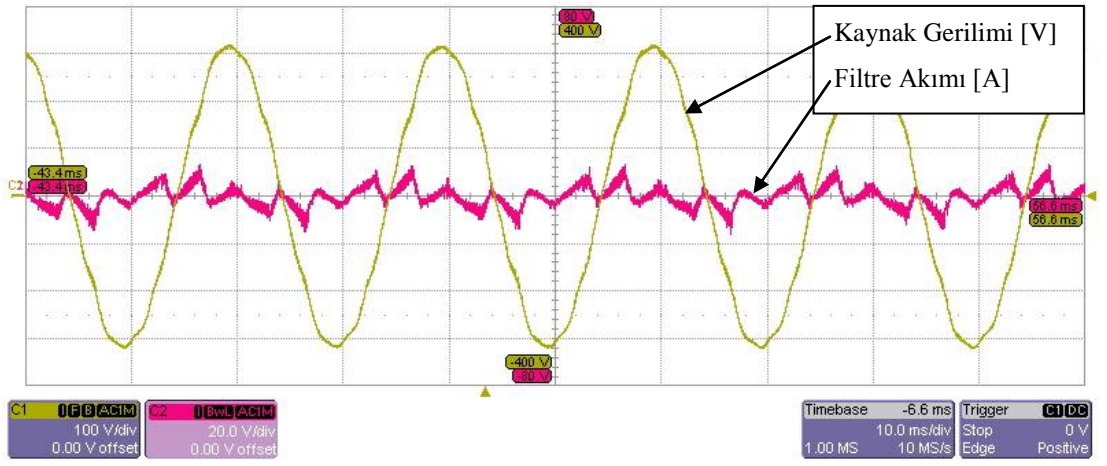
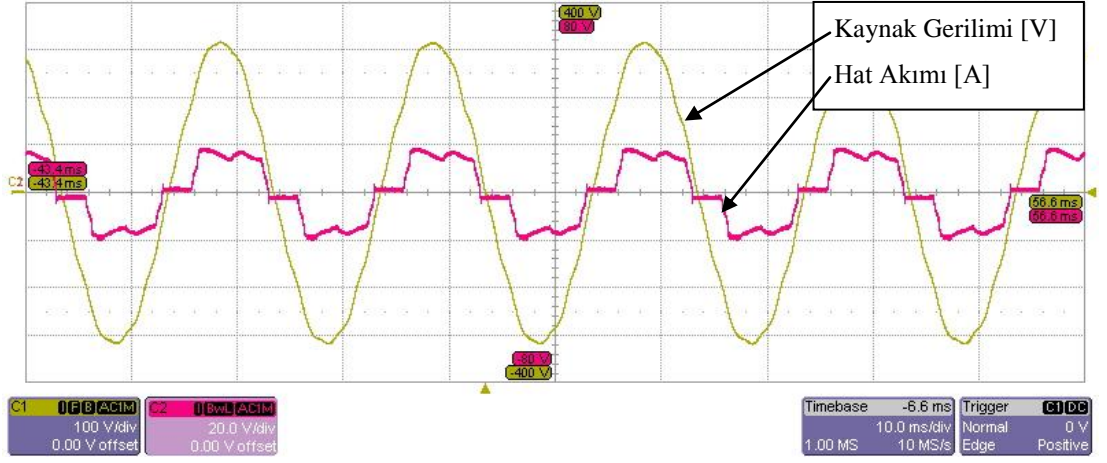
Şekil 5.12: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



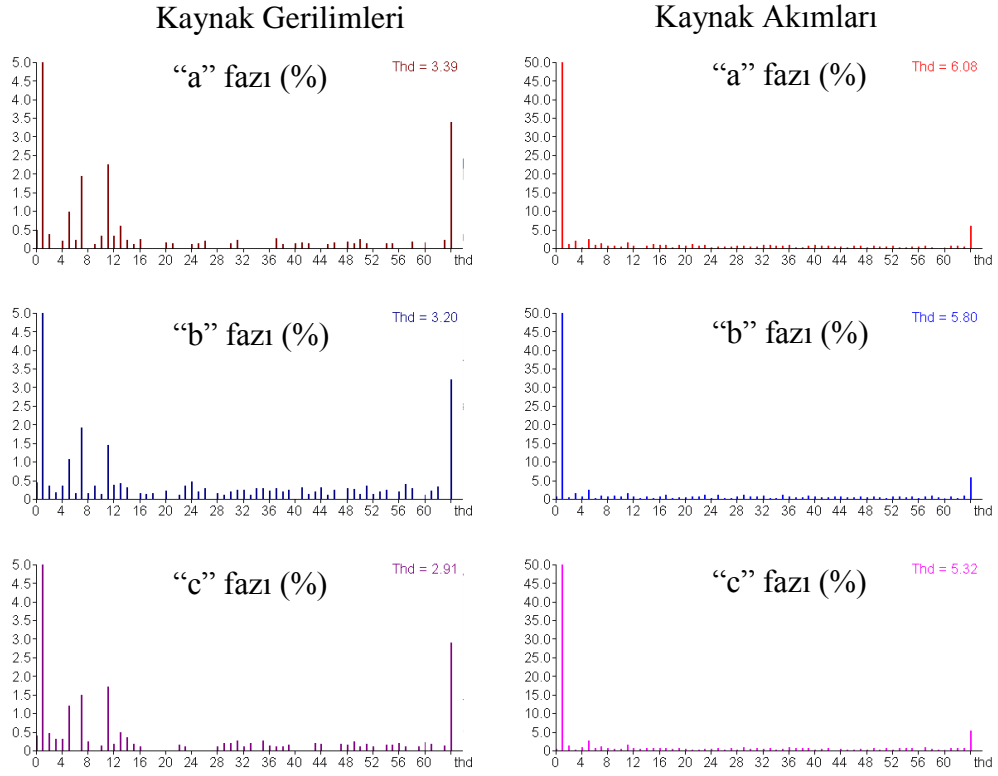
Şekil 5.13: “a” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 5.14: “b” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 5.15: “c” fazı kaynak gerilimi, üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, filtre akımı ve kaynak akımı.



Şekil 5.16: Kaynak gerilimleri ve kaynak akımları harmonik dağılımları.

Şekil 5.16 ve Tablo 5.4'te görüldüğü gibi kaynak akımı ölçme yönteminde, anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde çift histerisiz bant PWM kullanıldığında hem her fazın THD miktarı düşmekte hem de referans kaynak akımının histerisiz banttan küçük olduğu yerlerde anahtarlama yapılmadığı için güç kayıpları %19,63 azalmaktadır.

Tablo 5.4: Kaynak akımı ölçülerek kontrol edilen paralel aktif güç filtresinde histerisiz bant PWM ve çift histerisiz bant PWM yöntemleri deney sonuçları.

		HB	Çift HB
Güç Kaybı (W)		219	176
THD (%)	“a” fazı	6,75	6,08
	“b” fazı	6,27	5,80
	“c” fazı	6,71	5,32

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Güç elektroniği elemanları içeren yüklerin kullanımının artmasıyla birlikte yük profili değişmiştir. Dolayısıyla geleneksel pasif filtreler ve kompanzasyon röleleri yetersiz kalmaktadır. Doğrusal olmayan yüklerin neden olduğu bu güç kalitesi probleminin üstesinden gelmek için güç elektroniği elemanları içeren aktif güç filtreleri geliştirilmiştir.

Bu çalışmada öncelikle üç fazlı doğrusal olmayan yükler incelenmektedir. Harmonik akım kaynağı türü yükler için paralel aktif güç filtreleri ve harmonik gerilim kaynağı tipi yükler için de seri aktif güç filtreleri kullanılmalıdır. Harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerde paralel aktif güç filtreleri kullanılırsa yük, paralel aktif güç filtresinin ürettiği harmoniklere alıcı olarak davranmaktadır. Şekil 3.4'te, harmonik gerilim kaynağı tipi yükte kullanılan paralel aktif güç filtresi simülasyon sonucu verilmektedir. Dolayısıyla kullanılan paralel aktif güç filtresinin güç oranı da artmaktadır.

Bu çalışmada, harmonik akım kaynağı tipi doğrusal olmayan yüklerin ürettiği harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu için kullanılan paralel aktif güç filtreleri incelenmektedir. Referans filtre akımların belirlenmesinde kullanılan anlık reaktif güç teorisi ve senkron referans yapı tabanlı yöntemler ayrıntılı olarak açıklanmaktadır. Bu yöntemlerle, doğrusal olmayan yükler (tristör/ diyotlu doğrultucu) tarafında çekilen akımın temel bileşeni ve harmonik bileşenlerinin elde edilişi incelenmiştir. Paralel aktif güç filtresi uygulamalarında, yaygın olarak kullanılan histerisiz bant PWM anahtarlama yöntemi açıklanmıştır. Paralel aktif güç filtresi simülasyon çalışmalarında ve laboratuvar uygulamalarında, referans filtre akımlarının elde edilmesinde Şekil 3.5'te görülen anlık reaktif güç teorisi tabanlı paralel aktif güç filtresi kontrol algoritması ve anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde ise histerisiz bant PWM kullanılmıştır.

Paralel aktif güç filtrelerinin kontrolü için üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı ve filtre akımı ölçülmektedir. Üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı, harmonik akım ve reaktif gücü belirlemek için kullanılmaktadır. Filtre akımı ise anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde kullanılmaktadır. Ölçüm sayısını azaltmak için üç fazlı köprü diyotlu doğrultucu hat akımı ve filtre akımını ayrı ayrı ölçmek yerine, kaynak akımı ölçüldüğünde hem kaynaktan çekilen harmonik akım ve reaktif güç belirlenmekte hem de anahtarlama sinyalleri elde edilmektedir. Bu çalışmada kaynak akımı ölçme yöntemi incelenmiş, simülasyon ve laboratuvar uygulama sonuçları sunulmuştur. Simülasyon çalışmalarında ve laboratuvar uygulamalarında, referans kaynak akımlarının elde edilmesinde Şekil 4.2’de görülen anlık reaktif güç teorisi tabanlı paralel aktif güç filtresi kontrol algoritması kullanılmıştır.

Anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde çift histerisiz bant PWM yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemde, eviricideki her bir anahtar birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmektedir. Yapılan deney sonucunda, Tablo 5.2’ye göre anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde histerisiz bant PWM kullanıldığında güç devresi kayıpları 185W olarak, çift histerisiz bant PWM kullanıldığında 129W olarak ölçülmüştür. Önerilen yöntem kullanıldığında paralel aktif güç filtresi güç devresi kayıpları %30,27 azalmıştır.

Çift histerisiz bant PWM yöntemi, ölçüm sayısının azaltıldığı kaynak akımı ölçme yöntemine de uygulamıştır. Yapılan deney sonucunda, Tablo 5.4’e göre kaynak akımı ölçme yönteminde anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde histerisiz bant PWM kullanıldığında güç devresi kayıpları 219W olarak, çift histerisiz bant PWM kullanıldığında 176W olarak ölçülmüştür. Kaynak akımı ölçme yönteminde önerilen yöntem kullanıldığında paralel aktif güç filtresi güç devresi kayıpları %19,63 azalmıştır.

Histerisiz bant PWM yöntemi anahtarlama frekansı sabit olmasa da akım kontrolünü kolay ve etkin bir şekilde yaptığı için paralel aktif güç filtresi uygulamalarında tercih edilen bir anahtarlama yöntemidir. İleriki çalışmalarda bu yöntemin dezavantajı olan değişken anahtarlama frekansı üzerine çalışılabilir.

Referans filtre akımlarının elde edilmesinde kullanılan yöntemlerde kaynak geriliminin bozukluğu ve dengesiz olması filtre performansını etkilemektedir. İleriki çalışmalarda, saf sinüsoidal olmayan kaynak gerilimi şartlarından daha az etkilenen yöntemler araştırılabilir.

Yük değişimleri paralel aktif güç filtresi performansını etkilemektedir. Örneğin, herhangi bir yük durumunda kaynak akımında standartların altında bir THD elde edilirken, yük akımı azaldığında kaynak akımındaki THD artmaktadır. Bunu engellemek için yüke bağlı olarak değişen anahtarlama yöntemleri araştırılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] AKAGI, H., “New Trends in Active Filters for Power Conditioning”, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol.5, No.3, 1312-1322, (1996).
- [2] SKVARENINA, T. L., “The Power Electronics Handbook”, *CRC Press*, 477-478, (2002).
- [3] GRADY, M. SANTOSO, S., “Understanding Power System Harmonics”, *Power Engineering Review*, IEEE Volume 21, Issue 11, 8-11., (2001).
- [4] PENG, F.Z., “Application Issues of Active Power Filters”, *IEEE Industry Applications Magazine*, Volume 4, Issue 5, 21-30., (1998).
- [5] “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, IEEE IAS Std.519 – 1992.
- [6] CLARK, S. L., FAMOURI, P., COOLEY, W. L., “Elimination of Supply Harmonics”, *IEEE Industry Application Magazine*, March/April, 62-67., (1997).
- [7] Kocatepe, C., Uzunoğlu, M., Yumurtacı, R., Karakaş, A., Arıkan, O., “Elektrik Tesislerinde Harmonikler”, *Birsen Yayınevi*, (2003).
- [8] Gyugyi, L. ve Strycula, E., “Active AC Power Filters”, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Chicago, USA, 529-535, October (1976).
- [9] Peng, F.Z., “Harmonic sources and filtering approaches”, *IEEE Ind. Appl. Mag.*, 7, (4), pp. 18–25, (2001)
- [10] Singh, B., Al-Haddad K., Chandra, A., “A Review of Active Filters for Power Quality Improvement”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 46, No.5, 133-138, (1999).
- [11] Akagi, H., “Trends in Active Power Line Conditioners”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 9, No.3, 263-268, (1994).
- [12] El-Habrouk, M., Darwisg, M. K., Mehta, R., “Active Power Filters: A Review”, *IEE Proc-Elecr. Power Appl.*, Vol. 147 No.5, 403-413, (2000)
- [13] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D. M. Divan, and B. Banerjee, “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, (1996).

- [14] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A., „Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices without Energy Storage Components”, *IEEE Transaction on Industry Application*, Vol. IA-20, No.3, 625-630, (1984.)
- [15] M. Takeda, K. Ikeda, and Y. Tominaga, “Harmonic Current Compensation with an Active Filter,” *Conf. Rec. of IEEE-IAS*, 808-815, (1987)
- [16] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems--A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vol. 26, No. 6, 983-990, (1990).
- [17] Aredes, M., Watanabe, E.H. “New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire reactive power filters”, *Power Delivery, IEEE Transactions on* Volume 10, Issue 3, 1649 – 1656, (1995).
- [18] David, A.T., Al-Zamel, A.M.A.M., “Single phase active power filters for multiple non linear loads”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Volume 10, Issue 3 263-272, (1995).
- [19] Bhattacharya, S.; Po-Tai Cheng; Divan, D.M., “Hybrid solutions for improving passive filter performance in highpower applications”, *IEEE, Trans. on Industry Applications*, Vol. 33, No. 3, 732-747, (1997).
- [20] Malesani, L., Mattavelli, P., Tomasin, P. “High-Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 12, No. 5, 876-884, (1997).
- [21] Fujita, H., Akagi, H., “An Approach to Harmonic-current Free AC/DC Power Conversion for Large Industrial Loads: The Integration of a Series Active Filter with a Double-Series Diode Rectifier,” *IEEE Trans. on Ind. Appli.*, Vol. 33, No. 5, 1233-1240, (1997).
- [22] Jeong, S.G., Woo, M.H., “DSP-based Active Power Filter with Predictive Current Control,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 44, No. 4, 329-336, (1997)
- [23] Buso, S., Malesani, L., Mattabelli, P., Veronese, R., “Design and Fully Digital Control of Parallel Active Filters for Thyristor Rectifiers to Comply with IEC-1000-3-2 Standards,” *IEEE Trans. on Ind. Appli.*, Vol. 34, No. 3, 508-517, (1998).
- [24] Huang, S.J., Wu, J.C., “A control algorithm for three-phase three-wired active power filters under nonideal mains voltages” *IEEE Transactions On Power Electronics*, Volume 14, Issue 4, 753-760, (1999).
- [25] Wu, J.C., Huang, S.J., “A novel control algorithm for active power conditioner without load current sensor”, *International Journal Of Electronics*, Volume 86, Issue 11, 1411-1422 (1999).

- [26] Al-Zamil, AM., Torrey, DA., “A passive series, active shunt filter for high power applications”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Volume 16 Issue 1, 101-109, (2001).
- [27] Vazquez, J. R., Salmeron, P. “Active power filter control using neural network Technologies”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications.*, Vol. 150, N 2., 139-145, (2003).
- [28] Moreno, V.M., Lopez, A.P., Garcias, RID., “Reference current estimation under distorted line voltage for control of shunt active power filters”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Volume 19, Issue 4, 988-994, (2004).
- [29] Mattavelli, P., Marafao, F.P., “Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Volume 51, Issue 5, 1018-1024, (2004).
- [30] Ortuzar M.E., Carmi R.E., Dixon J.W., “Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor DC link”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics* Volume 53, Issue 2, 477-485, (2006).
- [31] Asiminoaei, L., Rodriguez, P., Blaabjerg, F., Malinowski, M., “A New Switching Strategy for Pulse Width Modulation (PWM) Power Converters”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, VOL. 54, NO. 1, (2007).
- [32] Asiminoaei, L., Rodriguez, P., Blaabjerg, F., Malinowski, M., “Reduction of Switching Losses in Active Power Filters With a New Generalized Discontinuous-PWM Strategy”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 55, Issue 1, 467 – 471, (2008).
- [33] Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A., “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three phase circuits”, *International Power Electronics Conference*, Tokyo, Japan, 1375–1386, (1983).
- [34] Watanabe, E.H., Aredes, M., “Compensation of nonperiodic currents using the instantaneous power theory”, *Power Engineering Society Summer Meeting*, IEEE, Volume 2, Issue , 994 – 999, (2000).
- [35] Peng, F.-Z., Akagi, H., Nabae, A., “A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation”, *Power Electronics, IEEE Transactions On*, Volume 5, Issue 1, 9 – 15, (1990).
- [36] Marques, G.D., “A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions”, *Industrial Electronics Society, IECON apos;98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE* Volume 1, Issue 31 444 - 449 vol.1, (1998).
- [37] Kaura, V., Blasko, V., “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume 33, Issue 1, 58 – 63, (1997).

- [38] Limongi, L.R., Bojoi, R., Pica, C., Profumo, F., Tenconi, A., “Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications”, *Power Conversion Conference*, Nagoya, PCC apos;07 Volume , Issue , 674 – 681, (2007).
- [39] Mazari, B., Mekri F., “Fuzzy Hysteresis Control and Parameter Optimization of a Shunt Active Power Filter”, *Journal Of Information Science And Engineering*, 21, 1139-1156, (2005).
- [40] Jou, H.-L., Wu, J.-C., Chu, H.-Y., “New single-phase active power filter”, *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, Volume 141, Issue 3, 129 – 134, (1994).
- [41] Buso, S., Malesani, L., Mattavelli, P., “Comparison of current control techniques for active filter applications”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 45, Issue 5, 722 – 729, (1998).
- [42] BOSE, B. K., “An Adaptive Hysterisis-Band Current Control Tecnique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Macnine Driver System”. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 37, No.5, 402-408, (1990).
- [43] Kwon, B.H., Min, B.D., Youm J.H., “An improved space-vector-based hysteresis current controller”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 45, Issue 5, 752 – 760, (1998).
- [44] Kazmierkowski, M.P., Malesani, L., “Current control techniques for three-phase voltage-source PWMconverters: a survey”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. Volume 45, Issue 5, 691 – 703, (1998).
- [45] Le Roux, A.D., Du Toit, J.A., Enslin, J.H.R., “Integrated active rectifier and power quality compensator with reduced current measurement”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 46, Issue 3, 504 – 511, (1999).
- [46] Takeshita, T.; Matsui, N., “Control of active filters using source current detection”, *Industrial Electronics Society, 2003. IECON apos;03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, Volume 2, Issue, 1515 - 1520 Vol.2, (2003).
- [47] Chatterjee, K.; Fernandes, B.G.; Dubey, G.K., “An instantaneous reactive volt-ampere compensator and harmonic suppressor system”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 14, Issue 2, 381 – 392, (1999).
- [48] Kesler, M., “Paralel Aktif Güç Filtresinin Tasarımı Vissim Yazılımı ile DSP Üzerinden Denetimi”, Yüksek Lisans Tezi, *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İzmit, (2005).

KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER

- 1- M. Kale, E. Özdemir, “An Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 73, 113-119, 2005.
- 2- M. Kale, E. Özdemir, “Harmonic and Reactive Power Compensation with Shunt Active Power Filter under Non-ideal Mains Voltage” *Electric Power Systems Research*, Vol. 74, 363-370, 2005.
- 3- M. Kale, E. Özdemir, “A Novel Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter”, *IEEE CCA 2003 Conference on Control Applications*, 1118-1123, 2003, İstanbul, 2003.
- 4- E. Özdemir, M. Kale, Ş. Özdemir, “A Novel Control Method for Active Power Filter under Non-Ideal Mains Voltage”, *IEEE CCA 2003 Conference on Control Applications*, 931-936, İstanbul, 2003.
- 5- B. Saraçoğlu, M. Kale, E. Özdemir, “Energy Optimal Control of Induction Motor Based on Instantaneous Power Theory (IPT)”, ACEMP’2004, *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics Conference*, İstanbul, 486-491, 2004.
- 6- M. Uçar, E. Özdemir, M. Kale, “A Control Method for Three-Phase Four-Wire Active Power Filter Under Non-Ideal Mains Voltage Conditions”, ACEMP’2004, *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics Conference*, İstanbul, 390-395, 2004.
- 7- M. Ucar, E. Özdemir, M. Kale, “An Analysis of Three-phase Four Wire Active Power Filter for Harmonic Elimination Reactive Power Compensation and Load Balancing under Non-ideal Mains Voltage” *35. Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 2004*, Aachen, Almanya, 3089-3094, 2004.
- 8- B. Saracoğlu, M. Kale, E. Özdemir, “A Novel Technique for Optimal Efficiency Control of Induction Motor Fed by PWM IGBT AC Chopper, *35. Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 2004*, Aachen, Almanya, 3353-3358, 2004.
- 9- E. Özdemir, M. Kale “A New Control Method for Shunt Active Power Filter without Filter Current Measurement” *27. International PCIM Conference for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality*, Nurnberg Almanya, 61-65, 2006.

- 10- E. Özdemir, M. Ucar, M. Kesler, Murat Kale, “A Simplified Control Algorithm for Shunt Active Power Filter without Load and Filter Current Measurement” *IECON-2006, 32. Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Paris, Fransa, 2599-2604, 7-10 Kasım 2006.
- 11- E. Özdemir, M. Uçar, M. Kesler, M. Kale “The design and implementation of a shunt active power filter based on source current measurement” *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2007*, Antalya, 608-613, 2007.
- 12- E. Özdemir, Ş. Özdemir ve M. Kale, “Aktif Güç Filtresi İle Harmonik Ve Reaktif Güç Kompanzasyonu”, *ELECO’2002 Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu*, 135–139, Bursa, Aralık 2002.
- 13- Özdemir, M. Karaçor, M. Kale, “Reaktif Güç Kompanzasyon Rölesinin Anlık Güç Teorisi Tabanlı Denetimi”, *3. Uluslar arası İleri Teknolojiler Sempozyumu*, 424–433, Ankara, 2003.

ÖZGEÇMİŞ

1977 yılında Eskişehir’de doğdu. İlk ve orta öğrenimini Eskişehir’de tamamladı. 1996-2001 yılları arasında Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi bölümünde lisans öğrenimini tamamladı. 2001-2004 yılında Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında yüksek lisans öğrenimini tamamladı. 2004 yılında Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında doktora öğrenimine başladı. 2002-2005 yılları arasında Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalıştı. Halen Selçuk Üniversitesi Ereğli Meslek Yüksekokulunda Öğretim Görevlisi olarak çalışmaktadır.