

# **3 FAZ 4 TELLİ PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

## **3 PHASE 4 WIRE PARALLEL ACTIVE POWER FILTER DESIGN AND IMPLEMENTATION**

**ÇAĞIN BARIŞ CENGİZ**

**Yrd. Doç. Dr. Umut Sezen  
Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
olarak hazırlanmıőtır.

2014

**ÇAĞIN BARIŞ CENGİZ**'in hazırladığı **3 Faz 4 Telli Paralel Aktif Güç Filtresi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi** adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Işık Çadircı  
Başkan

Yrd. Doç. Dr. Umut Sezen  
Danışman

Prof. Dr. Uğur Baysal  
Üye

Yrd. Doç. Dr. Harun Artuner  
Üye

Yrd. Doç. Dr. Mithat Kısacıkoğlu  
Üye

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Fatma SEVİN DÜZ  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

## ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

... / ... / 20...

Çağın Barış Cengiz

## ÖZET

### 3 FAZ 4 TELLİ PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRESİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

ÇAĞIN BARIŞ CENGİZ

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Umut Sezen

Temmuz 2014, 98 sayfa

Doğrusal olmayan yüklerin yaygın kullanımı, önem arzeden bir güç kalitesi problemi olan harmonikleri ortaya çıkarmaktadır. Son yıllara değin harmoniklerin sebep olduğu problemlerin çözümünde kullanılan pasif filtrelerin performans ve güvenilirlik açısından kimi eksiklikleri vardır. Gelişen yarıiletken teknolojiisyle beraber, harmoniklerle ilgili problemlerin çözümünde Aktif Güç Filtresi (AGF) adı verilen ve pasif filtrelere göre bir çok açıdan üstün performans sağlayan aktif anahtarlmalı sistemlerin kullanımı mümkün hale gelmiştir. Bu tez çalışmasında, nötr bağlantılı 3 faz sistemlerde harmonik ve harmonik kaynaklı oluşan nötr akım kompanzasyonunu sağlayan gerilim kaynaklı evirgeç tabanlı 3 faz 4 telli paralel aktif güç filtresinin (PAGF) analiz, tasarım ve gerçekleştirimine odaklanılmıştır.

Bu tez kapsamında PAGF'lerde kullanılan sistemlerin ve topolojilerin genel bir analizinin ardından PAGF uygulanabilirlik koşulları, referans çıkartım ve kontrol yöntemleri, arayüz filtre tasarım başlıkları ele alınmıştır. Sonrasında belirlenen PAGF anma değerlerine göre eleman seçimi ve güç katının oluşturulmasına yönelik ön tasarım çalışmaları yapılmıştır. Sistem değişkenlerinin belirlenmesinin ardından, PAGF kompanzasyon performansını gözlemlemek için benzetim ve gerçekleştirim çalışmaları bir arada yapılmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Güç kalitesi, aktif güç filtreleri, gerilim kaynaklı evirgeç, 3 faz 4 telli paralel aktif güç filtresi, harmonik kompanzasyon, tekrarlamalı kesikli fourier dönüşümü (RDFT), uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM), LCL Filtre



## ABSTRACT

### 3 PHASE 4 WIRE PARALLEL ACTIVE POWER FILTER DESIGN AND IMPLEMENTATION

**ÇAĞIN BARIŞ CENGİZ**

**Master of Science, Department of  
Electrical and Electronics Engineering**

**Supervisor: Yrd. Doç. Dr. Umut Sezen**

**July 2014, 98 pages**

Common usage of nonlinear loads creates an important power quality problem, called harmonics. Up to recent years, harmonics related problems are tried to be solved by passive filters which have some drawbacks for both compensation performance and reliability. Developing technology in semiconductor area makes it possible to solve harmonics related problem by active switching devices called Active Power Filters (APF), which have superior performance in many aspects over passive filters. This thesis is focused on analysis, design and implementation of voltage source converter based 3 phase 4 wire Parallel Active Power Filter (PAPF) which compensates harmonics and neutral currents caused by harmonics for 3 phase systems with neutral connection.

In the scope of this thesis, after the general analysis of system and topologies used in APFs; application issues of PAPFs, reference extraction, control, modulation methods and interface filter design topics are discussed. Afterwards, a preliminary design work is made on component selection and power stage construction for determined PAPF ratings. After determining the system parameters, PAPF is simulated and implemented together to observe overall system compensation performance.

**Keywords:** Power quality, active power filters, voltage source converter, 3 phase 4 wire paralel active power filter, harmonic compensation, recursive discrete fourier transform (RDFT), space vector pulse width modulation (SVPWM), LCL filter

## TEŞEKKÜR

Tez çalışması süresince verdiği destek ve yapmış olduğu katkıların yanında mühendisliğe olan nitelikli yaklaşımından ötürü, çalışma arkadaşım Sinan Tahtacı'ya,

Tezin ön hazırlık ve benzetim çalışması aşamalarında yapmış olduğu katkılardan ötürü Adnan Tan'a,

Tezin donanım entegrasyon aşamasındaki yardımları ve sağladıkları çalışma ortamı için Vahap Yıldız, Toygun Kazan, Bahadır Durdubaş ve tüm Endoks çalışanlarına,

Tez çalışmasının yönlendirilmesi, yazımı ve sonuç aşamasındaki katkılarından ötürü tez danışmanım Yrd. Doç. Dr. Umut Sezen ile paylaştıkları görüş ve önerileri için jüri üyelerine,

Öğrencilerine olan karşılıksız sevgisi, desteği ve güler yüzü sebebiyle hocam Prof. Dr. Feza Arıkan'a,

Anlayışları ve destekleri için anneme, babama ve teze olan sevimli katkıları ile ihmal etmedikleri gülümsemeleri için kardeşlerim Dilan ve Tuğçe'ye,

Anlattıkları her hikaye ve insan için; Oğuz Atay, Barış Bıçakçı ve Cenk Taner'e,

Yanlış hayatı doğru yaşama çabasındaki tüm onurlu insanlara,

teşekkür ederim.

# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
İÇİNDEKİLER .....	iv
ÇİZELGELER .....	vi
ŞEKİLLER .....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	xii
SÖZLÜK DİZİNİ .....	xiii
1. GİRİŞ .....	1
1.1. Harmonik Filtreleme Yöntemleri .....	3
1.2. Aktif Güç Filtreleri .....	4
1.3. Gerilim Kaynaklı Evirgeç Tabanlı Paralel Aktif Güç Filtreleri (GKET-PAGF) .....	6
1.4. Tezin Amacı ve İçeriği .....	9
2. PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRELERİNİN ANALİZİ VE ÇALIŞMA PRENSİPLERİ .....	11
2.1. Doğrusal Olmayan Yük Çeşitleri .....	11
2.2. Referans Çıkartım ve Kontrol Yöntemleri .....	18
2.2.1. Referans Çıkartım Yöntemleri .....	19
2.2.1.1. Zaman Alanlı Yöntemler .....	19
2.2.1.2. Frekans Alanlı Yöntemler .....	25
2.2.2. Kontrol Yöntemleri .....	31
2.2.2.1. DA-Bağ Kontrolü .....	31
2.2.2.2. Akım Kontrolü .....	33
2.3. Modülasyon Yöntemleri .....	38
2.4. Arayüz Filtreleri .....	50
2.5. Özet .....	56
3. SİSTEM ÖN TASARIM ÇALIŞMASI .....	57

3.1. Sistem Bileşenlerinin Belirlenmesi .....	57
3.1.1. DA Bağ Kapasitörlerinin Seçimi .....	58
3.1.2. Lamine Baranın Oluşturulması .....	59
3.1.3. IGBT ve IGBT Sürücülerinin Seçimi .....	61
3.1.4. Arayüz Filtre Elemanlarının Seçimi .....	63
4. BENZETİM ÇALIŞMALARI .....	65
4.1. Şebeke ve Yükün Modellenmesi .....	65
4.2. PAGF Benzetim Çalışmaları .....	69
4.3. Özet .....	77
5. PAGF GERÇEKLEŞTİRİM ÇALIŞMALARI .....	79
5.1. PAGF Donanım Entegrasyonu .....	79
5.1.1. Elektronik Sistem .....	79
5.1.2. Güç Katı Bileşenleri .....	83
5.2. PAGF Deneysel Sonuçlar .....	85
5.3. Özet .....	91
6. SONUÇLAR .....	92
KAYNAKLAR .....	94
ÖZGEÇMİŞ .....	98

## ÇİZELGELER

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 1.1. IEEE 519 Harmonik Akım ve Bozunum Limitleri .....	2
Çizelge 2.1. PAGF Evirgeç Çıkış Gerilimleri ve Uzay Vektörleri .....	42
Çizelge 2.2. UVDGM Sektör Anahtarlama Vektör Sıralamaları .....	46
Çizelge 3.1. LCL Filtre Bileşen Değerleri .....	64
Çizelge 4.1. Benzetim Çalışması Yük Bileşen Değerleri-1 .....	67
Çizelge 4.2. Benzetim Çalışması Yük Akımı Harmonik Bileşenleri .....	69
Çizelge 4.3. PAGF Benzetim Çalışması Harmonik Kompanzasyon Sonuçları-1	75
Çizelge 4.4. Benzetim Çalışması Yük Bileşen Değerleri-2 .....	77
Çizelge 4.5. PAGF Benzetim Çalışması Harmonik Kompanzasyon Sonuçları-2	77
Çizelge 5.1. Test Düzeneği Yük Bileşen Değerleri .....	85
Çizelge 5.2. PAGF Harmonik Kompanzasyon Sonuçları .....	90

## ŞEKİLLER

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1. AGF Bağlantı Topolojileri, (a) Paralel Aktif Güç Filtresi, (b) Seri Aktif Güç Filtresi .....	5
Şekil 1.2. Birleşik Güç Kalitesi Düzenleyicisi .....	5
Şekil 1.3. AGF Evirgeç Topolojileri, (a) Gerilim Kaynaklı Evirgeç, (b) Akım Kaynaklı Evirgeç .....	6
Şekil 1.4. Paralel Aktif Güç Filtresi Temel Birimleri .....	7
Şekil 1.5. 3-faz 3-Telli Paralel Aktif Güç Filtre Şeması .....	7
Şekil 1.6. 3-Faz 4-Telli PAGF Topolojileri, (a) 3-Faz 4-Telli 4 Kutuplu PAGF Topolojisi (b) 3-Faz 4-Telli Kapasitör Orta Nokta Bağlantılı PAGF Topolojisi .....	8
Şekil 2.1. Harmonik Akım Kaynağı Yük Gösterimleri, (a) Harmonik Akım Kaynağı Tek Hat Gösterimi, (b) Eşdeğer Harmonik Akım Kaynağı Gösterimi .....	11
Şekil 2.2. Harmonik Akım Kaynağı Dalga Biçimleri, (a) Harmonik Akım Kaynağı Gerilim Dalga Biçimi, (b) Harmonik Akım Kaynağı Akım Dalga Biçimi .....	12
Şekil 2.3. Harmonik Gerilim Kaynağı Yük Gösterimleri, (a) Harmonik Gerilim Kaynağı Tek Hat Gösterimi, (b) Eşdeğer Harmonik Gerilim Kaynağı Gösterimi .....	12
Şekil 2.4. Harmonik Gerilim Kaynağı Dalga Biçimleri, (a) Harmonik Gerilim Kaynağı Gerilim Dalga Biçimi, (b) Harmonik Gerilim Kaynağı Akım Dalga Biçimi .....	13
Şekil 2.5. Harmonik Akım Kaynağı ve Paralel Aktif Güç Filtresi Temel Gösterimi .....	13
Şekil 2.6. Harmonik Gerilim Kaynağı ve Paralel Aktif Güç Filtresi Temel Gösterimi .....	15
Şekil 2.7. Harmonik Gerilim Kaynağı DA Kapasitörlü Yapı .....	17
Şekil 2.8. Harmonik Gerilim Kaynağı DA Kapasitör ve DA İndüktörlü Yapı .....	18
Şekil 2.9. Harmonik Gerilim Kaynağı DA Kapasitör ve AA indüktörlü Yapı .....	18
Şekil 2.10. ARG T Referans Çıkartım Şeması .....	19

Şekil 2.11. $\alpha\beta$ ve $dq$ Koordinat Sistemleri .....	21
Şekil 2.12. SRD Referans Çıkartım Şeması .....	22
Şekil 2.13. SRD Seçimli Harmonik Referans Çıkartım Şeması .....	23
Şekil 2.14. 3-Faz 4-Telli PAGF SRD Referans Çıkartım Şeması .....	24
Şekil 2.15. 8-Noktalı Zaman Alanında Ondalıklaşma ile FFT .....	27
Şekil 2.16. RDFT ve Kayan Pencere Uygulama Örneği .....	27
Şekil 2.17. RDFT Frekans Tepkisi ( $N=400$ , $k=5$ ), (a) Genlik Tepkisi, (b) Faz Tepkisi .....	29
Şekil 2.18. RDFT Referans Çıkartım Şeması .....	29
Şekil 2.19. DA Bağ Kontrol Şemaları, (a) DA Bağ SRD Kontrol Şeması, (b) DA Bağ Genel Kontrol Şeması .....	31
Şekil 2.20. DA Bağ Dengesizlik Kontrol Şeması .....	32
Şekil 2.21. PAGF Genel Kontrol Şeması .....	33
Şekil 2.22. PAGF Tek Hat Bağlantı Şeması .....	34
Şekil 2.23. PAGF Doğrusal Akım Kontrolü .....	35
Şekil 2.24. PAGF İdeal Doğrusal Akım Kontrolü .....	35
Şekil 2.25. PAGF Gerçel Doğrusal Akım Kontrolü .....	37
Şekil 2.26. PAGF Gerçel Doğrusal Akım Kontrol Bloğu Referans Takibi, (a) $K_c = 1$ (b) $K_c = 10$ (c) $K_c = 25$ ( $R_f = 150m\Omega$ , $L_f = 375\mu H$ ve $G_{T-I} =$ $G_{T-II} = 30\mu s$ ) .....	37
Şekil 2.27. PAGF Evirgeci ve Anahtarlama Elemanları .....	38
Şekil 2.28. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM) Uygulama Şeması	39
Şekil 2.29. SDGM Tek Faz Uygulama Örneği, (a) Referans ve Taşıyıcı Sinyal, (b) S1 Anahtarlama Sinyali, (c) S4 Anahtarlama Sinyali .....	39
Şekil 2.30. $\alpha\beta 0$ Uzayında UVDGM Anahtarlama Vektörleri .....	43
Şekil 2.31. $\alpha\beta$ Düzleminde Referans vektör ile UVDGM Anahtarlama Vektörleri	44
Şekil 2.32. UVDGM Anahtarlama Sıraları, (a) <i>Sektör-1</i> $\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$ Anahtarlama Sırası, (b) <i>Sektör-1</i> $\vec{V}_0 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_7 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_0$ Anahtarlama Sırası .....	45

Şekil 2.33. UVDGM $\alpha\beta 0$ Uzay ve Zaman Referansları, (a) 3-Faz 3-Telli ve 3-Faz 4-Telli UVDGM $\alpha\beta 0$ Uzay Referansları, (b) 3-Faz 3-Telli ve 3-Faz 4-Telli UVDGM Zaman Alanı Referansları .....	47
Şekil 2.34. UVDGM Sayısal Anahtarlama Şeması .....	48
Şekil 2.35. UVDGM Tek Faz Uygulama Örneği, (a) Referans Sinyal, (b) S1 Anahtarlama Sinyali, (c) S4 Anahtarlama Sinyali .....	49
Şekil 2.36. L Filtre Bağlantı Şemaları, (a) L Filtre 3-Faz Bağlantı Şeması, (b) L filtre Tek Hat Gösterimi .....	50
Şekil 2.37. LCL Filtre Bağlantı Şemaları, (a) LCL Filtre 3-Faz Bağlantı Şeması, (b) LCL filtre Tek Hat Gösterimi .....	51
Şekil 2.38. LCL Filtre Frekans Tepkisi, (a) Genlik Tepkisi, (b) Faz Tepkisi .....	53
Şekil 2.39. LCL Filtre Pasif Sönümlendirme Şeması .....	54
Şekil 2.40. LCL Pasif Sönümlendirmeli ve Sönümlendirmesiz Frekans Tepkileri, (a) Genlik Tepkisi, (b) Faz Tepkisi .....	54
Şekil 2.41. PAGF Güç Katı ve Kontrol Sistemi Genel Görünüm .....	56
Şekil 3.1. DA Bara Şematik Gösterim ( $C_1 = C_2 = 4 \times 5600 \mu F$ , $R_{d-1} = R_{d-2} = 11 K\Omega$ ) .....	59
Şekil 3.2. Parazitik Endüktans ( $L_P$ ) ve Evirgeç Yapısı Tek Faz Gösterimi .....	60
Şekil 3.3. Lamine Bara Kesit Görünümleri .....	60
Şekil 3.4. PAGF Lamine Bara Üst Görünüm .....	61
Şekil 3.5. PAGF Güç Katı 3-Boyutlu Görünüm .....	63
Şekil 4.1. Şebeke Empedansı Tek Hat Gösterimi .....	65
Şekil 4.2. Diyot Doğrultuculu Faz-Nötr Yük Şeması .....	67
Şekil 4.3. Benzetim Çalışması Yük Faz Gerilim-Akım Dalga Biçimleri, (a) Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (b) Faz Akımı ( $I_a$ ) .....	68
Şekil 4.4. Benzetim Çalışması Yük Akımı Harmonik Spektrumu .....	68
Şekil 4.5. PAGF PSCAD Model Gösterimleri, (a) PSCAD Genel Bağlantı Şeması, (b) PSCAD PAGF Modeli .....	69
Şekil 4.6. Benzetim Çalışması FKD ve Sinüzoidal Referans Çıkartımı, (a) Faz Gerilimi ve FKD, (b) Üretilen Sinüzoidal Referans .....	70



Şekil 4.7. Benzetim Çalışması DA Bağ Gerilim Kontrolü ( $V_{DA-1} = -V_{DA-2} = 350V$ ), (a) Toplam DA Bağ Gerilimi, (b) Ayrık Kapasitör Gerilimleri .....	71
Şekil 4.8. Benzetim Çalışması Kontrol Sistemi Akım Referans Takibi .....	72
Şekil 4.9. Benzetim Çalışması Harmonik Kompanzasyon Dalga Biçimleri, (a) Kaynak Gerilimi, (b) Kaynak Akımı, (c) Yük Akımı Gerilimi (d) PAGF Akımı, (e) DA Bağ Gerilimi .....	73
Şekil 4.10. Benzetim Çalışması Kompanzasyon Öncesi ve Sonrası Nötr Akımları, (a) Kaynak Nötr Akımı, (b) PAGF Nötr Akımı .....	74
Şekil 4.11. Benzetim Çalışması Kaynak Akımı Spektrumu (50Hz-1000Hz) ....	75
Şekil 4.12. Benzetim Çalışması Kaynak Akımı Spektrumu (50Hz-50000Hz) ...	76
Şekil 5.1. PAGF Elektronik Sistem Blok Diyagramı .....	79
Şekil 5.2. DSP Akış Diyagramı .....	81
Şekil 5.3. PAGF Elektronik Kart Rafı .....	82
Şekil 5.4. PAGF Test Düzeneği Şematik Gösterim .....	83
Şekil 5.5. PAGF Test Düzeneği Fotoğrafı .....	84
Şekil 5.6. Yük Akım Gerilim Dalga Biçimleri, (1): Yük Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (2): Yük Faz Akımı ( $I_{ya}$ ) .....	85
Şekil 5.7. Yük Akımı Harmonik Spektrumu .....	86
Şekil 5.8. PAGF FKD ve Geçici Hal Akım Referans Takip Başarımı (1): Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (2): Faz Anahtarlama ( $S_{an}$ ), (3): Faz Akımı ( $I_{Fa}$ ) .....	86
Şekil 5.9. DA Bağ Gerilim Kontrolü ( $V_{DA1} - V_{DA2}$ ) .....	87
Şekil 5.10. Anahtarlama Öncesi Kaynak-PAGF Faz Gerilim ve Akımları, (1): Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (2): Kaynak Faz Akımı ( $I_{sa}$ ), (3): PAGF Faz Akımı ( $I_{Fa}$ ) .....	88
Şekil 5.11. PAGF Harmonik Kompanzasyon Kaynak-PAGF Faz Gerilim ve Akımları (1): Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (2): Kaynak Akımı ( $I_{sa}$ ), (3): PAGF Akımı ( $I_{Fa}$ ) .....	88
Şekil 5.12. Kaynak Akımı Spektrumları(50Hz-1500Hz) .....	89
Şekil 5.13. Kaynak Akımı Spektrumu (50Hz-50000Hz) .....	89

Şekil 5.14. PAGF Nötr Akım Regülasyonu, (a) Kompanzasyon Öncesi Kaynak-PAGF Faz Gerilim ve Akımları, (b) Kompanzasyon Sonrası Kaynak-PAGF Faz Gerilim ve Akımları (1: Faz Gerilimi ( $V_a$ ), 2: Kaynak Nötr Akımı ( $I_{sn}$ ), 3: PAGF Nötr Akımı ( $I_{Fn}$ )) . . 91

## SİMGELER VE KISALTMALAR

AA	Alternatif Akım
ADC	Analog Sayısal Dönüştürücü
AGF	Aktif Güç Filtresi
AHS	Ayarlanabilir Hızlı Sürücü
ARGT	Anlık Reaktif Güç Teorisi
BGKD	Birleşik Güç Kalitesi Düzenleyicisi
DA	Doğru Akım
DFT	Kesikli Fourier Dönüşümü
DGF	Düşük Geçirgen Filtre
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
DSP	Sayısal Sinyal İşleyicisi
EMI	Electromagnetic Interference
ESD	Eşdeğer Seri Direnç
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
FKD	Faz Kilit Döngü
FPGA	Field Programmable Gate Array
GKET-PAGF	Gerilim Kaynaklı Evirgeç Tabanlı Paralel Aktif Güç Filtresi
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
KGK	Kesintisiz Güç Kaynağı
OBN	Ortak Bağlantı Noktası
PAGF	Paralel Aktif Güç Filtresi
RDFT	Tekrarlamalı Kesikli Fourier Dönüşümü (Recursive DFT)
SAGF	Seri Aktif Güç Filtresi
SDGM	Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
SRD	Senkron Referans Düzlem
THB	Toplam Harmonik Bozunum
TTB	Toplam Talep Bozunumu
UVDGM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

## SÖZLÜK DİZİNİ

Açık Döngü	: Open Loop
Adım Tepkisi	: Step Response
Ağır Çevrim	: Heavy Duty
Aşağı Yukarı Sayaç	: Up Down Counter
Aşma	: Overshoot
Aşırı Modülasyon	: Overmodulation
Azaltım	: Attenuation
Bant Genişliği	: Bandwidth
Baz Değeri	: Base Value
DA Bara Faydalanma	: DC Bus Utilization
Dalgacık	: Ripple
Darbe Akımı	: Surge Current
Durgun-Hal	: Steady-State
Faz Payı	: Phase Margin
Geçici Hal	: Transient State
İleri Besleme	: Feed Forward
Kaçak-Reaktans	: Leakage Reactance
Kapalı Döngü	: Closed Loop
Karşılaştırıcı	: Comparator
Karşılaştırma Yazmaçları	: Comparison Registers
Kesme Frekansı	: Cut-off Frequency
Lamine Bara	: Laminated Busbar
Ondalıklaşma	: Decimation
Oturma Süresi	: Settling Time
Ölü-Bant	: Dead-Band
Örnekleme Frekansı	: Sampling Frequency
Referans Takibi	: Reference Tracking
Sanal Direnç	: Virtual Resistor
Sönümlendirme	: Damping
Spektral Sızıntı	: Spectral Leakage
Taşıyıcı	: Carrier
Yörünge	: Trajectory

# 1. GİRİŞ

Güç elektroniği ve yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler enerjinin kullanım ve dönüşümü alanında yenilikçi ve verimi yüksek elektriksel sistemlerini ortaya çıkışına olanak sağlamıştır. Geleneksel yöntemlerin bu gelişim ölçüsünde yerlerini yeni teknolojik ürünlere bırakması getirdiği bir çok avantajın yanında yeni sorunların da ortaya çıkmasına sebep olmuştur. Söz konusu yeni teknoloji elemanlara sahip anahtarlamalı güç kaynakları, motor sürücüleri, aydınlatma elemanları, köprü doğrultucular gibi yaygın olarak kullanılan birçok ürün doğrusal olmayan yüklerle örnek verilebilir. Doğrusal olmayan yükler doğrusal yüklerden farklı olarak giriş frekanslarından farklı frekansta bileşenlerin ortaya çıkışına sebep olurlar ve bunlara akım-gerilim harmonikleri adı verilir. Harmonikler şebeke ve kullanıcı tarafında bir çok bozucu etki yaratıp; reaktif güç, gerilim bozunumu, dengesizlik, fazladan enerji kayıpları ve sistemlerde erken yaşlanmaya bağlı fonksiyon ve malzeme kayıplarına yol açmaktadır. Bunlar genel anlamda güç kalitesi problemleri olarak adlandırılmakta olup, uygulama türüne ve gereksinimlere göre farklı çözümler söz konusu olabilmektedir [1]. İstikrarlı ve güvenilir bir elektrik şebekesi için ortaya çıkan bozucu etkilerin belli sınırlar dahilinde tutulmaları gerekmektedir. Bu sınırları kullanıcı ve tedarikçi tarafında belirleyen bir çok ulusal ve uluslararası standart ve yönetmelik mevcuttur [2], [3], [4].

Doğrusal olmayan yüklerin şebekede yarattığı başlıca sorunlardan olan akım-gerilim harmonikleri hem harmoniğin kaynağı olan kullanıcıyı hem de bu kullanıcıyla aynı baraya bağlı diğer kullanıcıları etkileyebilmektedir. Bu etkileşimden kaynaklı ortaya çıkabilecek problemler harmoniklere yönelik IEEE 519-1992, IEC6400-3-4 gibi özel standartların oluşturulmasına zemin hazırlamıştır [5], [6]. Bu standartlar kullanıcı ve tedarikçi tarafında uyulması gereken harmonik limitleri belirler. Genel olarak kullanıcı akım harmoniklerini önerilen limitler dahilinde tutmakla yükümlüken tedarikçi dağıtım seviyesindeki Ortak Bağlantı Noktasında (OBN) gerilim harmoniklerini önerilen limitler dahilinde tutmakla yükümlüdür. IEEE 519-1992 standardında bu limitler belirli harmonikler ve toplam bozunum indislerine göre tanımlanmıştır [7]. Bu bozunum indislerinden Toplam Harmonik Bozunum (THB), sırasıyla akım ve gerilim sinyalleri için  $THB_i$  ve  $THB_v$  (1.1)'deki gibi tanımlanmıştır.

$$THB_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad THB_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad n = 2, 3, \dots, \infty \quad (1.1)$$

(1.1)'de verilen  $I_n$  ve  $V_n$  harmonik akım ve gerilimlerin etkin değerlerini göstermektedir.  $I_1$  ve  $V_1$  değerleri ise ana bileşen etkin akım ve gerilim değerlerini ifade etmektedir. THB değerinin ana bileşen akıma göre tanımlanmasından düşük güçlü yük ve geçici hal gibi durumlardaki yüksek THB değerleri anlamlı bir ölçüm parametresi olmayabilir. Bu sebeple IEEE 519 standardında farklı bir bozunum indisi olan Toplam Talep Bozunumu (1.2)'deki gibi tanımlanmıştır.

$$TTB = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_L} \quad (1.2)$$

(1.2)'de  $I_n$  harmonik akım bileşeninin etkin değerini gösterirken  $I_L$  yük akımının anma değerini göstermektedir. IEEE 519 standardında belirlenen limitler Çizelge 1.1'de gösterilmiştir.

$I_{sc}/I_L$	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 < n$	TTB(%)
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Çizelge 1.1. IEEE 519 Harmonik Akım ve Bozunum Limitleri

Çizelge 1.1'de tanımlanan  $I_{sc}$  değeri OBN'deki kısa devre akımını gösterip  $I_{sc}/I_L$  oranına göre farklı harmonik grubu limitlerini ve TTB değerlerini göstermektedir. Buradan da görüleceği gibi zayıf ya da yüksek hat empedansına sahip baralara bağlı kullanıcılarla, yüksek akım talebi olan kullanıcıların uyması gereken harmonik ve TTB sınırları daha düşüktür. Bu da sözkonusu kullanıcıların harmonik kompanzasyonuna daha fazla ihtiyaç duyacaklarını göstermektedir [7].

Harmoniklerin yarattığı problemleri en aza indirip bu konudaki yönetmeliklerin yaptırımlarından kaçınmak için çeşitli harmonik filtreleme yöntemleri geliştirilmiştir.

### **1.1 Harmonik Filtreleme Yöntemleri**

Harmoniklerin filtrelenmesine yönelik geliştirilen yaklaşımlar temel olarak; yükün ürettiği harmonik akımı azaltma ve harmonik akımı üzerine alacak ya da eleyecek aktif-pasif elemanların kullanılmasını kapsamaktadır.

Bunlardan ilkinе yönelik uygulanagelen yöntem faz çoklayıcı doğrultuculardır. Genel olarak yüksek güç ihtiyacı olan sistemlerde düşük dereceli harmoniklerin elenmesi için kullanılırlar. Bu sistemler farklı trafo bağlantı biçimleri kullanılarak daha fazla harmoniğin elenmesine olanak sağlarlar (12-18 darbeli doğrultucular). Ayrıca delta bağlı trafolar ve zig-zag trafolar triplen harmonikleri üzerlerinde tuttuklarından bu tür uygulamalarda tercih edilirler. Bunların yanında fazladan eklenecek olan hat reaktörleri ve trafolarda sistemin sebep olduğu harmonik bozunumun düşürülmesinde kullanılan yöntemlerdir [1], [8].

Harmoniklerin filtrelenmesinde kullanılan daha yaygın yöntem ise pasif ya da aktif elemanlarla sistemin yarattığı harmonik bileşenlerin filtrelenmesidir.

Pasif filtreler farklı bağlantı biçimleri ve elektriksel elemanlar yardımıyla hem harmoniklerin süzülmesi hem de güç faktörünün düzenlenmesi adına uzun zamandır kullanılmaktadırlar. Tasarımlarının kolaylığı, yüksek verimleri ve maliyet avantajı sebebiyle geniş bir güç aralığında uygulamaları devam etmektedir. Buna karşın pasif harmonik filtreler belli harmonik bileşenler için tasarlanırlar ve de filtrelenecek harmonik sayısı kadar ayrı birim gerektirirler. Bu da geniş spektrumlu harmonik öge içeren yüklerin kompanzasyonunda yetersiz kalmalarına sebep olmaktadır. Pasif filtrelerde kullanılan reaktörlerin ve kapasitör bankalarının değerlerinin zamana bağlı olarak değişim göstermeleri filtre performansını düşüren etkenlerdendir. Bunların yanında şebekenin seri empedansı sebebiyle rezonans riski de taşımaktadırlar, bundan kaynaklı kurulum yapılan yerin şebeke karakteristiği de öncesinde incelenmek durumundadır. Pasif filtreler yukarıda bahsedilen dezavantajları ve kullanım oranları artan geniş spektrumlu harmonik bileşenlere sahip dinamik yükler sebebiyle yerlerini aktif güç filtrelerine bırakmaktadırlar [9].

## 1.2 Aktif Güç Filtreleri

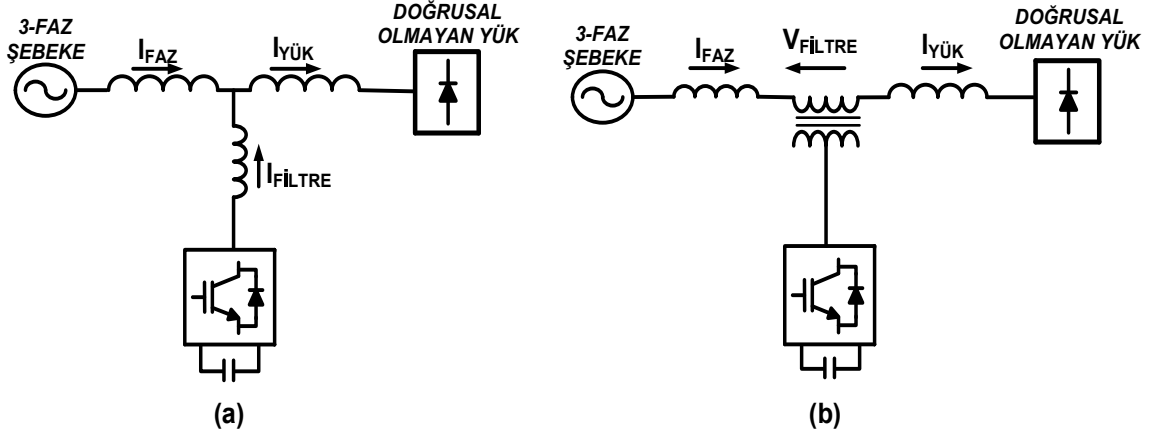
Aktif Güç Filtreleri (AGF) çeşitli pasif elemanlar, anahtarlama elemanları, sayısal kontrol birimleri gibi farklı yapılardan oluşan; harmonik filtreleme, reaktif güç kompanzasyonu, yük dengeleme, nötr akım regülasyonu, gerilim regülasyonu ve rezonansların bastırılması gibi bir çok güç kalitesi problemine çözüm sunabilen modern teknolojiye dayalı araçlardır.

Özellikle anahtarlama elemanlarında (Tristör, MOSFET, IGBT) meydana gelen gelişmeler aktif filtrelerin uygulamalarını mümkün hale getirmiştir. Bununla eşzamanlı gelişen entegre devre teknolojisi (DSP, FPGA, ADC) ile hassas ölçüm alınabilen sensörlerin gelişimi etkin bir kontrol sisteminin oluşturulup filtre fonksiyonlarının artmasına ve performansının yükselmesine olanak sağlamıştır [9].

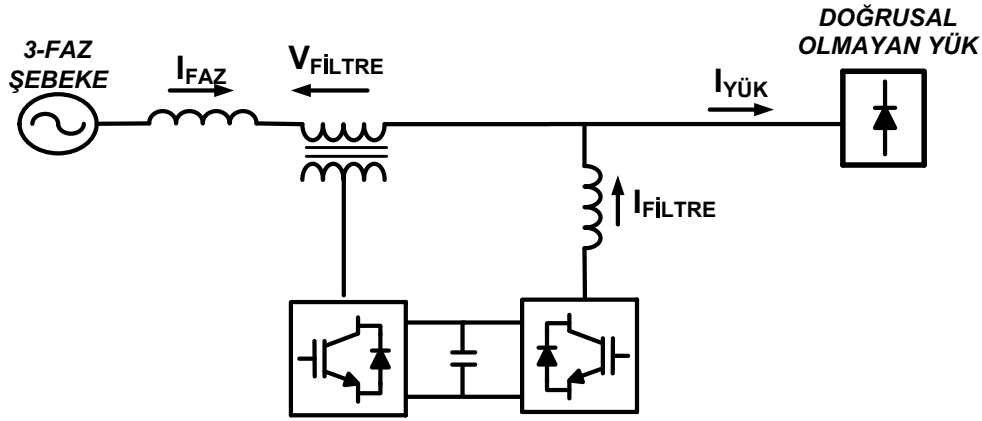
Bağlantı biçimlerine ve devre topolojilerine göre farklı AGF türleri mevcuttur. Bağlantı biçimlerine göre AGF'ler paralel ve seri olarak sınıflandırılabilirler. Şekil 1.1'de bu sınıflandırmaya göre AGF'ler görülmektedir. Paralel Aktif Güç Filtreleri (PAGF) Şekil 1.1a'da görüldüğü gibi yüke paralel bağlanıp kontrollü akım kaynağı biçiminde kullanılırlar. PAGF'ler yük tarafındaki harmonik akımların, reaktif güç ve dengesizlik akım bileşenlerinin elenmesi adına gereken kompanzasyon akımlarını üretilip şebeke tarafına ilgili güç kalitesi problemlerinin yansımalarına engellerler. Seri Aktif Güç Filtreleri (SAGF) ise Şekil 1.1b'de yükün bağlanmış olduğu hatta bir kuplaj trafosu yardımıyla seri biçimde bağlanıp, kontrollü gerilim kaynağı biçiminde çalıştırılırlar. Yükün sebep olduğu gerilim harmoniklerinin şebeke tarafına yansımalarının engellenmesi ve gerilim regülasyonu için kullanılırlar. Aynı zamanda yükün şebekeden yalıtımını sağlayıp şebekede var olan güç kalitesi problemlerinin yüke yansımalarını engellerler [9].

Bunların yanında PAGF ve SAGF'lerin sahip oldukları özellikleri bir araya getiren bir yapı olarak Birleşik Güç Kalitesi Düzenleyicileri (BGKD) güç kalitesi problemlerinin birçoğuna eş zamanlı biçimde çözüm sunabilmektedirler. BGKD'de PAGF kısmı harmonik, reaktif güç ve dengesizlik akımlarını kompanze ederken SAGF kısmı ise gerilim harmoniklerinin kompanzasyonunu ve gerilim regülasyonunu yapar. Bu yapı arka arkaya bağlı SAGF ve PAGF'den oluşup devre şeması Şekil 1.2'de görüldüğü gibidir [10].



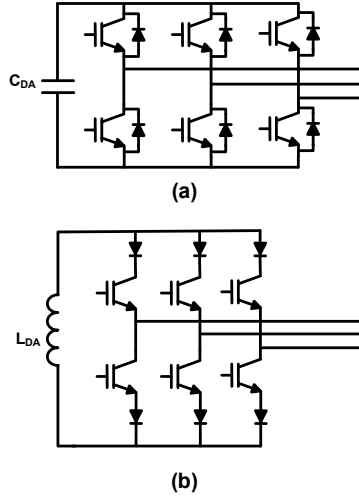


Şekil 1.1. AGF Bağlantı Topolojileri, (a) Paralel Aktif Güç Filtresi, (b) Seri Aktif Güç Filtresi



Şekil 1.2. Birleşik Güç Kalitesi Düzenleyicisi

Bağlantı biçimlerin den farklı olarak AGF'ler devre topolojilerine göre iki kategoride incelenmektedir. AGF'ler Doğru Akım (DA) bağlarında kullanılan depolama elemanına göre gerilim ve akım kaynaklı evirgeç yapılarına sahip olabilirler. Gerilim kaynaklı evirgeç yapısında enerji depolama elemanı olarak kapasitör bankaları kullanılırken, akım kaynaklı evirgeçlerde depolama elemanı olarak reaktörler kullanılmaktadır. Bu yapılarda kullanılan anahtarlama elemanları da farklı konfigürasyonları gerektirmektedir. Şekil 1.3'te ilgili devre topolojileri görülmektedir. Gerilim kaynaklı evirgeçlerde IGBT'ler üzerinden akımın ters yönlü geçmemesi için diyotlar paralel bağlanırken, akım kaynaklı evirgeçlerde IGBT'nin ters yönlü gerilime maruz kalması için diyotlar seri bağlanmaktadır ayrıca son zamanlarda IGBT teknolojisindeki gelişmelerle ters yönlü gerilime dayanabilen IGBT'ler kullanıma girip devre yapılarında kimi sadeleştirmeleri ve verimlilik artışını olanaklı kılmıştır [11]. Gerilim ve akım kaynaklı evirgeçlerin karşılaştırmalı analizleri [12]'de detaylı biçimde yapılmıştır.



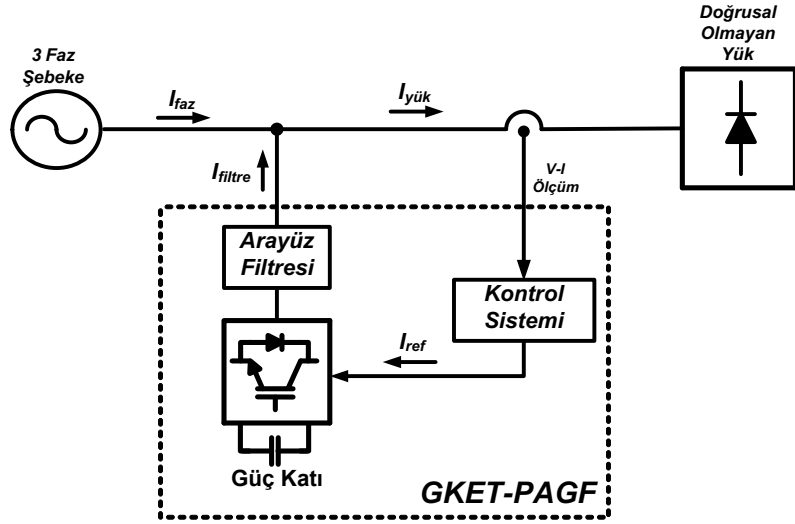
Şekil 1.3. AGF Evirgeç Topolojileri, (a) Gerilim Kaynaklı Evirgeç, (b) Akım Kaynaklı Evirgeç

Bu tez kapsamında Gerilim Kaynaklı Evirgeç Tabanlı Paralel Aktif Güç Filtreleri(GKET-PAGF) inceleneceğinden, bu topolojinin üzerinde durulacaktır.

### 1.3 Gerilim Kaynaklı Evirgeç Tabanlı Paralel Aktif Güç Filtreleri (GKET-PAGF)

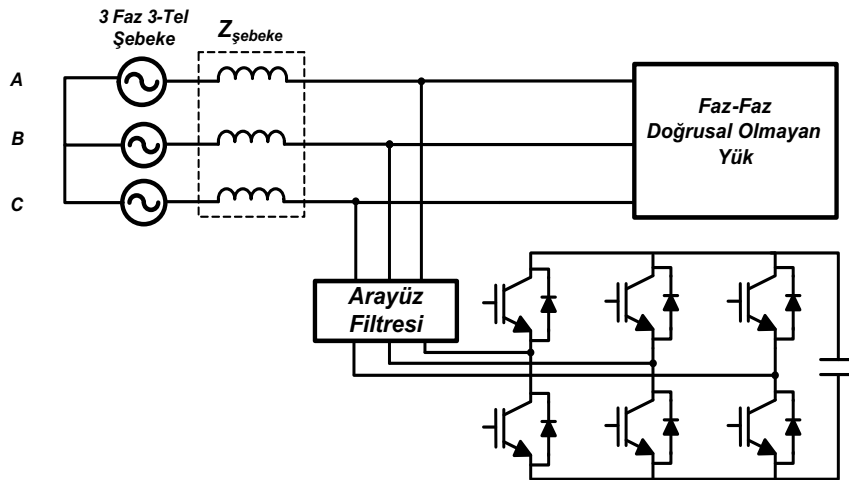
GKET-PAGF'ler harmonik akım kaynağı olarak çalıştırılıp yükün çektiği harmonik akımların tersini OBN'ye basarak harmonik bileşenlere sahip akımın şebeke tarafından çekilmesini engeller ya da bu akımı azaltırlar. Benzer biçimde reaktif bileşen akımların ve fazlardan dengesiz olarak çekilen akımın kompanzasyonunu da sağlarlar. Sistem bu fonksiyonları temel olarak sayısal sinyal işleyici ve analog ölçüm birimlerinden oluşan bir kontrol sistemi, yarı-iletkenler ve pasif elemanlardan oluşan bir güç katı ile sistemle OBN arasında yer alan yüksek frekansı süzen bir arayüz filtresi yardımıyla gerçekleştirir. Sisteme ait temel alt birimler Şekil 1.4'teki gibidir.

Burada ölçüm birimi yardımıyla (akım-gerilim trafoları ve sensörleri) sistemin, yükün ya da şebekenin akım-gerilim değerleri bu bilgileri işleyecek olan sayısal kontrol sistemine bir elektronik arayüz aracılığıyla iletilip, PAGF'nin üreteceği referans akımları ve bu akımlara karşılık gelen anahtarlama sinyallerini oluşturup güç katına iletir. Güç katından gerilim sinyali biçiminde üretildikten sonra arayüz filtresi yardımıyla şebekeye basılan kompanzasyon akımları PAGF'nin hedeflenen işlevleri gereğince çalışmasına olanak sağlar.



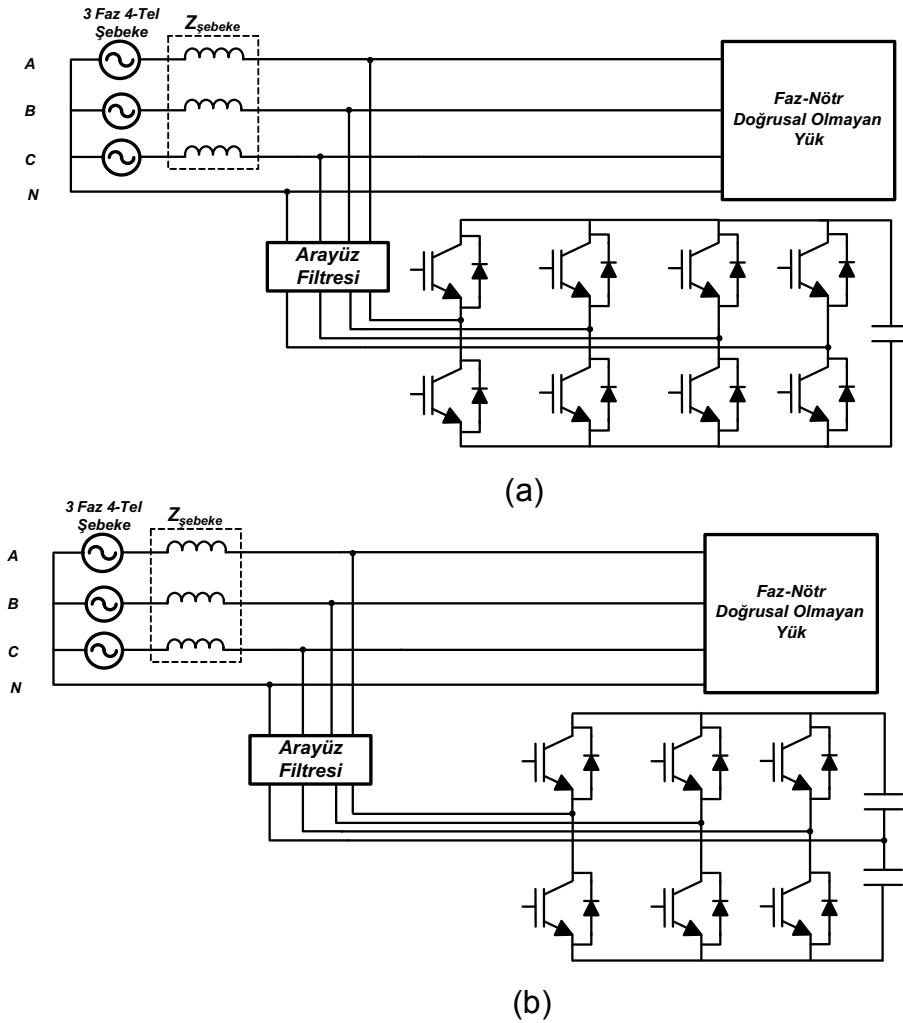
Şekil 1.4. Paralel Aktif Güç Filtresi Temel Birimleri

PAGF topolojileri de kendi içlerinde yükün bağlantı biçimi ve kullanılan pasif elemanlarla anahtarlama birimlerine göre sınıflandırılabilir. Yaygın olarak kullanılan kesintisiz güç kaynakları, motor sürücüleri gibi faz-faz bağlanan ve yüksek güç ihtiyacı olan sistemlerde 3-faz 3-telli PAGF'ler kullanılmaktadır. 3-faz 3-telli sistemlere ait elemanlar ve bağlantı şeması Şekil 1.5'teki gibidir. Buradan da görüleceği gibi 3-faz 3-telli yüklerde bağlantı faz-faz yapıлып, nötr teli içerilmemektedir. Bu sebeple 3-faz 4-Telli dağıtım sisteminin bulunduğu yerleşim yerleri ile işyerlerinde kullanılan faz-nötr bağlı doğrusal olmayan yüklerin kompanzasyonunda farklı PAGF yapılarına ihtiyaç duyulmuştur.



Şekil 1.5. 3-faz 3-Telli Paralel Aktif Güç Filtre Şeması

3-faz 4-telli PAGF'ler faz-nötr bağlı, dengeli ya da dengesiz dağılımlı doğrusal olmayan yüklerin harmonik kompanzasyonunda kullanılırlar. 3-faz 3-telli sistemlerde sadece pozitif (  $(3n+1)$  ). harmonikler,  $n = 2, 4 \dots \infty$  ) ve/veya negatif (  $(3n-1)$  ). harmonikler,  $n = 2, 4 \dots \infty$  ) yönlü harmonikler bulunurken 3-faz 4-telli sistemlerde ise bunlara ek olarak 3'ün katı olan (triplen) yönsüz harmonikler bulunabilmektedir. Triplen harmonikler eş fazlı olduklarından üst üste eklenip nötr teli üzerinden akarlar. Bu da nötr telinin bu fazlardan akımı taşıyacak biçimde boyutlandırılmasını gerektirip maliyet artışına ve fazlardan enerji kayıplarına neden olur. Faz-nötr bağlı kişisel bilgisayarlar, anahtarlama güç kaynakları, yeni nesil ısıtma-soğutma elemanları gibi doğrusal olmayan yükler triplen harmoniklere sahip akım bileşenleri çekebilmektedirler [13]. Bu etkileri ortadan kaldırmak adına önerilen 3-faz 4-telli yapılar Şekil 1.6'da görülmektedir.



Şekil 1.6. 3-Faz 4-Telli PAGF Topolojileri, (a) 3-Faz 4-Telli 4 Kutuplu PAGF Topolojisi (b) 3-Faz 4-Telli Kapasitör Orta Nokta Bağlantılı PAGF Topolojisi

Şekil 1.6a'da görülen 3 faz 4 telli yapı, pozitif ve negatif yönlü harmoniklerin yanı sıra nötr teline bağlı fazlardan eklenmiş anahtarlama elemanlarıyla yönsüz (triplen) harmoniklerin elenip nötr teli üzerinden geçen akımın kompanzasyonunu sağlar. Bu yapının standart 3 kutup anahtarlama elemanı taşıyan evirgeç yapılarına göre kimi avantaj ve dezavantajları mevcuttur. Aynı büyüklükteki akım harmoniklerinin üretilmesi için gereken DA bağ gerilimi %15-20 oranında daha düşüktür. Bu durum, yönsüz harmoniklerin kontrolünü sağlayan 4. anahtarlama kutbunun ürettiği yönsüz harmoniklerle, bu harmoniklerin üst üste binerek oluşturduğu faz-faz gerilim değerinin düşürülmesini mümkün kılmasıdır. Bu sayede DA bağ kapasitörlerin anma gerilimleri ve sığa değerlerinin düşürülmesi mümkün olmaktadır. Ayrıca DA bağ kapasitörlerinin üzerinden geçen düşük etkin değerli AA akım nedeniyle kapasitör kullanım adedinin düşmesini sağlamaktadır. Bunlara karşın fazlardan eklenen anahtarlama elemanından kaynaklı maliyetin yükselmesine ve anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olmaktadır. Bunlara ek olarak sisteme ilave edilen 4. anahtarlama kutbu nedeniyle evirgecin kontrolü zorlaşmaktadır [14], [15].

Şekil 1.6b'de görülen 3-Faz 4 telli kapasitör orta nokta bağlantılı yapıyla Şekil 1.6a'daki topolojiye benzer biçimde kompanzasyon işlevleri gerçekleştirip yönsüz harmonikler için 4. bir anahtarlama kutbu kullanmak yerine nötr teli kapasitörlerin orta noktasına bağlanmıştır. Bu yapıda yönsüz harmonikler direkt olarak DA bağ kapasitörlerinin üzerinden geçmekte olup bu akımların kapasitörler üzerinden geçişi DA bağ kapasitörlerinin dalgacık akım taşıma kapasitelerinin sınırlı olması sebebiyle paralel kollara bölünmesini, dolayısıyla DA bağ kapasitörlerin ihtiyaç duyulan sığa değerlerinin ötesinde boyutlandırılmasına sebep olmaktadır. Buna ek olarak DA bağ kapasitörlerinin üretiminden kaynaklanan ve ayrı kapasitörler arasında kaçak akım farklılıkları sebebiyle oluşan gerilim dengesizliğinin artışına sebep olmakta ve sonuç olarak filtreleme performansını düşürmektedir. Bunlara karşın kapasitör orta nokta bağlantılı topoloji düşen anahtarlama eleman sayısı ve anahtarlama kayıpları, konvansiyonel 3-kutuplu yapısı sebebiyle modül biçiminde kolay temin edilebiliyor oluşları ve kontrol sistemlerinin kolaylığından ötürü tercih edilmektedirler [14], [16].

#### **1.4 Tezin Amacı ve İçeriği**

Bu tez kapsamında harmoniklerin sebep olduğu problemleri ortadan kaldırmak adına kullanılan aktif güç filtrelerinden gerilim kaynaklı evirgeç tabanlı 3-faz 4-telli PAGF'nin

tasarım, benzetim ve gerçekleştirim çalışmalarına yer verilmiştir. Tasarım ve gerçekleştirimi yapılacak olan PAGF alçak gerilim barasına doğrudan bağlanabilecek olup kapasitör orta nokta bağlantılı yapıda 60A faz akımını üretebilecek şekilde tasarlanmıştır. DSP tabanlı elektronik bir sistem yardımıyla kontrol edilen PAGF'nin oluşturulan test düzeneği yardımıyla kompanzasyon başarımı test edilmiştir.

Bölüm 2'de PAGF'nin öncelikle uygulanabilirlik koşulları ele alınıp farklı tipteki yükler üzerindeki kompanzasyon performansları incelenmiş ve bu performansın artırılması için yapılabilecek değişikliklerden bahsedilmiştir. Devam eden alt bölümde PAGF'lerin referans çıkartım yöntemleri zaman ve frekans alanlı yöntem başlıklarında incelenmiş ve karşılaştırmaları yapılmıştır. PAGF akım kontrolü başlığında ise kullanılan DA bağ gerilim ve PAGF akım kontrolü yöntemlerine ait detaylar ve uygulama esaslarına değinilmiştir. Modülasyon yöntemleri konusunda yaygın olarak kullanılan SDGM ve UVDGM yöntemleri incelenip karşılaştırmaları yapılmış ve özellikle UVDGM yönteminin kullanılan evirgeç topolojisiyle beraber kullanım detaylarına ve sayısal ortam uygulama detaylarına yer verilmiştir. Arayüz filtrelerinin incelendiği başlıkta standart L tipi filtreler göre bir çok açıdan avantajlı olan LCL filtreler yönelik analiz ve tasarım başlıklarına değinilmiştir.

Bölüm 3'te PAGF anma değerlerine göre sistem bileşen değerlerinin belirlenmesi ve lamine bara modelinin oluşturulmasına yönelik çalışmalar yapılmış ve benzetim ile gerçekleştirim aşamasında kullanılacak sistem değişkenleri belirlenmiştir.

Bölüm 4'te PAGF'nin belirli şebeke ve yük koşullarında oluşturulan benzetim modeliyle ilgili işlevsel bloklarının ve bir bütün olarak sistemin kompanzasyon başarımı incelenmiştir.

Bölüm 5'te ise oluşturulan test düzeneği yardımıyla alınan deneysel sonuçlar değerlendirilmiştir.

Bölüm 6'da ise tezin genel bir özetinin ardından tez çalışması dahilinde kullanılan ve taşıdıkları avantajlardan ötürü öne çıkan yöntemlere değinilip, gelecekte sistem üzerinde yapılabilecek iyileştirmelere ve sistemin kompanzasyon başarımına dair değerlendirmelere yer verilmiştir.

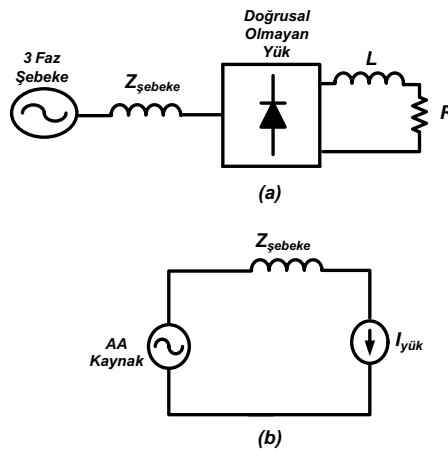
## 2. PARALEL AKTİF GÜÇ FİLTRELERİNİN ANALİZİ VE ÇALIŞMA PRENSİPLERİ

Bu bölümde Paralel Aktif Güç Filtrelerinin (PAGF) bir bütün olarak; yük çeşitlerine göre uygulanabilirlik durumları, harmonik eleme, reaktif güç kompanzasyonu ve dengecilik durumlarındaki kontrol ve referans çıkarım yöntemleri ele alınıp karşılaştırmalı analizlerine yer verilmiştir.

### 2.1 Doğrusal Olmayan Yük Çeşitleri

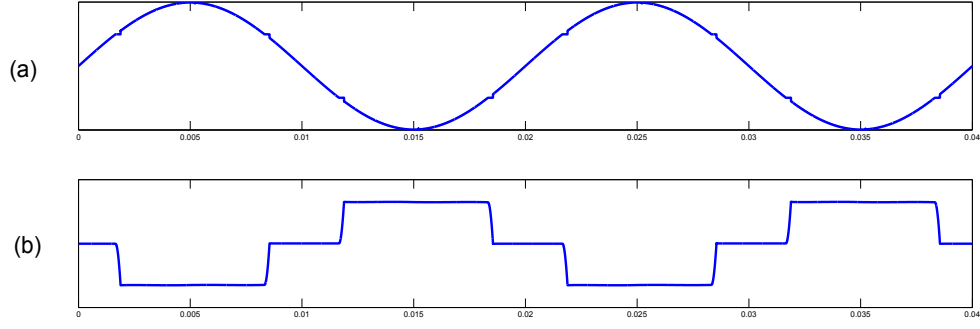
PAGF'ler işlevlerini kompanzasyonu yapılacak olan yüklerden ve şebeke karakteristiğinden bağımsız olarak yerine getirememektedirler. Bu sebeple yükün karakteristiği kompanzasyonun işlevselliği açısından önem kazanmaktadır. Akım ve gerilim harmoniklerinin ortaya çıkmasına sebep olan doğrusal olmayan yükler akım ve gerilim karakteristikleri gözetilerek iki ana başlıkta incelenebilirler. Bunlar harmonik akım ve harmonik gerilim kaynağı olan yüklerdir.

Harmonik akım kaynakları genel olarak Şekil 2.1a'da görüldüğü gibi DA veya AA tarafta akımın belli aralıklarda sabit kalmasına yetecek büyüklükte bir indüktif eleman bulundurlar. Çekilen akımın hat empedansına bağımlılığının az olması sebebiyle Şekil 2.1b'de görüldüğü gibi ideal durumda harmonik akım kaynağı olarak modellenirler. 3-Faz harmonik akım kaynağı, diyot doğrultuculu bir yüke ait faz akım ve gerilim grafikleri Şekil 2.2'de görüldüğü gibidir.



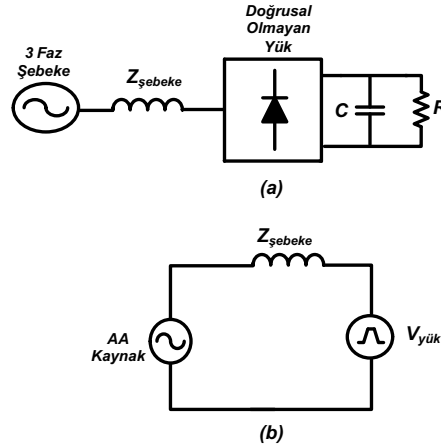
Şekil 2.1. Harmonik Akım Kaynağı Yük Gösterimleri, (a) Harmonik Akım Kaynağı Tek Hat Gösterimi, (b) Eşdeğer Harmonik Akım Kaynağı Gösterimi

Harmonik gerilim kaynakları ise Şekil 2.3a'da görüldüğü gibi DA tarafında gerilimin doğrultulmasını sağlayan yeterli büyüklükte bir kapasitif eleman bulundurlar.



Şekil 2.2. Harmonik Akım Kaynağı Dalga Biçimleri, (a) Harmonik Akım Kaynağı Gerilim Dalga Biçimi, (b) Harmonik Akım Kaynağı Akım Dalga Biçimi

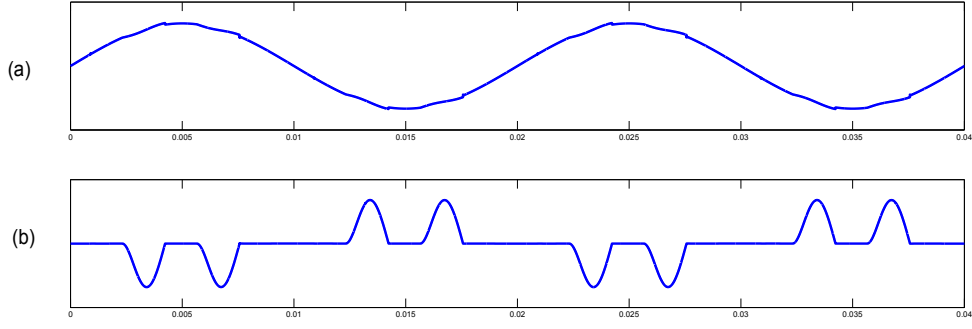
Çekilen akımın hat empedansına bağlı olarak genliğinin ve harmonik içeriğinin değişmesine karşın gerilim karakteristiğinin daha az değişim göstermesi sebebiyle, Şekil 2.3b'de görüldüğü gibi ideal durumda gerilim kaynağı olarak modellenirler. 3-Faz harmonik gerilim kaynağı bir diyot doğrultuculu yüke ait faz akım ve gerilim grafikleri Şekil 2.4'te görüldüğü gibidir.



Şekil 2.3. Harmonik Gerilim Kaynağı Yük Gösterimleri, (a) Harmonik Gerilim Kaynağı Tek Hat Gösterimi, (b) Eşdeğer Harmonik Gerilim Kaynağı Gösterimi

Yukarıda incelenen yük modellerinden harmonik akım kaynaklarının ve bu yüklerin kompanzasyonu için kullanılan PAGF'lerin modelleri Şekil 2.5'te görüldüğü gibidir. Burada yük için kullanılan Norton eşdeğer devre modelinde  $Z_Y$  eşdeğer yük empedansını,  $I_h$  eşdeğer harmonik akım kaynağını,  $I_{PAGF}$  filtre akımını  $G$  PAGF'nin eşdeğer transfer fonksiyonunu ve  $Z_{Hat}$  ise hat empedansını göstermektedir. PAGF'ler harmonik akım kaynağı olarak çalıştırıldıklarından model gösterimleri akım kaynağı



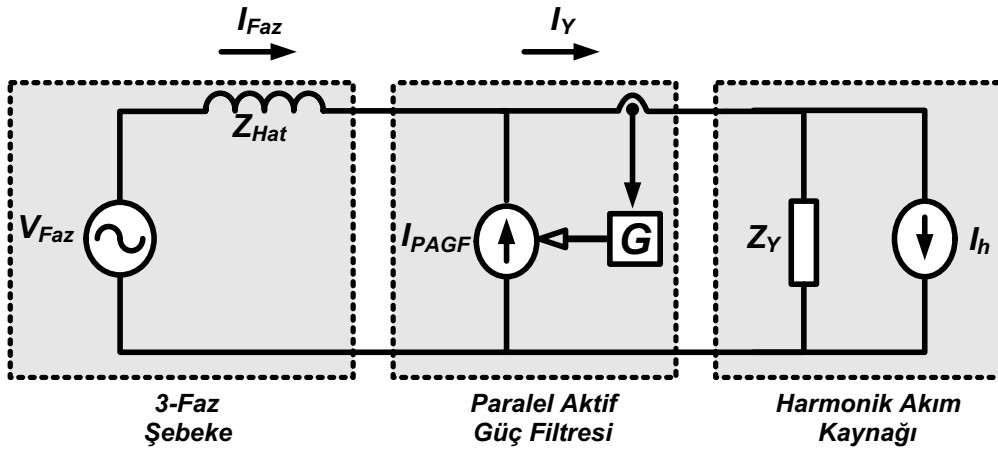


Şekil 2.4. Harmonik Gerilim Kaynağı Dalga Biçimleri, (a) Harmonik Gerilim Kaynağı Gerilim Dalga Biçimi, (b) Harmonik Gerilim Kaynağı Akım Dalga Biçimi

biçiminde olup, yük akımıyla olan ilişkisi aşağıdaki gibidir.

$$I_{PAGF} = G(s)I_Y \quad (2.1)$$

Burada  $G(s)$  ideal olarak ele almak istenen harmonik frekanslarda  $|G|_h = 1$  biçiminde olup tek bant geçirgen filtre karakteristiğine sahiptir. Ana bileşen frekansta (50Hz) ise evirgecin güç kayıplarını karşılamak için üretilen akım referansı dışında akım üretmez yani ideal olarak  $|G|_{50Hz} = 0$  değerine sahiptir. Bu varsayımlarla PAGF'nin ilgili sistem parametrelerine göre transfer karakteristiği temel devre analiziyle aşağıdaki eşitlikler yoluyla ifade edilebilir.



Şekil 2.5. Harmonik Akım Kaynağı ve Paralel Aktif Güç Filtresi Temel Gösterimi

$$I_{Faz} = \frac{Z_Y}{Z_{Hat} + \frac{Z_Y}{1 - G(s)}} I_h + \frac{V_{Faz}}{Z_{Hat} + \frac{Z_Y}{1 - G(s)}} \quad (2.2)$$

$$I_Y = \frac{\frac{Z_Y}{1 - G(s)}}{Z_{Hat} + \frac{Z_Y}{1 - G(s)}} I_h + \left( \frac{1}{1 - G(s)} \right) \frac{V_{Faz}}{Z_{Hat} + \frac{Z_Y}{1 - G(s)}} \quad (2.3)$$

Yukarıdaki eşitliklere ek olarak,

$$\left| \frac{Z_Y}{1 - G(s)} \right|_h \gg |Z_{Hat}| \quad (2.4)$$

(2.4)'ün sağlanması durumunda (2.1), (2.2), (2.3) eşitlikleri harmonik frekanslar için sırasıyla aşağıdaki formlara indirgenebilir.

$$I_{PAGF} \approx I_h \quad (2.5)$$

$$|I_{Faz}|_h \approx (1 - G(s)) I_h + \left( \frac{1 - G(s)}{Z_Y} \right) V_{Faz} \approx 0 \quad (2.6)$$

$$I_Y \approx I_h + \frac{V_{faz}}{Z_Y} \quad (2.7)$$

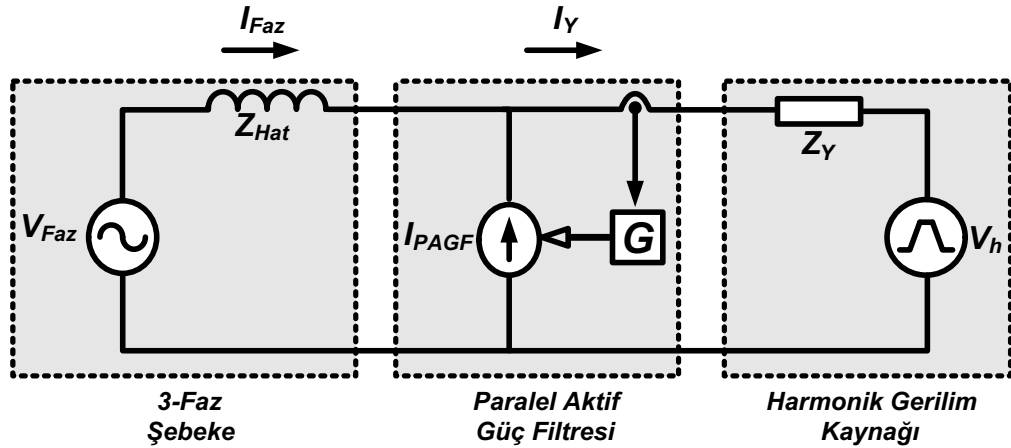
(2.5) PAGF akımının (2.4) şartı sağlandığında harmonik akım kaynağı tarafından üretilen akıma yakın büyüklükte bir akım üretebildiğini, (2.6) şebeke tarafından çekilen akımda harmonik bileşenin elendiğini ve son olarak (2.7)'den de PAGF akımının beklendiği gibi yük tarafına akmadığı görülmektedir. Buradan da görüleceği gibi PAGF'nin beklenen işlevlerini yerine getirmesi adına sağlanması gereken (2.4) şartı, PAGF'nin tasarım aşamasıyla ilgili olan  $G(s)$  transfer karakteristiğinin yanı sıra, yük ve hat empedanslarıyla yakından ilgilidir.  $|Z_Y| \gg |Z_{Hat}|$  şartı yeterli büyüklükte doğrultucu endüktansa sahip harmonik akım kaynaklı doğrusal olmayan yüklerde sağlanırken, (2.2) ve (2.4) sırasıyla (2.8) ve (2.9)'a indirgenir.

$$\frac{I_{Faz}}{I_h} = 1 - G(s) \quad (2.8)$$

$$|1 - G(s)|_h \ll 1 \quad (2.9)$$

(2.8) PAGF'lerin  $|Z_Y| \gg |Z_{Hat}|$  şartı sağlandığında hat empedansından etkilenmediklerini gösterip, pasif filtrelere göre sağladığı avantajı ortaya koymaktadır. (2.9) ise kompanzasyon başarımının bir ölçütü olup referans çıkartım ve kontrol yöntemlerinin performansına göre 0.1 ~ 0.3 arasında değişmektedir. Bunların yanında harmonik akım kaynağı karakteristiğindeki yüklerle paralel olarak bağlanan pasif filtreler ya da reaktif güç kompanzasyon kapasitörlerinin yaratacağı etki ile yük tarafının empedansı düşürerek  $|Z_Y| \gg |Z_{Hat}|$  geçerliliğini yitirmesine ve kompanzasyon performansının düşmesine sebep olabilir. Bu durum, özellikle pasif filtreleme ya da kompanzasyon elemanlarının tasarım aşamasında göz önünde bulundurulmasını gerektirmektedir.

Temel özellikleri incelenen yük modellerinden harmonik gerilim kaynaklarının ve bu yüklerin kompanzasyonu için kullanılan PAGF'lerin modelleri Şekil 2.6'da görüldüğü gibidir. Burada yük için kullanılan Thevenin eşdeğer devre modelinde  $Z_Y$  eşdeğer yük empedansını,  $V_h$  eşdeğer harmonik akım kaynağını,  $I_{PAGF}$  filtre akımını  $G$  PAGF'nin eşdeğer transfer fonksiyonunu ve  $Z_{Hat}$  ise hat empedansını göstermektedir. PAGF'ler harmonik akım kaynağı olarak çalıştırıldıklarından model gösterimleri akım kaynağı biçimindedir.



Şekil 2.6. Harmonik Gerilim Kaynağı ve Paralel Aktif Güç Filtresi Temel Gösterimi

Harmonik gerilim kaynaklarının yük akımıyla olan ilişkisi harmonik akım kaynaklarında olduğu gibi (2.1)'de verilmiştir. Harmonik akım kaynağı modelinde kullanılan

temel varsayımlarla yapılan devre analizi neticesinde sistem parametreleri aşağıdaki eşitlikler yoluyla ifade edilebilir.

$$I_{Faz} = \frac{V_{Faz} - V_Y}{Z_{Hat} + \frac{Z_Y}{1 - G(s)}} \quad (2.10)$$

$$I_Y = \frac{V_{Faz} - V_Y}{Z_{Hat}(1 - G(s)) + Z_Y} \quad (2.11)$$

(2.10)'da verilen ifadenin sinüzoidal forma indirgenmesi için aşağıdaki eşitliğin sağlanıyor olması gerekmektedir.

$$\left| Z_{Hat} + \frac{Z_Y}{1 - G(s)} \right|_h \gg 1 \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.12) sağlandığında (2.1), (2.10), (2.11) eşitlikleri sırasıyla aşağıdaki formlara indirgenebilir.

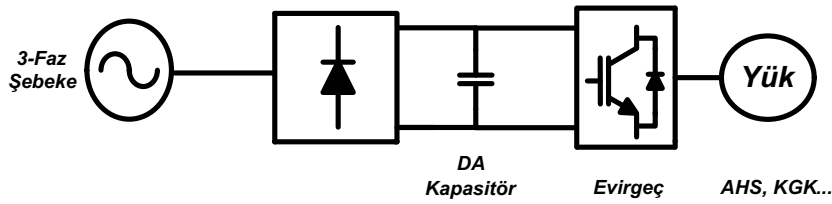
$$I_{PAGF} \approx I_h \quad (2.13)$$

$$|I_{Faz}|_h \approx 0 \quad (2.14)$$

$$I_Y \approx \frac{V_{faz} - V_Y}{Z_Y} \quad (2.15)$$

Yukarıdaki eşitliklerin sağlanabilmesi için gerekli olan (2.12) şartı PAGF'lerin harmonik gerilim kaynağı yüklerin kompanzasyonunda kullanılması için gerekli koşuldur. Buna karşın harmonik gerilim kaynakları genellikle düşük empedansa sahiptirler. Örneğin elektrolitik DA bağ kapasitörlerine sahip diyot doğrultucuların yük empedansları sığa değerlerinin yüksek olmasından kaynaklı  $|Z_Y| \approx 0$  olarak ifade edilebilir, bu sebeple yüksek tepe genlikli ve harmonik bozunumu yüksek akımlar çekerler. Bunun yanında (2.10)'dan da görüleceği gibi yük empedansının düşmesi PAGF tarafından üretilen akımın fazladan yük tarafına geçişine sebep olmakta, bu da yükün harmonik

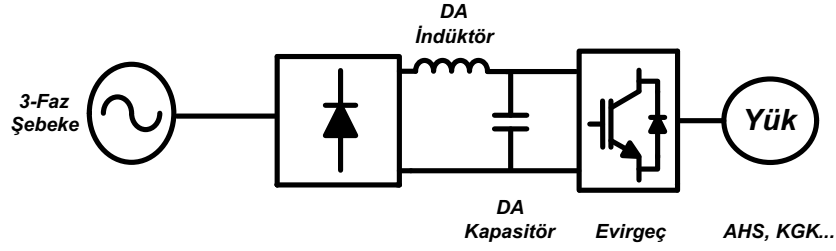
akım seviyesini ve PAGF'nin ihtiyaç duyulan anma akım-gerilim değerini arttırmaktadır. Tüm bu sebeplerle PAGF'lerin harmonik gerilim kaynaklı yüklerin kompanzasyonunda kullanılması zorlaşmaktadır. Buna karşın endüstride kullanılan birçok yük, DA bağlarında kullanılan düzleştirici kapasitörler sebebiyle harmonik gerilim kaynağı formundadırlar. Harmonik gerilim kaynağı yüklerin temel devre şeması Şekil 2.7'de verilmiştir. Bu yapıda Şekil 2.4'te görüldüğü gibi; hat akımı süreksiz, hat empedansına bağlı genlik değişimleri gösteren, yüksek tepe değerlerine ve %60 ~ %130 aralığında THB'ye sahiptir. Yük empedanslarının düşüklüğünden ötürü bu biçimiyle PAGF'ler yardımıyla harmonik kompanzasyonunun yapılması zorlaşmaktadır.



Şekil 2.7. Harmonik Gerilim Kaynağı DA Kapasitörlü Yapı

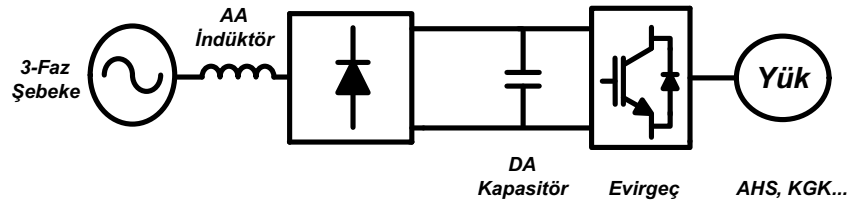
Harmonik gerilim kaynaklı yüklerin kompanzasyonunda kullanılacak PAGF'ler için, yukarıda bahsedilen sebeplerden ötürü bir takım düzenlemeler gerekmektedir. Bunlardan ilki DA kapasitörlerin bulunduğu tarafa eklenen indüktörlü yapı olup Şekil 2.8'de görülmektedir. Bu yapıda DA tarafa eklenen indüktans sayesinde hat akımının tepe değeri düşürülüp, THB değeri %30 ~ %40 seviyelerine kadar çekilebilir. Ayrıca hat akımının  $di/dt$  oranı düşürerek PAGF'nin maksimum bant genişliğinin aşağıya çekilmesine olanak sağlar. Bu sayede evirgecin giriş akım karakteristiği harmonik akım kaynağına benzeyip PAGF ile kompanzasyonu kolay hale gelmektedir. Bu olumlu tarafına karşın eklenen DA indüktör nedeniyle DA bağ geriliminde belli bir düşme görülür.

PAGF'lerin uygulanması adına yapılan diğer düzenleme ise AA tarafına eklenen indüktörle benzer biçimde hat akımının tepe değeri ve THB değerleri düşürülmesidir. Bu yolla aynı zamanda yüksek  $di/dt$  oranı düşürülerek PAGF'nin maksimum bant genişliğinin aşağıya çekilmesine olanak sağlanır. Bu sayede evirgecin giriş akım karakteristiği harmonik akım kaynağına benzeyip PAGF ile kompanzasyonu kolay hale gelmektedir. Bu yapıyla ayrıca şebeke tarafındaki gerilim düşme-yükselmeleri, geçici hal etkilerinin yüke olan etkisi azaltılabilir. Bu olumlu yönlerine karşın DA indüktöre



Şekil 2.8. Harmonik Gerilim Kaynağı DA Kapasitör ve DA İndüktörlü Yapı

oranla maliyetleri daha yüksektir. Bunun yanında DA ve AA tarafta indüktörlerin bir arada bulunduğu yapılar da PAGF kompanzasyon performansına olumlu etki yapabilmektedir [17], [18].



Şekil 2.9. Harmonik Gerilim Kaynağı DA Kapasitör ve AA indüktörlü Yapı

Yük çeşitlerine göre uygulanabilirlik analizi yapılan PAGF'lerin devam eden bölümde, referans çıkartım ve kontrol yöntemleri ele alınacaktır.

## 2.2 Referans Çıkartım ve Kontrol Yöntemleri

PAGF'lerin tanımlı işlevlerini yerine getirip anlık olarak denetlenmesini sağlayan referans çıkartım ve kontrol yöntemleri PAGF'lerin performanslarını belirleyen temel konulardır. Bu sebeple PAGF sistem ihtiyaçlarının karşılanıp, kompanzasyon işlevlerinin gereğince yerine getirilmesi adına referans çıkartım ve kontrol yöntemlerinin kararlı ve geçici hal tepki süreleri, bant genişlikleri, kullanılan sayısal ortam gereği işlem yükü ve seçili kompanzasyon işlevleri gibi temel sistem isterleri ve ihtiyaçlarını karşılayacak özelliklere sahip olmaları gerekmektedir. Bu anlamda ilerleyen bölümlerde literatürde yer alan belirli referans çıkartım ve kontrol yöntemlerine yer verilip karşılaştırmalı analizleri yapılacaktır.

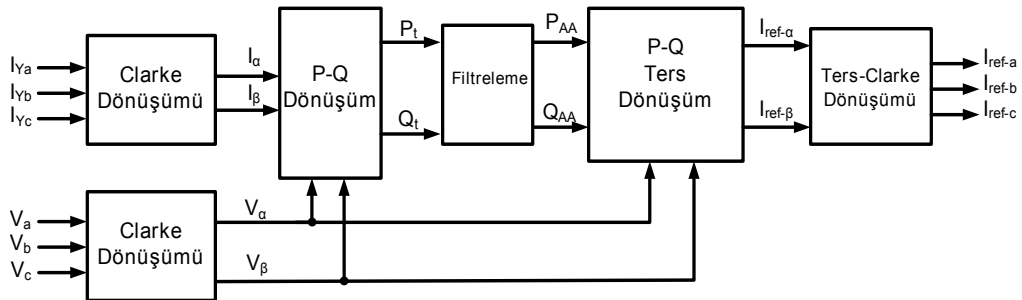
## 2.2.1 Referans Çıkartım Yöntemleri

PAGF'lerin harmonik eleme, reaktif güç kompanzasyonu ve yük dengeleme gibi işlevleri yerine getirmesi için gereken ilk aşama, çeşitli sistem değişkenlerinin (akım-gerilim) elektriksel ve elektronik arayüzler yardımıyla sayısal ortama aktarılıp nihai olarak güç katına iletilecek olan sinyallerin (referansların) oluşturulmasını içerir. PAGF'ler kullanılan referans çıkartım algoritmasına göre farklı sistem değişkenlerini kullanabilirler. Bunların arasında, şebeke akımından ya da şebeke geriliminden faydalanarak yapılan çıkartım yöntemleri bulunmasına karşın PAGF'ler için en uygun yöntem, temel olarak yük akımının içerdiği harmonik bileşenlerin elenmesi amaçlandığından, yük akımı kullanılarak referansların elde edilmesidir [10].

Referansların bulunmasında kullanılan bir çok farklı yöntem olmasına karşın, bu yöntemler genel olarak zaman ve frekans alanındaki yöntemleri içermektedir. Zaman alanındaki yöntemler belirlenecek harmonik öğelerin ve hesaplama yükünün az olduğu, geçici hal tepkilerine hızlı cevaplar verilmesi gereken durumlarda öne çıkarırken, frekans alanındaki yöntemler geniş spektral dağılıma sahip sinyallerin gerçek zamanlı takibi ve hesabının yapıldığı durumlarda tercih sebebi olmaktadır.

### 2.2.1.1 Zaman Alanlı Yöntemler

Zaman alanında uygulanan yöntemlerden başlıcaları Anlık Reaktif Güç Teorisi (ARGT) ve Senkron Referans Düzlem (SRD) olup birçok PAGF uygulamasında yaygın olarak kullanılmışlardır.



Şekil 2.10. ARGT Referans Çıkartım Şeması

ARGT PAGF'lerde ilk olarak kullanılan yöntemlerden biri olup, anlık akım-gerilim bilgisinden hesaplanan anlık aktif-reaktif güçler yardımıyla referansların hesaplanmasını sağlamaktadır. Temel referans çıkartım şeması Şekil 2.10'da görüldüğü gibidir. Referans çıkartımı için akım-gerilim bilgileri öncelikle (2.16)'da görülen Clarke Dö-

nüshümüne tabi tutulup eşdeğer,  $\alpha\beta$  değişkenleri ( $I_\alpha, I_\beta, V_\alpha, V_\beta$ ) elde edilip sistemin toplam aktif ( $P_t$ ) ve reaktif ( $Q_t$ ) gücü (2.17) ve (2.18)'deki gibi hesaplanır. Bu hesaplanan değerler DA ve AA bileşenlere sahip olup (2.19)'daki gibi ifade edilebilirler.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$P_t = \frac{3}{2} (V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta) \quad (2.17)$$

$$Q_t = \frac{3}{2} (-V_\beta I_\alpha + V_\alpha I_\beta) \quad (2.18)$$

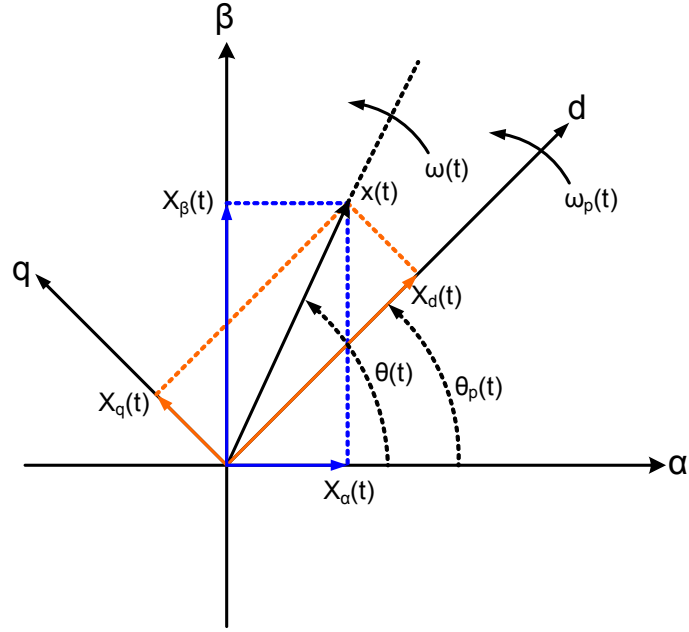
$$P_t = P_{DA} + P_{AA} \quad Q_t = Q_{DA} + Q_{AA} \quad (2.19)$$

Burada  $P_{DA}$  bileşeni hesaplanan aktif gücün DA bileşenini gösterirken  $P_{AA}$  ise aktif gücün salınım yapan AA bileşenini göstermektedir. Benzer durum  $Q_{DA}$  ve  $Q_{AA}$  değişkenleri için geçerli olup,  $P_{AA}$  ve  $Q_{AA}$  değişkenleri yük akımının harmoniklerden kaynaklı aktif ve reaktif bileşenlerine karşılık gelmektedir bu sebeple  $P_t$  ve  $Q_t$  bileşenleri hesaplandıktan sonra bir yüksek geçirgen filtre yardımıyla, harmoniklere ait olan  $P_{AA}$  ve  $Q_{AA}$  değişkenleri elde edilir. Daha sonra ( $P_{AA} - Q_{AA}$ ) ve ( $V_\alpha - V_\beta$ ) bilgileri (2.17) ve (2.18)'de yerine konup çekilerek elde edilen  $I_{ref-\alpha}$  ve  $I_{ref-\beta}$  değerleri ters Clarke Dönüşümü ( $C^{-1}$ ) ile nihai akım referansları  $I_{ref-a}$ ,  $I_{ref-b}$  ve  $I_{ref-c}$ 'yi oluşturur. Bunun yanında ARGV yöntemiyle reaktif güç kompanzasyonu yapılmak istenirse  $Q_t$  bileşeni filtrelenmeden yani  $Q_{DA} + Q_{AA}$  biçiminde PQ ters dönüşüm bloğuna girme-lidir. Böylece harmonik referansına ek olarak reaktif güç referansı da oluşturulmuş olur [19], [20], [21]. ARGV yönteminin kolay uygulanabilir olması, kararlı durum tepkisinin iyi olması ve 3-faz 3-telli sistemlerin yanısıra kimi uyarlanmış versiyonlarıyla [20] 3-faz 4-telli sistemlerde de uygulanabilir olmasına karşın, yaygın olarak görülen gerilim harmonikleri ve dengesizlik durumlarında harmonik referansların ideal olarak filtrelenemeyişinden ötürü kompanzasyon performansları düşmektedir. Bu sebeple 3-Faz 4-telli PAGF uygulamalarında tercih edilmemektedir. Bunun yanında referanslar için kullanılan akım kontrol döngülerinde AA yapıdaki bileşenler kullanılmak durumunda olduğundan yüksek seviyeli kompanzatlara ve faz düzeltimine ihtiyaç



duyulmaktadır, bu sebeple yöntemin kompanzasyon performansı düşmekte, kontrol ve uygulama açısından kimi güçlükler ortaya çıkmaktadır. Ayrıca harmoniklerin seçimli kompanzasyonunun yapılamıyor olması yöntemin başka bir dezavantajını oluşturmaktadır [22].

SRD yöntemi şebeke ya da harmoniklerin açısal hızlarıyla senkron dönen referans düzlem yardımıyla referans çıkartımının yapılmasına dayanır. İlgili düzlemler Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11.  $\alpha\beta$  ve  $dq$  Koordinat Sistemleri

Şekil 2.11'de görülen  $\alpha\beta$  koordinatları akım-gerilim sinyallerinin Clarke dönüşümlerinden elde edilen verilerin aktarıldığı eksenleri içerip, referans sinyalinin  $\alpha\beta$  bileşenlerinden oluşmaktadır.  $dq$  koordinat düzlemiyse  $\alpha\beta$  durağan koordinat düzleminin  $\theta_p(t)$  açısıyla üretilecek referans sinyale göre pozitif ya da negatif yönde döndürülmesiyle elde edilen senkron düzlemi göstermektedir.  $x(t)$  sinyali  $\alpha\beta$  bileşenlerine sahip olup  $x(t) = Ae^{j\theta(t)} = x_\alpha + jx_\beta$  biçiminde ifade edilebilir. Bu durumda ilgili  $\alpha\beta \rightarrow dq$  ve  $dq \rightarrow \alpha\beta$  dönüşümleri (2.20) ve (2.21)'deki gibidir.

$$x_d + jx_q = (x_\alpha + jx_\beta) e^{-j\theta_p(t)} \quad (2.20)$$

$$x_\alpha + jx_\beta = (x_d + jx_q) e^{j\theta_p(t)} \quad (2.21)$$

Eşitlik (2.20)'de her iki tarafın gerçel ve sanal kısımları açılıp eşitlendiğinde (2.22)'deki Park Dönüşümü olarak bilinen eşitlik elde edilir.

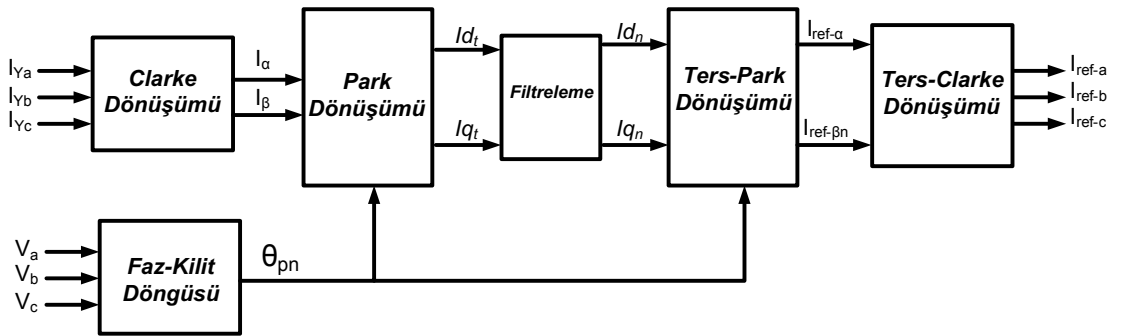
$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & \sin(\theta_p) \\ -\sin(\theta_p) & \cos(\theta_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Bu dönüşümde  $\theta_p$  (Şekil 2.11)'deki  $\alpha\beta$  düzleminin döndürülüş açısına karşılık gelmektedir.  $\theta_p(t)$  değeri  $\theta(t)$  eşit değişim hızına sahip olduğunda yani  $d\theta_p/dt = d\theta/dt$  eşitliği sağlandığında (2.20), (2.23)'teki gibi ifade edilebilir.

$$x_d + jx_q = Ae^{j(\theta - \theta_p)} \quad (2.23)$$

Buradan da görüleceği gibi (2.23)'teki eşitliğin sağ tarafı sabit büyüklükte sayılardan oluşup  $dq$  bilşenlerin DA büyüklükler biçiminde ifade edilebileceğini göstermektedir. SRD yönteminin bu özelliği sayesinde düşük dereceli kompanzatorlar ile yüksek performanslı kontrol sistemleri oluşturulabilmektedir.

Yukarıdaki eşitliklerde kullanılan  $\theta_p$  bilgisi OBN gerilimlerinden faz-kilit-döngü (FKD) yardımıyla elde edilmektedir. FKD, Park dönüşümü kullanılarak oluşturulacak referans sinyallerinin, şebeke gerilimlerinden elde edildiği bir kontrol döngüsü olup birçok farklı uygulama biçimi mevcuttur [23]. Bu tez kapsamında kullanılan FKD algoritması Ters Park FKD (Inverse-Park-PLL) olup [24]'te yonteme ait detaylar içerilmektedir. FKD'nin de içerisinde bir blok olarak gösterilen, SRD yöntemine ait temel referans çıkartım şeması Şekil 2.12'de görüldüğü gibidir.

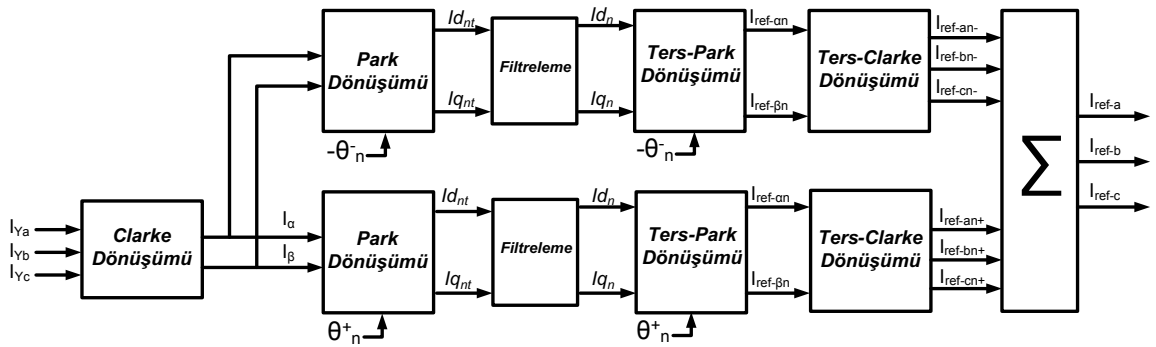


Şekil 2.12. SRD Referans Çıkartım Şeması

Şekil 2.12'deki şema üretilmek istenen referansların içeriğine göre farklı biçimlerde düzenlenerek nihai referans sinyallerinin oluşturulmasını sağlar. Şebeke frekansına senkron FGD yardımıyla  $\theta_p$  değeri Park Dönüşüm bloğunda kullanılıp  $I_{d_t}$  ve  $I_{q_t}$  bileşenleri elde edilir. Bu sinyaller DA ve AA bileşenlere sahip olup (2.24)'teki gibi ifade edilebilir.

$$I_{d_t} = I_{d_{DA}} + I_{d_{AA}} \quad I_{q_t} = I_{q_{DA}} + I_{q_{AA}} \quad (2.24)$$

Bu aşamadan sonra harmonik referansların tamamı, reaktif güç ve dengesizlik bileşeni referans sinyalde içerilmek isteniyorsa;  $I_{d_t}$  yüksek geçirgen bir filtreden geçirilip, harmoniklerin sebep olduğu  $I_{d_{AA}}$  bileşeni ile reaktif güç bileşeninin ana bileşeni ve harmoniklerden kaynaklı  $I_{q_t}$  bileşenleri filtrelenmeksizin oluşturulan  $I_{d_n}$  ve  $I_{q_n}$  bileşenleri sırasıyla ters Park-Dönüşüm ( $P^{-1}$ ) ve ters Clarke Dönüşüm ( $C^{-1}$ ) bloğuna girerek referans sinyalleri oluşturulur. Harmoniklerin ve negatif sekans bileşeninin elenmek istendiği durumda ise  $I_{d_t}$  ve  $I_{q_t}$  bileşenleri yüksek geçirgen bir filtre yardımıyla filtrelenerek elde edilen  $I_{d_{AA}}$  ve  $I_{q_{AA}}$  bileşenleri sırasıyla  $I_{d_n}$  ve  $I_{q_n}$  sinyallerini oluşturur ve sonrasındaki ters dönüşüm bloklarına girer. Burada oluşturulan referans elenecek harmonikleri ve negatif sekans bileşeni içermektedir. Eğer harmoniklerin seçimli kompanzasyonu yapılmak isteniyorsa Şekil 2.13'te görülen referans çıkartım şeması kullanılabilir.



Şekil 2.13. SRD Seçimli Harmonik Referans Çıkartım Şeması

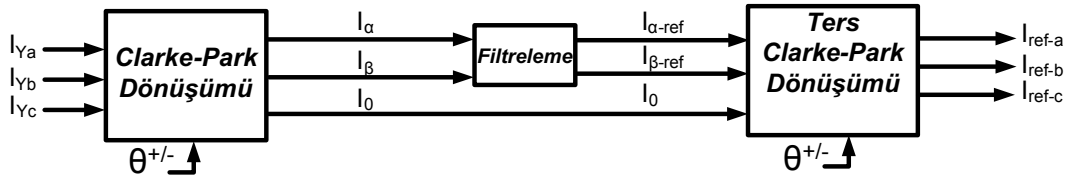
Bu şemada pozitif ( $(3n+1)$ . harmonikler,  $n = 2, 4 \dots \infty$ ) ve negatif ( $(3n-1)$ . harmonikler,  $n = 2, 4 \dots \infty$ ) sıralı harmoniklerin her biri için birbirine paralel kollardan oluşan bir yapı görülmektedir. Pozitif sıralı harmonikler için FGD'den alınan ilgili harmonik fazı  $\theta_n^+$  ile  $dq$  düzlemi pozitif yönlü döndürülürken, negatif sıralı harmonikler için  $dq$

düzlemi  $\theta_n^-$  ile ters yönlü döndürülür. Sonrasında ters dönüşümler yardımıyla elde edilen sinyaller toplanarak ve kompanzasyonu yapılmak istenen farklı harmonik bileşenler için referans sinyalleri üretilmiş olunur.

Yukarıda değinilen SRD referans çıkartım yöntemleri ve şemalar 3-Faz 3-Telli ve 3-Faz 4-Telli sistemler için geçerli olup harmonik eleme, reaktif güç kompanzasyonu ve dengesizlik bileşenlerini elemeye yönelik olabilir. 3-Faz 3-Telli sistemlerden farklı olarak 3-Faz 4-Telli sistemlerde görülen 0-sekans bileşenin elenmesi adına Clarke Dönüşümü 2.25'teki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

(2.25)'teki dönüşüm sayesinde 3-Faz 4-Telli sistemler için nihai referans çıkartım şeması Şekil 2.14'te görüldüğü gibi oluşturulabilir.



Şekil 2.14. 3-Faz 4-Telli PAGF SRD Referans Çıkartım Şeması

Şekil 2.14'te görülen şema Şekil 2.12 ile benzer çalışma biçimine sahip olup Clarke Dönüşümü için C matrisi yerine  $C_{\alpha\beta 0}$  matrisinin kullanılmasından ibarettir. Bu sayede 3-Faz 4-Telli PAGF'ler için nötr telinden akan 0-sekans bileşenin de kompanzasyonu yapıp harmonikler, negatif sekans, 0-sekans ve reaktif güç bileşenlerine ait referanslar oluşturulabilir [25], [26], [27].

SRD yöntemi dönüşüm sağladığı DA değişkenler sayesinde özellikle kontrol alanında getirdiği kolaylıklar, referans çıkartımı için gerilim bilgisinden FKD dışında yararlanılmıyor olması ve seçimli harmonik eleme özelliğinin bulunması sebebiyle tercih edilmektedir. Buna karşın özellikle üretilen referans sinyalinin bileşen sayısı

arttığında getirdiği hesaplama yükü artıp paralel işlemi gerekli kıldığından DSP uygulaması pratikte zorlaşmaktadır. İçerdiği filtre blokları yüzünden faz gecikmelerine sebebiyet verip her referans bileşen için ayrı faz-kompanzasyonunu gerekli kılmaktadır. Bunlara ek olarak şebeke gerilim bozunumu ve dengesizliğinden kaynaklı FKD sebebiyle kompanzasyon performansları düşebilmektedir [22], [28].

### 2.2.1.2 Frekans Alanlı Yöntemler

Frekans alanında uygulanan yöntemler ise temel olarak Fourier analizine dayanıp, bu yöntemin kimi sadeleştirme ve uyarlamalar ile gerçek zamanlı sistemlere uygulanabilir hale getirildiği algoritmaları kapsamaktadır. Bunlardan ilki Kesikli Fourier Dönüşümü (DFT) olarak bilinen yöntemdir. Bu yöntemle zaman ekseninde bir periyondan N tane örnek alınarak örneklenmiş  $x[n]$  sinyalinin DFT dönüşümü (2.26)'daki gibidir.

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{-kn} \quad k = 0, 1, 2 \dots N-1 \quad (2.26)$$

Burada  $X[k]$  DFT sonrasında elde edilen kompleks frekans bileşenini gösterip, (2.27)'deki gibi ifade edilebilir.

$$X[k] = X_r[k] + jX_i[k] \quad (2.27)$$

Kompleks bir sayı olarak ifade edilen  $X[k]$ 'nin reel kısmı  $X_r[k]$  ve sanal kısmı  $X_i[k]$  biçiminde ifade edilmektedir.  $X[k]$  (2.28) ve (2.29)'da görüldüğü gibi karşılık geldiği frekans bileşeninin genlik ve faz bilgisini içermektedir.

$$|X[k]| = \sqrt{X_r[k]^2 + X_i[k]^2} \quad (2.28)$$

$$\Phi[k] = \tan^{-1} \left( \frac{X_i[k]}{X_r[k]} \right) \quad (2.29)$$

Bu şekilde  $k$  indeksine bağlı olarak frekans alanında genlik ve faz bilgileri edinilen harmonik bileşenlerden referans sinyalde içerilmek istenenleri, (2.30)'daki ters dönüşüme tabi tutularak zaman alanında referans bileşenler oluşturulur.

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi kn/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] W_N^{kn} \quad n = 0, 1, 2 \dots N-1 \quad (2.30)$$

Bu yöntemle referans oluşturmak için (2.26) ve (2.30)'da görüldüğü gibi tek bir frekans bileşeni için DFT işlemi  $N$  kadar kompleks çarpma işlemine ve  $(N-1)$  kompleks toplama işlemine ihtiyaç vardır. Bu tüm bir spektruma genişletilirse ihtiyaç duyulan kompleks çarpma sayısı  $N^2$  ve toplama sayısı da  $N(N-1)$  olmaktadır. Özellikle örnekleme frekansının arttığı durumlarda ana bileşen frekans çözünürlüğüne ulaşmak için  $N$  sayısı artmakta ve işlem yoğunluğu karesel olarak artış göstermektedir. Bu sebeple DFT yöntemi DSP tabanlı gerçek zamanlı uygulamalarda bu haliyle kullanılamamaktadır.

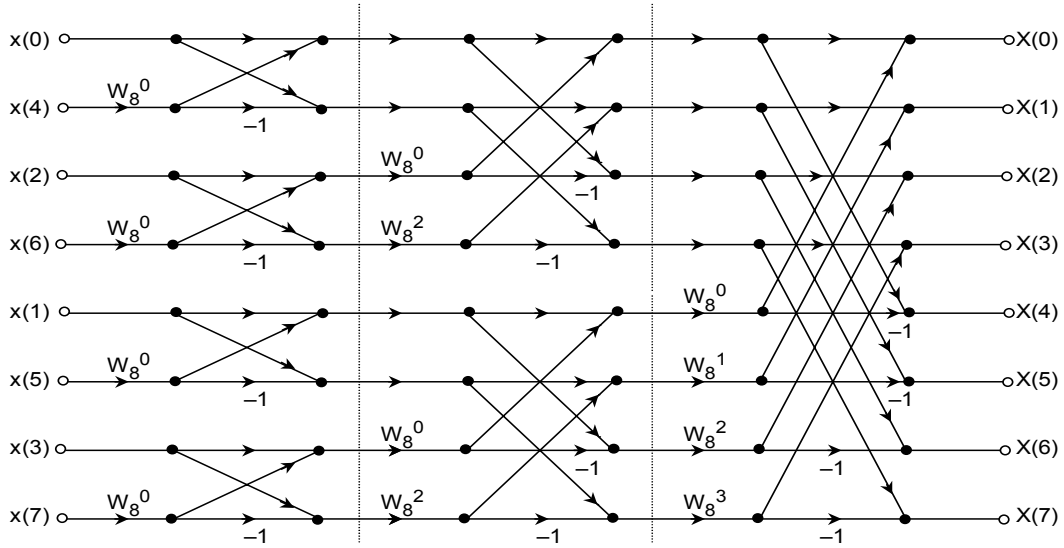
DFT yönteminin işlem yükü sebebiyle getirdiği dezavantajın ortadan kaldırılması adına bir çok farklı algoritma geliştirilmiştir. Bunlardan en bilineni Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) yöntemidir [31]. Bu yöntemde (2.26)'da yer alan  $W_N^{kn}$  her bir döngüde tekrardan hesaplanmasını gerekli kılmayacak periyodiklik ve simetri özelliklerine sahiptir. Bu özellikler (2.31) ve (2.32)'de verilmiştir.

$$W_N^{k+N} = W_N^k \quad (2.31)$$

$$W_N^{k+\frac{N}{2}} = -W_N^k \quad (2.32)$$

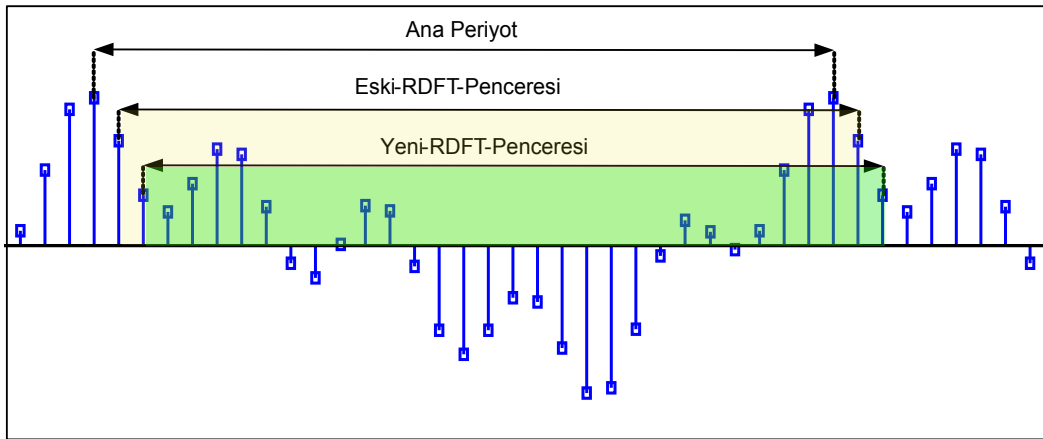
Bu özelliklerin yanında FFT algoritmasında büyük işlemlerin küçük parçalar halinde basitleştirilmesini sağlayan ondalıklama (decimation) yöntemleriyle hesaplama çarpım ve toplamdan ibaret işlem bloklarına indirgenebilir. Bu yöntemlerden en bilineni 2-tabanlı (radix-2) zaman alanında ondalıklama olup 8 örnekli bir sinyal için uygulaması Şekil 2.15'te görülmektedir.

Bu biçimde FFT yöntemiyle, DFT yönteminde  $N^2$  ile ifade edilen kompleks çarpım adedini  $(N/2) \log_2 N$  adet çarpıma düşürülebilmektedir. Hesaplama sayılarındaki bu azalma  $N$  ile gösterilen örnek adedinin 2'nin kuvveti olduğu durumlarda yani  $N = 2^n$  biçiminde seçilmesi halinde algoritmanın verimliliğini, artan  $N$  sayısı ile beraber, %90'ın üzerinde bir oranla arttırmaktadır [30]. Böylece FFT yöntemi DSP tabanlı gerçek zamanlı sistemlerde uygulanabilir hale gelmektedir. Buna karşın analog örnekleme periyodu söz konusu olduğunda işlem yükü hala birçok DSP için fazla olup ancak ve ancak bir ana periyot gecikmeli olarak referanslar üretilebilmektedir. Bundan kaynaklı geçici hal tepkisi özellikle harmonikler söz konusu olduğunda yavaş kalmaktadır. Tüm bu sebeplerle FFT yönteminin yerini hem hesaplama yükü hem



Şekil 2.15. 8-Noktalı Zaman Alanında Ondalıklama ile FFT

de geçici hal tepkisi açısından tercih sebebi olabilecek yöntemler almaktadır [22], [28]. Bu yöntemlerin başında temel olarak DFT yöntemine dayalı bir algoritma olan Tekrarlamalı Kesikli Fourier Dönüşümü (RDFT) olarak bilinen yöntem gelmektedir. RDFT yönteminde sabit aralıklarla örneklenen sinyalin, her hesaplama aralığında önceden belirlenmiş örnek sayısı kadar kayan bir pencere yardımıyla analizi yapılmaktadır. RDFT işleminin her bir örnekleme aralığında gerçekleştirildiği bir uygulama şeması Şekil 2.16'da görülmektedir.



Şekil 2.16. RDFT ve Kayan Pencere Uygulama Örneği

Şekil 2.16'dan da görüleceği gibi RDFT yönteminde kullanılan kayan pencerenin önceki pencereden farkı yeni alınan örnek olup, geri kalan sinyal verileri üzerinden bir işlem yapılmamaktadır. Bu özellik sayesinde sinyal spektrumu sadece yeni alınan örneğin işlem görmesiyle güncellenip, DFT veya FFT yönteminde olduğu gibi tam bir

veri setine olan ihtiyaç ortadan kalkmaktadır.

Alınan her yeni örnek ile güncellenecek olan frekans spektrum verileri RDFT yöntemiyle (2.33)'teki gibi elde edilebilir.

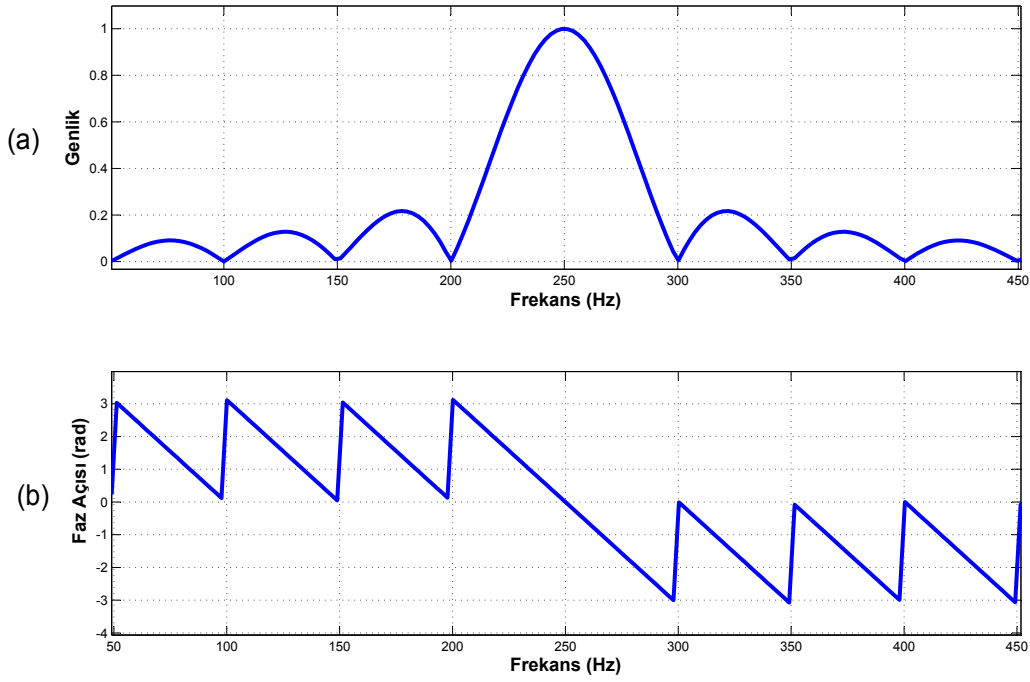
$$\begin{aligned}
X(k, m+1) &= \sum_{n=0}^{N-1} x_{m+1}[n] W_N^{kn} = \sum_{n=0}^{N-1} x_m[n] W_N^{kn} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} x_m[n+1] W_N^{k(n+1)} W_N^{-k} \stackrel{n+1 \rightarrow n}{=} \sum_{n=1}^N x_m[n] W_N^{kn} W_N^{-k} \\
&= \left( \sum_{n=0}^{N-1} x_m[n] W_N^{kn} + x[N] - x[0] \right) W_N^{-k} \\
&= (X(k, m) + x[N] - x[0]) W_N^{-k} = (X(k, m) + x_e) W_N^{-k} \quad (2.33)
\end{aligned}$$

(2.33)'teki  $X(k, m+1)$  yeni alınan örnek ile oluşturulan ilgili frekansın spektrum çıktısını gösterirken  $X(k, m)$  verisi önceki hesaplamadan elde edilmiş olan değeri göstermektedir. Bunun yanında  $x_e$  bir ana periyot önce alınan değer ile yeni alınan örneğin genlik farkını göstermektedir. Buradan da anlaşılacağı gibi eğer son örnek ile bir periyot öncesinde alınan örnek birbirine eşitse frekans spektrumunda bekleneceği gibi bir değişiklik olmayacak, aksi durumda ise spektrum  $x_e$  değerinin katkısıyla yenilenecektir. Bu sayede istenen frekans bileşeninin genlik ve faz bilgileri her örnekleme aralığında elde edilip, DFT veya FFT yönteminin aksine harmonik referanslar anlık olarak üretilmiş olacaktır. RDFT yöntemimin giriş-çıkış karakteristiği (2.33)'te verilen eşitlikler kullanılarak z-dönüşümü yardımıyla (2.34)'teki gibi elde edilebilir.

$$H(z) = \frac{X(z)}{x(z)} = \frac{(1 - z^{-N}) W_N^{-k}}{1 - W_N^{-k} z^{-1}} \quad (2.34)$$

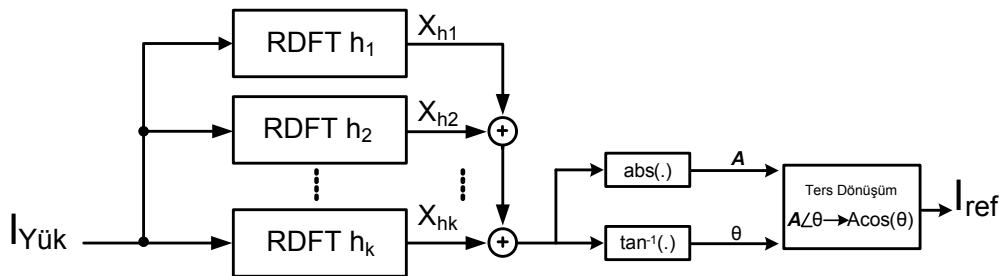
(2.34)'te N pencere uzunluğunu k ise harmonik sırasını göstermektedir. Bu transfer karakteristiği dikkate alınarak N=400 örnek uzunluğundaki kayan pencere ile 5. harmonik bileşenin (k=5) genlik ve faz bilgisinin elde edileceği RDFT hesaplamasının frekans tepkisi Şekil 2.17'de görülmektedir.





Şekil 2.17. RDFT Frekans Tepkisi (  $N=400$ ,  $k=5$ ), (a) Genlik Tepkisi, (b) Faz Tepkisi

Şekil 2.17'den de görüleceği gibi RDFT yöntemiyle elde edilmek istenen 250Hz'deki 5. harmonik bileşenin birim genlikte ve sıfır faz kaymasıyla çıkartımı yapılabilir. Bunun yanında ana bileşen ve diğer harmonik bileşenler (50Hz, 100Hz, 150Hz...) tamamen RDFT işlemiyle elenip sadece istenen frekans bileşenine ait genlik ve faz bilgileri elde edilir. Benzer durum diğer harmonik bileşenler (pozitif, negatif ve 0 sekans harmonikler) söz konusu olduğunda da geçerli olup nihai referansın oluşturulması adına kullanılan çıkartım şeması Şekil 2.18'deki gibidir.



Şekil 2.18. RDFT Referans Çıkartım Şeması

Şekil 2.18'den de görüleceği gibi her harmonik bileşen için paralel kollardan oluşan RDFT bloklarından çıkan  $X_h$  bir kompleks sayıyı ifade etmektedir. İlgili harmonik bileşenin genlik ve faz bilgilerine karşılık gelen bu ifadeler direkt olarak toplanıp zaman alanında referans sinyali oluşturmak için gerekli olan toplam genlik ve faz bilgileri elde edilir. Zaman alanına geçiş için kullanılan mutlak değer ve ters tanjant işlemlerinin her bileşen için ayrı ayrı yapılmak yerine tek bir toplama işleminin ardından yapılması özellikle DSP'ler için ağır bir işlem yükü oluşturan kareköklü ve ters-trigonometrik işlemlerin her çevrim içinde harmonik bileşen sayısı kadar değil yalnızca bir sefer yapılmasını olanaklı kılar. Bu RDFT yönteminin gerçek zamanlı uygulamayı kolaylaştıran önemli özelliklerinden biridir. Son aşamada genlik ve faz bilgileri elde edilen referans sinyalin zaman alanındaki nihai karşılığı ters dönüşüm bloğuyla ifade edilen işlem sonrası elde edilir.

RDFT yöntemiyle alınan her örnek sonrasında yenilenen sinyal spektrumu frekans alanındaki diğer yöntemlere göre geçici hal tepkisini iyileştirip zamanla değişen sinyallerin takibinde daha kısa sürede daha yumuşak geçişler sağlar. Böylece zaman alanındaki yöntemlerin geçici hal tepkilerine yakın bir performans elde edilmiş olur. Yöntemde fazladan kullanılan bir filtre bloğunun olmayışı ve çıkartımı yapılacak olan frekans çevresindeki faz tepkisinin doğrusal oluşu kontrol sisteminden kaynaklı gecikmeler sebebiyle yapılacak faz kompanzasyonunu kolaylaştırmaktadır. Yapılacak işlem sayısı ve fazladan çevrim zamanı tüketen kompleks işlemlerin azlığının yanı sıra sadece hedeflenen harmoniklerin çıkartımı yapılıyor olduğundan yüksek örnekleme hızlarında spektral-sızıntı (spectral-leakage) problemi görülmemektedir. Buna karşın (2.34)'te görülen transfer karakteristiğinin düşük örnekleme hızlarında ve çözünürlüğünde kararlılığını kaybetme riski bulunmaktadır. Bu problem örnekleme hızının ve çözünürlüğünün yüksek olduğu ondalıklı işlem yapabilen DSP'ler kullanılarak ortadan kaldırılabilir [32], [33], [34].

RDFT yöntemi zaman ve frekans alanındaki yöntemler söz konusu olduğunda sahip olduğu bir çok avantajdan ötürü, tezin geri kalan kısmında temel harmonik referans çıkartım yöntemi olarak kullanılacaktır. Referans çıkartım yöntemlerine değinilen PAGF'nin ilerleyen alt bölümde PAGF'lerin kontrol yöntemlerine ilişkin detaylar aktarılacaktır.

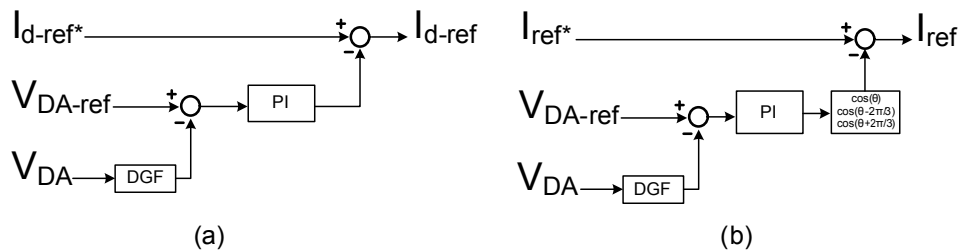
## 2.2.2 Kontrol Yöntemleri

Referans çıkartım yöntemlerine değinilen PAGF'lerin kompanzasyon işlevlerinin yerine getirilmesi adına gereken ikinci aşama üretilen referans sinyallerin takibinin yapılması ve nihai olarak güç katına iletilecek olan anahtarlama sinyallerinin mümkün olduğunca hatasız biçimde oluşturulup denetlenmesini içermektedir. Bir bütün olarak kontrol sisteminin sorumluluğundaki bu görevler kompanzasyon akımlarının yanı sıra bu akımların kararlı biçimde üretilmesi için gerekli olan DA bağ geriliminin belirli seviyede tutulmasını da kapsar.

Bu bölümde PAGF'lerin yukarıda değinilen başlıkları içeren kontrol sistemine ve kontrol yöntemlerine yer verilecektir.

### 2.2.2.1 DA-Bağ Kontrolü

PAGF'lerin kapasitif depolama elemanlarından oluşan DA bağ kısımlarının, üretilen kompanzasyon akımlarının kararlı biçimde oluşturulması adına önceden belirlenen gerilim seviyesinde tutulması gereklidir. PAGF'lerin güç katı; anahtarlama elemanları, DA-bağ kapasitörleri ile reaktör-kapasitör kombinasyonlarında oluşan arayüz filtresinden oluşmaktadır. Bu elemanlar anahtarlama, iletim ve bakır kayıpları gibi sebeplerle aktif güç kaybına sebep olurlar. Bu nedenle PAGF'ler ideal bir pasif eleman olarak modellenmeyip DA bağ geriliminin kararlı bir seviyede tutulması adına evirgeç kayıplarının karşılayacak biçimde bağlı bulunan şebekeden aktif güç çekmek durumundadırlar. Bu da oluşturulacak referans sinyallerin içeriğinde harmonik kompanzasyon bileşenlerinin yanında seçilen akım referans yönüne göre kaynak gerilimleriyle zıt fazlı bir aktif akım bileşeninin eklenmesini gerektirir. PAGF DA bağ gerilim kontrolünün sağlandığı kontrol şeması Şekil 2.19'da görülmektedir.

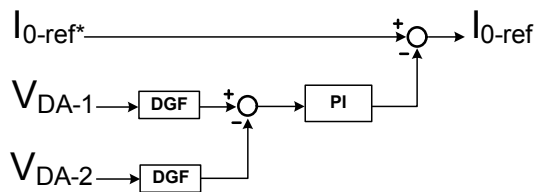


Şekil 2.19. DA Bağ Kontrol Şemaları, (a) DA Bağ SRD Kontrol Şeması, (b) DA Bağ Genel Kontrol Şeması

Şekil 2.19'da görülen kontrol şeması DA bağ gerilimlerinin önceden belirlenmiş olan referans gerilim seviyesinde tutulması adına oluşturulan kapalı-döngü kontrol blok-

larını göstermektedir. Bu şemada  $V_{DA}$  anlık olarak ölçümlenen DA bağı gerilimini  $V_{DA-ref}$  ise DA bağı tutulmak istendiği gerilim seviyesini göstermektedir.  $V_{DA}$  sinyali hata sinyalinin oluşturulacağı toplam bloğuna gelmeden düşük-geçirgen filtre (DGF) yardımıyla filtrelenir. Bunun sebebi DA bağı geriliminin yüksek frekans bileşenlerden ötürü salınım yapıp, üretilecek kompanzasyon akımlarında bu salınımların mümkün olduğunca azaltılmak istenmesidir. Bu filtrelerin kesme-frekansları (cut-off frequency) ne kadar düşük olursa salınım o kadar iyi bastırılır buna karşın kontrol bloğunun geçici hal tepkisi yavaşlar. Bu nedenle DA bağıda oluşacak baskın salınım frekansları dikkate alınarak DGF'nin kesme frekansı belirlenmelidir. DGF'den çıkan filtrelenmiş gerilim referans gerilimiyle karşılaştırılıp, oluşan hata sinyali oransal (P) ya da oransal-integral (PI) bir regülatöre sokulur. Bu aşamadan sonra sistem gerilimiyle eş-fazlı bir akım referansı oluşturmak adına ana bileşen fazı için FKD ya da RDFT bloklarından alınan faz bilgisi ile ilgili kontrol sinyalleri oluşturulur. Şekil 2.19a bu işlemlerin SRD yöntemiyle yapıldığı şemayı göstermektedir. DA bağı kontrol döngüsünün PI blok çıkışı referans sinyalin Şekil 2.12'de görülen d-düzlemi aktif bileşeni  $I_{d-ref}^*$ 'ten çıkarılır ve d-düzlemindeki toplam referans sinyali ( $I_{d-ref}$ ) oluşturulur. Bunun sebebi SRD yönteminde d-düzlem değişkenlerinin aktif akım bileşenine karşılık gelmesidir. Şekil 2.12b ise bu işlem için genel bir referans çıkartım algoritması kullanıldığı şemayı göstermektedir. Bu şema benzer bir yapıya sahip olup, kullanılan referans çıkartım algoritmasından bağımsız olarak, FKD ya da RDFT yöntemiyle elde edilen gerilim faz bilgisiyle, kaynak gerilimleriyle eş fazlı DA bağı akımlarının üretilip referans akımdan ( $I_{ref}^*$ ) çıkarılmasıyla oluşturulur.

DA bağı gerilim kontrolünün yanında Şekil 1.6b'de görülen 3-Faz 4-Telli kapasitör orta nokta bağlantılı PAGF'lerde gerilim kontrolünün yanı sıra, ilerleyen bölümlerde değinilecek, kimi durumlarda oluşabilen DA bağı kapasitörleri arasındaki gerilim farkı Şekil 2.20'deki kontrol şemasıyla giderilebilir.



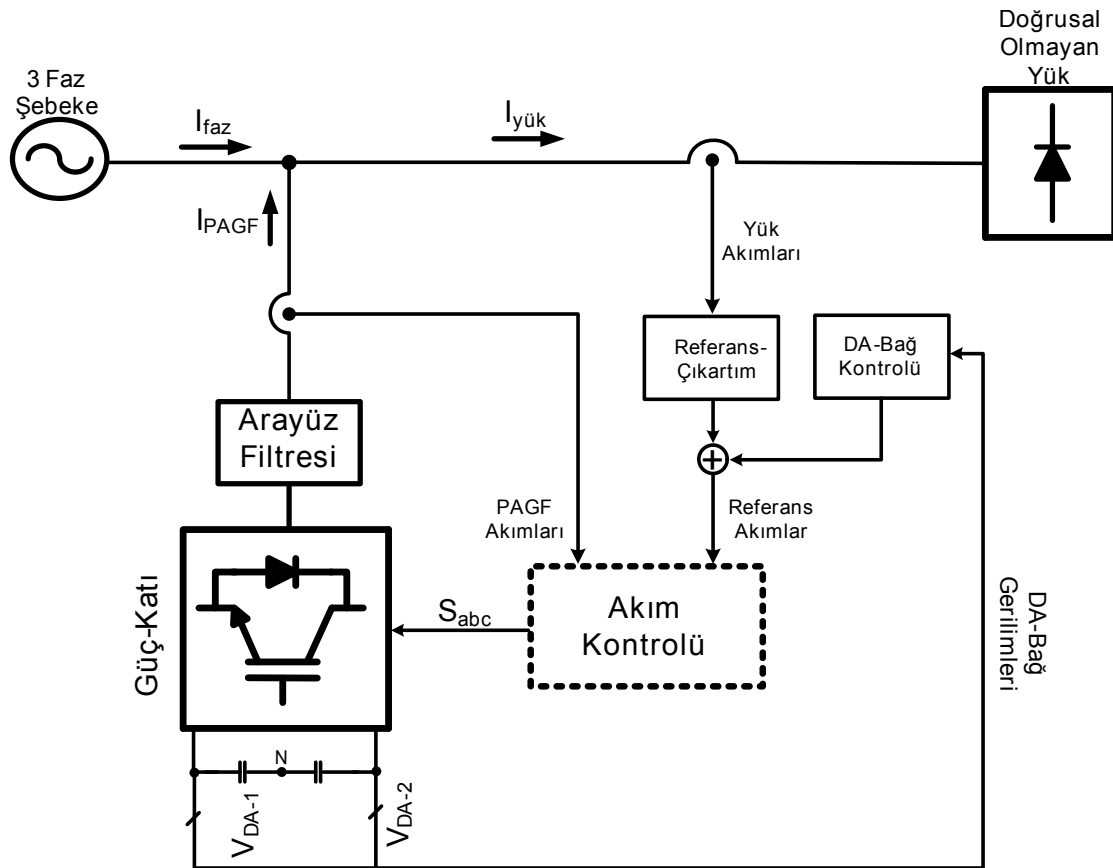
Şekil 2.20. DA Bağı Dengesizlik Kontrol Şeması

Şekil 2.20'de görülen kontrol şemasında orta noktaları bağlı iki kapasitör bloğunun gerilimleri ayrı ayrı okunup, bu gerilim farkı bir PI regülatöre sokulur ve de çıkış sin-

yali 0-sekans bileşen için oluşturulan referans sinyalden çıkarılarak nihai referans sinyali oluşturulur. Bu işlemin yapılmasının temel nedeni, kapasitör orta nokta bağlantılı PAGF yapısında 0-sekans bileşenlerin DA bağı oluşturan ayırık kapasitörler üzerinden akmasıdır. Bu nedenle var olan gerilim dengesizliğinin kontrol bloğu tarafından oluşturulan 0-sekans bileşen akımlarla ortadan kaldırılması mümkündür [35].

### 2.2.2.2 Akım Kontrolü

PAGF'lerin harmonik, reaktif güç ve dengesizlik referanslarının üretilmesinden sonra ilgili referansların güç katı çıkışından doğru biçimde üretildiğinin kontrolü yapılmak durumundadır. PAGF'lerin temel kontrol bloklarını gösteren temel şema Şekil 2.21'de verilmiştir.



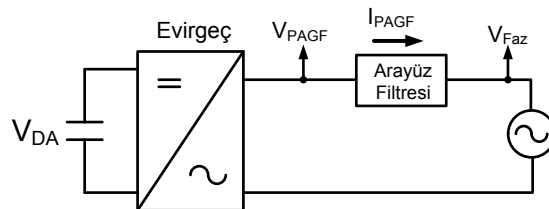
Şekil 2.21. PAGF Genel Kontrol Şeması

Şekil 2.21'den de görüleceği gibi gerilim kaynaklı PAGF'lerde kapalı-döngü (closed-loop) bir kontrol sistemi kullanılmaktadır. Akım kaynaklı PAGF'lerde direkt olarak akımın anahtarlanmasından ötürü genel olarak açık-döngü (open-loop) kontrol yeterli oluyorken gerilim kaynaklı PAGF'lerde kapalı bir kontrol döngüsüne ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun temel sebebi gerilim kaynaklı PAGF'lerde kompanzasyon akımla-

rının DA bağ gerilim anahtarlamaıyla dolaylı olarak üretiliyor olmasıdır. Akım kontrolü, PAGF'lerde sistem performansı ve güvenilirliği açısından kritik bir başlık olup sistem başarımının temel ölçütlerindedir. PAGF'ler tarafından oluşturulacak akım sinyalleri ana bileşenden 50. Harmonik bileşene kadar geniş bir frekans bandına yayılabildiğinden, akım kontrolcüsünün bant-geñiğliğinin bu frekansları karşılayacak kadar büyük olması gerekmektedir. Bunun yanında örnekleme frekansı, anahtarlama frekansı, modülasyon yöntemi ve şebeke bağlantısında kullanılacak arayüz filtre yapısı gibi faktörler kontrol sisteminin tasarımı yapılırken göz önünde bulundurulmalıdır.

PAGF akım kontrolü için literatürde bir çok yöntem önerilmiş olup bunlardan öne çıkanları histerizis akım kontrolü ve doğrusal akım kontrol yöntemleridir. Diğer yöntemlerin bir çoğu bu temel yöntemlerin çeşitlemelerinden oluşmaktadır. Histerizis akım kontrolü belli geñişlikte bir bant çevresinde referans akımla üretilen filtre akımlarını karşılaştırarak anahtarlama sinyallerinin üretilmesi temeline dayanır. Bu yöntemle yüksek frekanslı harmonik bileşenlerin takibi kolaylıkla yapılabilir olmasına karşın direkt karşılaştırma esasına dayanıyor olduklarından anahtarlama frekansı sabit değildir. Bu sebeple yüksek frekans anahtarlama sinyallerinin süzülmesi için de kullanılan belli frekansa ayarlı arayüz filtre tasarımını zorlaştırıp istenmeyen şebeke rezonanslarına yol açabilmektedirler. Bunun yanında istenmeyen faz-filtre akım etkileşimleri ortaya çıkabilmektedir [36], [37]. Bu dezavantajlar ve kullanılacak modülasyon yöntemi sebebiyle bu tez kapsamında histerizis akım kontrolü kullanılmayıp, doğrusal akım kontrol yöntemine dayalı bir kontrol sistemi kullanılacaktır.

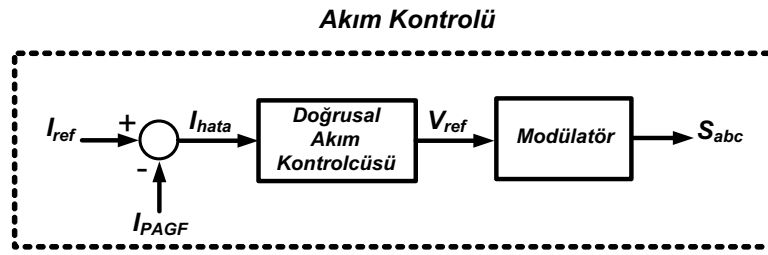
PAGF'lerin temel şebeke bağlantı şeması ilgili bölümleriyle Şekil 2.22'de görölmektedir. Bu şemadan hareketle PAGF akım-gerilim bağlantısı (2.35)'teki eşitlikle ifade edilebilir [38].



Şekil 2.22. PAGF Tek Hat Bağlantı Şeması

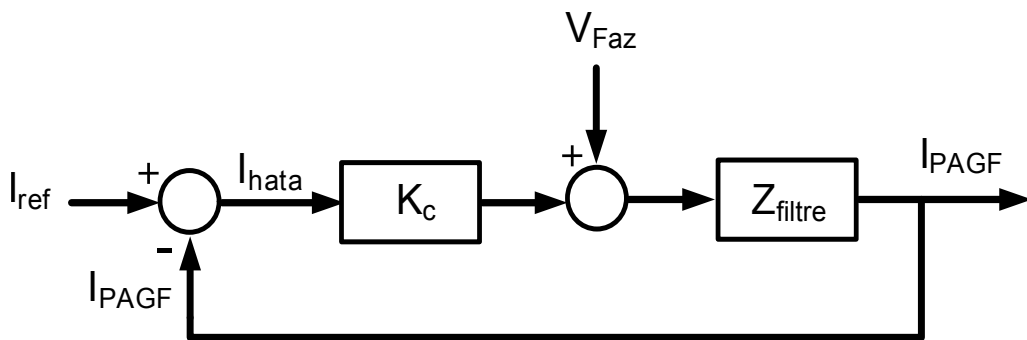
$$V_{pagf} - V_{faz} = Z_{filtre} * I_{pagf} \quad (2.35)$$

Bu eşitlikte  $V_{pagf}$  ve  $V_{faz}$  sırasıyla anlık PAGF ve kaynak gerilimlerini gösterirken,  $Z_{filtre}$  kullanılan arayüz filtresinin empedansını göstermektedir. Buradan da görüleceği gibi PAGF akımı evirgeç çıkışında üretilecek olan gerilim ile kontrol edilebilir. Bu sebeple kontrol bloklarında kontrolü sağlayacak gerilim referansı anaharlama sinyalleri biçiminde güç katına iletilmektedir. PAGF kontrol sisteminin genel şemasında görülen akım kontrol bloğu, doğrusal akım kontrol sistemi kullanıldığında Şekil 2.23'teki şematik gösterimle ifade edilebilir.



Şekil 2.23. PAGF Doğrusal Akım Kontrolü

Şekil 2.23'ten de görüleceği gibi doğrusal akım kontrolü temel olarak üretilen referansla PAGF tarafından üretilen akımın farkından oluşturulan hata sinyalinin bir akım kompanzatoru tarafından işlenip modülasyon bloğuna iletilecek olan nihai gerilim referans sinyalinin oluşturulmasına dayanmaktadır. PAGF doğrusal kontrol bloğu Şekil 2.23'teki temel elemanlar dikkate alınarak PAGF ile beraber Şekil 2.24'teki gibi gösterilebilir.



Şekil 2.24. PAGF İdeal Doğrusal Akım Kontrolü

Şekil 2.24'te oluşturulan hata sinyali  $K_c$  bloğuyla gösterilen doğrusal akım kontrolcüsüne girmektedir.  $K_c$  genel olarak oransal ya da oransal integral bir kompanzatoru temsil etmektedir. PAGF uygulaması söz konusu olduğunda bu kompanzatorun oransal-integral formda olması yüksek  $di/dt$  akım bileşenleri sebebiyle sistem

bant-genişliğini düşürüp, farklı frekans bileşenlerinde farklı faz gecikmelerine sebep olduğundan uygun olmamaktadır. Bu sebeple bir kazanç katsayısı ile ifade edilen  $K_c$  bloğunda oransal kompanzatorler kullanılmaktadır.  $K_c$  katsayısı sistemin geçici hal tepkisini hızlandıran bir etki yaratmasının yanında, sistemin faz payını (phase margin) düşürmektedir bu sebeple  $K_c$  kazanç katsayısı sistem kararlılığı sağlamak adına belirli bir büyüklüğü aşmamalıdır. Buna ek olarak oransal kompanzatorün çıkışına ileri-beslemeli (feed-forward) biçimde eklenmiş olan faz gerilimi ( $V_{Faz}$ ), hata sinyalinin büyük oranda oluşturulmasını sağlayıp kazanç katsayılarını düşürülmesine ve bu sayede sistem kararlılığını artırılmasına yardımcı olur. Bunun yanında kontrol sistemini şebeke bozucu etkilerinden belli ölçüde korumak gibi bir işlevi de mevcuttur.  $Z_{filtre}$  bloğu ise arayüz filtresinin eşdeğer empedansını gösterip, kullanılacak olan arayüz filtresine göre transfer karakteristiği değişebilmektedir. Bu konuya tezin ilerleyen bölümlerinde ele alınacak arayüz filtresi kısmında detaylı olarak değinilecektir, buna karşın arayüz filtresinin transfer karakteristiği anahtarlama frekansı dışında farklı filtre türleri için benzer olup ideal olmayan bir reaktör bloğuyla ifade edilebilir.

$$Z_{filtre} = \frac{1}{R_f + L_f s} \quad (2.36)$$

(2.36)'daki  $L_f$  reaktörün endüktansını gösterirken,  $R_f$  ise reaktörün eşdeğer seri direncini ifade etmektedir. Bu verilerle Şekil 2.24'teki sistemin açık döngü transfer fonksiyonu  $G_a$  (2.37)'deki eşitlikle ifade edilebilir.

$$G_a = \frac{K_c}{R_f + L_f s} \quad (2.37)$$

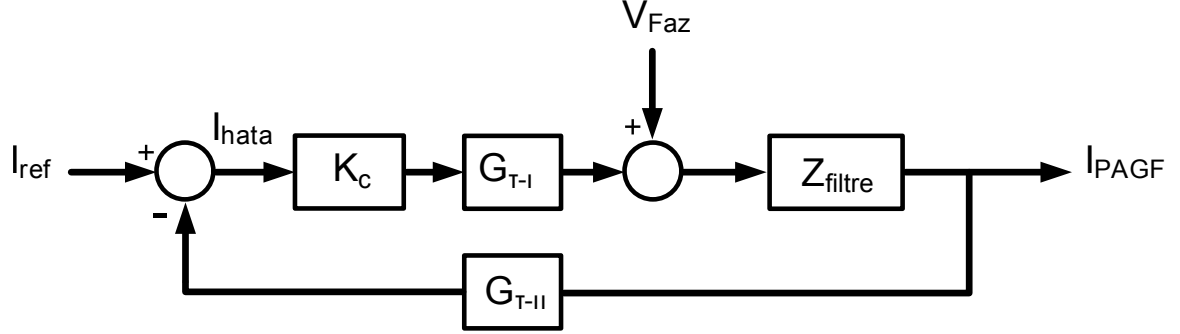
(2.37)'de görülen eşitlik ideal durumu temsil etmektedir. Buna karşın gerçel PAGF'lerde evirgeç, elektronik arayüz ve donanımsal sebeplerle gecikmeler görülebilmektedir. Bu etkiler açık-döngü transfer fonksiyonuna bir gecikme elemanı olarak eklendiği takdirde sistemin açık döngü transfer fonksiyonu son durumda (2.38)'deki eşitlikle ifade edilebilir.

$$G_a = \frac{K_c}{(R_f + L_f s)} \frac{1}{(1 + s\tau)} \quad (2.38)$$

PAGF'lerde çarpım terimindeki  $\tau$  sayısal hesaplama ve evirgeç anahtarlama sebebiyle oluşan gecikmenin zaman cinsinden karşılığını ifade etmektedir. Benzer bir

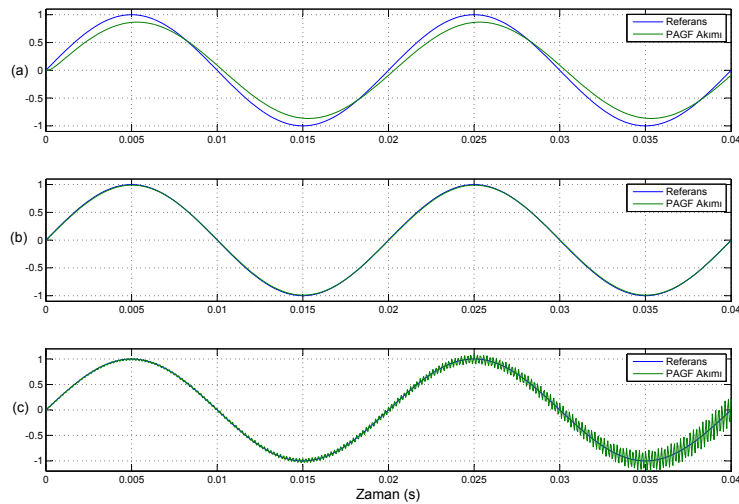


gecikme terimi arayüz filtresinin çıkışından alınacak olan filtre akım ölçümünde de görülüp sistemin gerçel kontrol sistemi gecikme elemanlarıyla ( $G_{T-I}$ ,  $G_{T-II}$ ) beraber Şekil 2.25'te görülmektedir.



Şekil 2.25. PAGF Gerçel Doğrusal Akım Kontrolü

(2.38)'deki açık döngü transfer fonksiyonu tüm  $K_c$  değerlerinde kararlı görünmekle beraber Şekil 2.25'teki gerçel kontrol şeması gözetildiğinde PAGF kontrol sistemi anahtarlama işlevini yerine getirecek olan modülasyon bloklarının belirli bir referans geriliminin üzerinde doyuma ulaşmaları ve ölçüm arayüzünden kaynaklı fazladan gecikmeler sebebiyle kararlılığını yitirebilmektedir. Bu sebeple geçici hal tepkisini hızlandırmak ve durgun hal hatasını azaltmak adına artırılma eğiliminde olan  $K_c$  değeri sınırlanmak durumundadır. Değişen  $K_c$  değerlerine göre kontrol sisteminin sinüzoidal referans takibi Şekil 2.26'da verilmiştir.



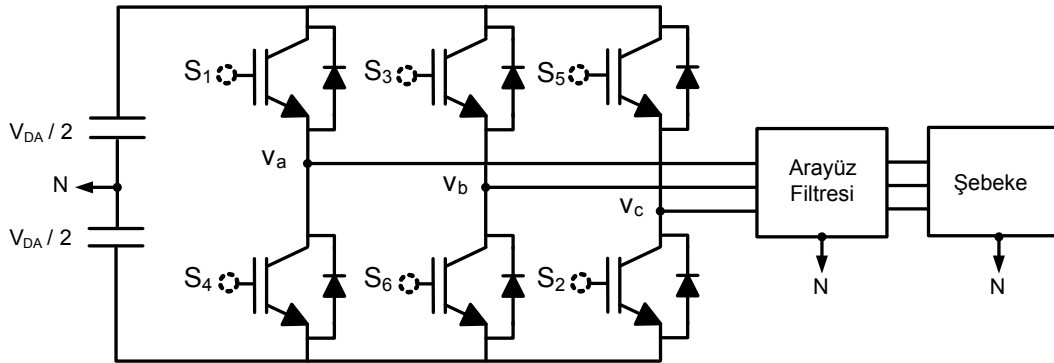
Şekil 2.26. PAGF Gerçel Doğrusal Akım Kontrol Bloğu Referans Takibi, (a)  $K_c = 1$  (b)  $K_c = 10$  (c)  $K_c = 25$  ( $R_f = 150m\Omega$ ,  $L_f = 375\mu H$  ve  $G_{T-I} = G_{T-II} = 30\mu s$ )

Şekil 2.26'dan görüleceği gibi artan  $K_c$  değerleriyle sistemin takip performansı iyileşip durgun hal hatası azalmaktadır. Buna karşın sistemde salınım ve aşmalar (overshoot) görülüp  $K_c$ 'nin ileri aşamada artan değerleri ( $K_c=25$ ) için sistem kararlılığını tamamen yitirmektedir. Bu sebeplerle  $K_c$  değeri gerçel sistem parametrelerindeki belirsizlik nedeniyle sınırlı tutulup son değeri genel olarak kademeli artışlarla yapılan deneme-yanılma (trial-error) yöntemiyle belirlenmektedir [7], [39].

Gelinen aşamada DA Bağ ve Akım kontrolü incelenen PAGF'lerin sonraki işlevsel bölümü olan modülasyon yöntemleri incelenecektir.

### 2.3 Modülasyon Yöntemleri

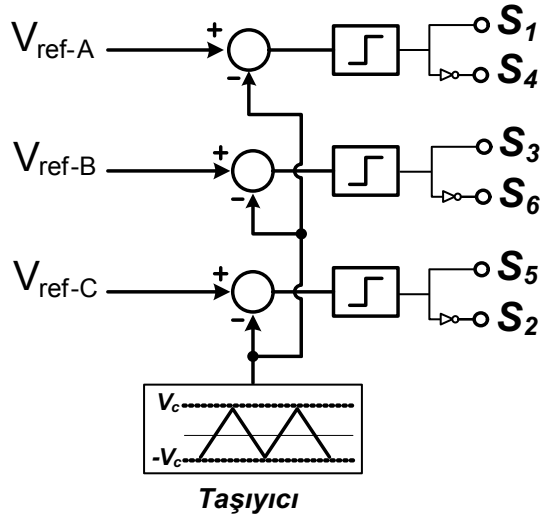
Gerilim kaynaklı evirgeç tabanlı PAGF'ler sabit DA bağ geriliminin anahtarlama elemanları yardımıyla anahtarlanıp üretilecek olan referans sinyale göre AA geriliminin üretilmesi esasına dayanır. Bu tez kapsamında kullanılacak olan PAGF evirgeç yapısı ve anahtarlama elemanları Şekil 2.27'deki temel şemada görülüp ilerleyen kısımdaki inceleme ve adlandırmalar bu şemaya göre yapılacaktır.



Şekil 2.27. PAGF Evirgeci ve Anahtarlama Elemanları

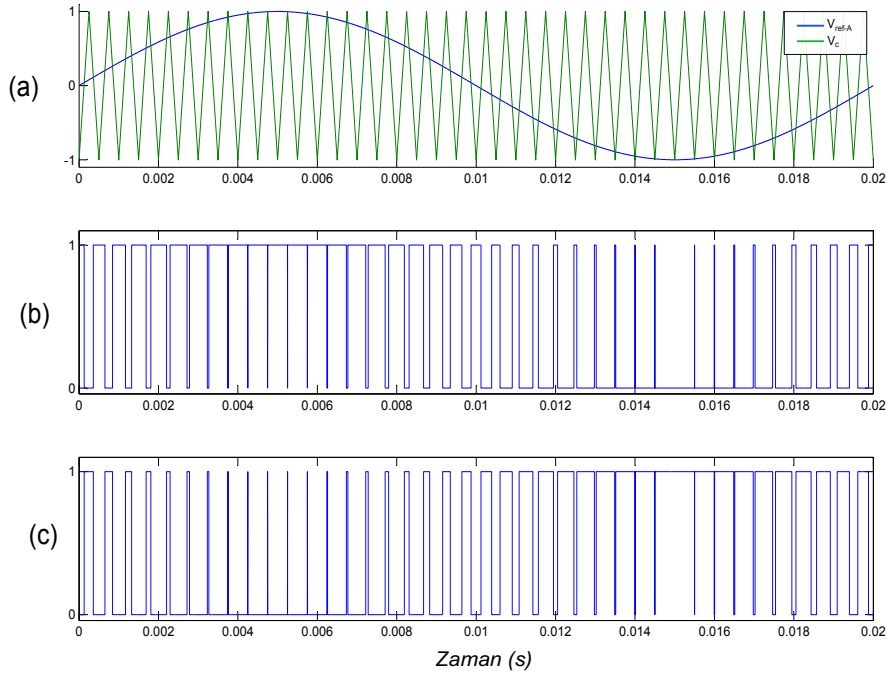
PAGF'lerde kullanılan anahtarlama elemanlarının kesikli yapısından kaynaklı, üretilecek olan sinyallerin belli bir modülasyon yöntemiyle modüle edilmeleri gerekmektedir. Bunun için kullanılan yöntemler genellikle Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) olarak adlandırılıp uygulama türü ve sistem isterlerine göre çeşitli farklılıklar gösteren yöntemler mevcuttur.

DGM yöntemlerinden en bilineni Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM) olarak bilinen yöntemdir. Bu yöntemde temel olarak belli frekanstaki bir taşıyıcı (carrier) sinyalle referans sinyalin karşılaştırması yapılarak anahtarlama sinyalleri üretilmektedir. Yöntemin temel uygulama şeması Şekil 2.28'de görülmektedir.



Şekil 2.28. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM) Uygulama Şeması

Şekil 2.28’de görüldüğü gibi referans sinyallerle taşıyıcı sinyal birbirinden çıkarılıp, karşılaştırma bloğuna iletilir. Karşılaştırma bloğu sonucun pozitif ya da negatif oluşuna göre çıkışını yüksek ya da düşük seviyeye çekerek seri bağlı IGBT’lerin alt ve üst elemanlarını birbirinin tersi olacak biçimde anahtarlar. SDGM’nin örnek bir uygulaması Şekil 2.29’da verilmiştir.



Şekil 2.29. SDGM Tek Faz Uygulama Örneği, (a) Referans ve Taşıyıcı Sinyal, (b) S1 Anahtarlama Sinyali, (c) S4 Anahtarlama Sinyali

Şekil 2.29'da 50 Hz'lik bir sinyalin ( $V_{ref-A}$ ) 2KHz'lik bir taşıyıcı sinyalle ( $V_c$ ) SDGM yöntemi kullanılarak modülasyonu yapılmış ve buna karşılık gelen anahtarlama sinyalleri ( $S_1, S_4$ ) gösterilmiştir. SDGM yöntemiyle üretilecek olan ana bileşen gerilim modülasyon indeksi ( $m_a$ ) değeriyle ilişkili olup (2.39)'da verilmiştir.

$$m_a = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_c} \quad (2.39)$$

(2.39)'da  $\hat{V}_{ref}$  referans sinyalin tepe değerini gösterirken,  $\hat{V}_c$  taşıyıcı sinyalin tepe değerini ifade etmektedir.  $m_a \leq 1$  aralığında modüle edilen sinyalin büyüklüğü  $m_a$  değeriyle doğru orantılıyken, ileri aşamada bu doğrusallık bozulup aşırı-modülasyon (over-modulation) bölgesine girilmektedir. Bu bölgede modüle edilen sinyalin harmonik bozunumu artıp filtrelenmesi zor olan fazladan düşük seviyeli harmonikler ortaya çıkmaktadır. Bu birçok evirgeç uygulamasında istenmeyen bir durum olup  $m_a$  değeri genellikle doğrusal bölgede 1 değerine yakın tutulmaktadır. SDGM yöntemiyle üretilecek olan faz geriliminin etkin değeri doğrusal bölgede 2.40'ta verilmiştir [40].

$$V_{rms} = m_a \frac{V_{DA}}{2\sqrt{2}} \quad (2.40)$$

Bu değer modülasyon indeksine göre değişmekle beraber doğrusal bölgede kalmak adına harmonik bozunumu düşük olan en büyük değerini  $m_a = 1$  değerinde almaktadır. SDGM yöntemindeki bu kısıt sebebiyle üretilebilecek gerilimin tepe değeri düşüktür ve bu nedenle DA-bağ geriliminden yeterince yararlanılamamaktadır. Bunu aşmak adına 3-Faz 3-Telli konfigürasyonlarda 0-sekans bileşenler eklenerek üretilecek faz geriliminin tepe değeri yükseltilebilmektedir. Bunlardan en bilineni 3.Harmonik Enjeksiyonu (Third-Harmonic-Injection) yöntemidir. Bu yöntemle referans gerilime eklenecek olan 3. harmonik sinyal sayesinde referansın tepe değeri düşürülerek aşırı-modülasyon bölgesine girmeksizin, taşıyıcı sinyal tepe geriliminden büyük faz gerilimleri üretmek mümkün olmaktadır. Bunun yanında 0-sekans bileşen eklenmesi faz-nötr gerilimlerde görülmekle beraber faz-faz gerilimlerde görünmeyip yük tarafına yansımamaktadır ve bu sayede DA bağ geriliminden daha yüksek seviyede yararlanılmaktadır [41]. Buna karşın 3. Harmonik Enjeksiyon yöntemi Şekil 2.27'de görülen 3-Faz 4-Telli sistemlerde 0-sekans bileşenlerin nötr teli üzerinden akması nedeniyle uygulanamamaktadır.

SDGM yöntemi analog veya sayısal uygulama kolaylığı açısından uzun yıllardır kullanılıyor olmasına karşın DA-bağ faydalanma oranı, dalga-şekli harmonik bozunumu ve anahtarlama kayıpları açısından kimi dezavantajlar içerip yerini söz konusu başlıklardan alternatif olabilecek modülasyon yöntemlerine bırakmaktadır [42]. Özellikle yüksek performanslı sayısal işlemcilerin ortaya çıkışıyla uygulamaları mümkün olan vektör tabanlı modülasyon yöntemleri ortaya konmuştur. Bu yöntemlerden en bilineni Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) olarak bilinen yöntem olup, tez kapsamında bu yöntemle dayalı bir modülasyon şeması kullanılacaktır.

UVDGM yöntemi temel olarak evirgeçteki anahtarların farklı konumlarına karşılık gelen vektörel konumları kullanan bir anahtarlama algoritmasına dayalıdır. Bu yöntemin temel avantajı referans sinyallerin diğer yöntemlere oranla daha düşük harmonik bozunumla üretilip, DA-bağ faydalanma oranının yüksek olması ve bunun yanında farklı sistem isterleri ve anahtarlama işlevlerine kolay adapte edilebilir oluşudur [43]. UVDGM yöntemi birçok farklı evirgeç yapısına uygulanabilir olmakla beraber 3-Faz 3 Telli sistemlerde ve nötr bağlantısı içeren sistemlerde uygulamaları değişim göstermektedir. Bu durum, bu yöntemle üretilecek olan 0-sekans bileşenlerin faz-nötr bağlantısı içeren sistemlerde farklı anahtarlama biçimlerinin kullanılmasından kaynaklanmaktadır. Nötr bağlantısı içermeyen sistemler  $\alpha\beta$  düzleminde ifade edilebildiğinden 2-Boyutlu düzlemsel UVDGM yöntemi kullanılırken Şekil 2.27'deki evirgeç yapısı ve yük bağlantısı gereği 0-sekans bileşenleri de içerdiğinden 3-Boyutlu  $\alpha\beta 0$  düzleminde ifade edilmektedir. Bu tezde kullanılacak PAGF yapısı gereği 3-Boyutlu UVDGM kullanılacak olup evirgeç anahtarlamalarından elde edilen faz gerilimlerinin  $\alpha\beta 0$  dönüşümleri (2.41)'de görülmektedir.

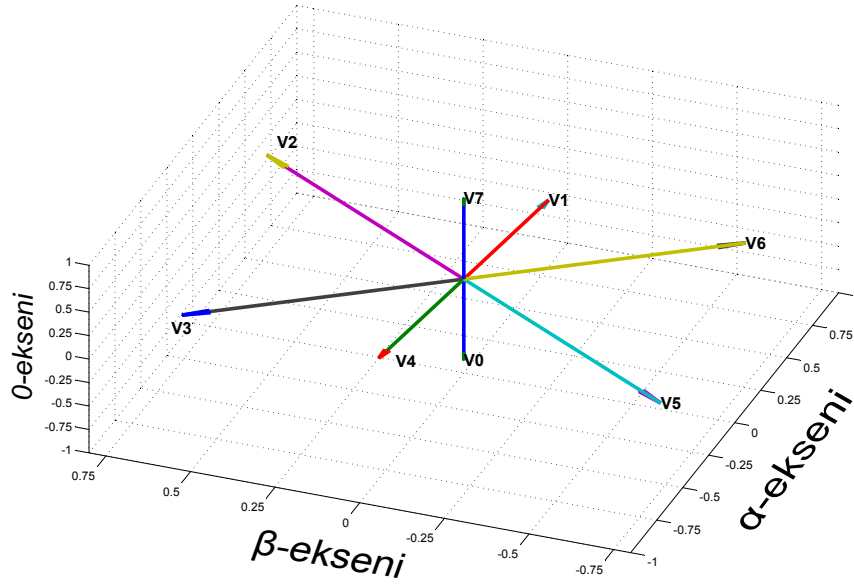
$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Bu dönüşüm neticesinde elde edilen PAGF evirgecinin her bir anahtarlama konumuna karşılık gelen  $\alpha\beta 0$  ve faz-nötr gerilim değerleri ile uzay vektörleri Çizelge 2.1'de görülmektedir.

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	$V_\alpha$	$V_\beta$	$V_0$	$UV$
0	0	0	$-1/2$	$-1/2$	$-1/2$	0	0	$\frac{-\sqrt{3}}{2}$	$\vec{V}_0$
1	0	0	$1/2$	$-1/2$	$-1/2$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}$	$\vec{V}_1$
1	1	0	$1/2$	$1/2$	$-1/2$	$\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	$-1/2$	$1/2$	$-1/2$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	$-1/2$	$1/2$	$1/2$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\vec{V}_4$
0	0	1	$-1/2$	$-1/2$	$1/2$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	$1/2$	$-1/2$	$1/2$	$\sqrt{\frac{1}{6}}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	$1/2$	$1/2$	$1/2$	0	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\vec{V}_7$

Çizelge 2.1. PAGF Evirgeç Çıkış Gerilimleri ve Uzay Vektörleri

Çizelge 2.1’de anahtar konumları ( $S_1, S_3, S_5$ ) Şekil 2.27 görülen anahtarların 1 de-ğeri için kapalı 0 değeri için açık konumlarını gösterip seri bağlı anahtarların ( $S_4, S_6, S_2$ ) ters konumlarına denk düşmektedir. Anahtar konumlarının farklı kombinasyonlarına karşılık gelen faz gerilimleri ile (2.41)’deki dönüşüm yardımıyla elde edilen  $\alpha\beta 0$  bileşenleri neticesinde 3-Boyutlu  $\alpha\beta 0$  düzleminde vektörel gösterimle ifade edilen uzay vektörleri ( $V_0, V_1... V_7$ ) listelenmiştir. Bu uzay vektörleri oluşturulacak anahtar-lama sinyalleri için temel referans vektörler olup uzaysal yerleşimleri Şekil 2.30’da görülmektedir. Çizelge 2.1 ve Şekil 2.30’da görülen büyüklükler kolaylık sağlaması açısından DA bağ gerilimlerine bölünerek ifade edilmiştir. Şekil 2.30’da görülen  $\vec{V}_0$  ve  $\vec{V}_7$  vektörleri 0-vektörleri olarak adlandırılıp nötr bağlantı içermeyen evirgeç ya-pılarında faz gerilimlerine katkı sağlamazken, nötr bağlantılı evirgeçlerde faz geri-limlerini etkileyip dikkate alınmak durumundadır. 0-vektörlerinin büyüklükleri 3-Faz 3-Telli yapılarda 0’a eşit olup eşit sürelerle uygulanırken 3-Faz 4-Telli yapılarda 0-vektörleri birbirlerine bağımlı hale gelip 0-sekans bileşen içeren referansların üretil-mesi için farklı oranlarda uygulanmaları gerekmektedir. Bu fark UVDGM yönteminin uygulama tipi açısından değişiklik göstermesine sebep olmaktadır.

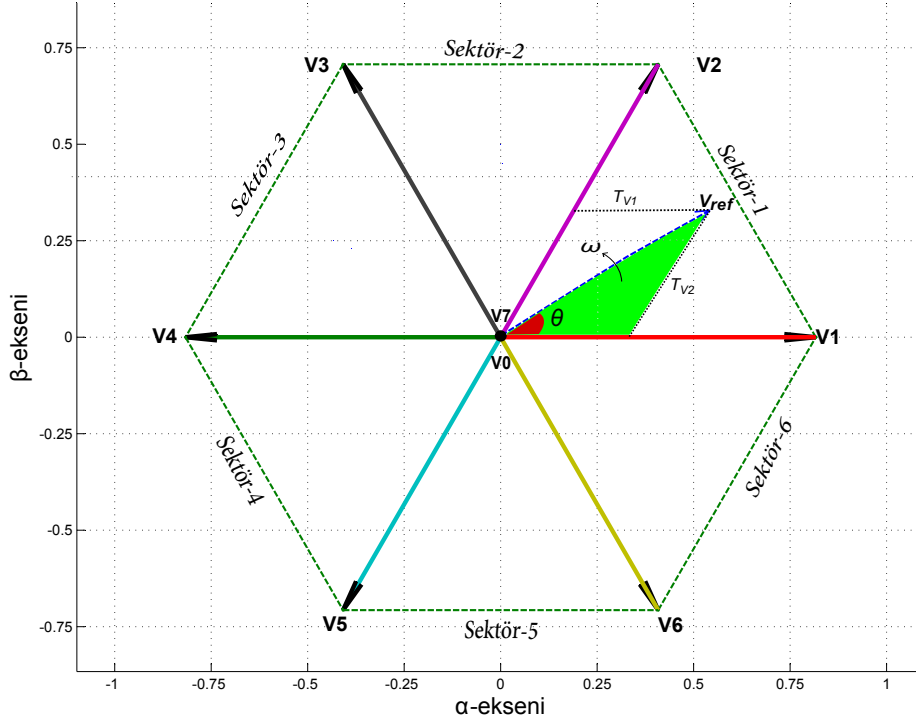


Şekil 2.30.  $\alpha\beta 0$  Uzayında UVDGM Anahtarlama Vektörleri

UVDGM yönteminde ilk olarak belirlenmesi gereken konu, referans vektörün Şekil 2.30'da görülen vektörlerin hangilerinin kullanılarak oluşturulacağıdır. Bu anahtarlama vektörlerinden  $\vec{V}_1$ 'den  $\vec{V}_6$ 'ya kadar olan vektörler, aktif vektörler olup  $\alpha\beta 0$  bileşenlerini oluştururken 0-vektörleri yalnızca 0-sekans bileşenlerini oluşturmaktadır [27]. Bu sebeple uygulanacak aktif vektörlerin belirlenmesinde referans sinyalin  $\alpha\beta$  bileşenleri dikkate alınmaktadır. Şekil 2.31'de görüldüğü gibi  $\alpha\beta$  düzleminde aktif vektörler tarafından oluşturulan bir referans vektör görülmektedir. Bu şekilde  $V_{ref}$   $\omega$  açısal hızına sahip referans sinyalin vektörel gösterimini ifade etmektedir.  $\alpha\beta$  düzlemi aktif vektörler tarafından *Sektör* adı verilen eşit parçalara ayrılmış olup anlık olarak  $V_{ref}$  vektörü bu sektörlerden birinde bulunmak durumundadır. Şekil 2.31'de  $V_{ref}$  vektörü *Sektör-1*'de bulunup  $\vec{V}_1$  ile  $\vec{V}_2$  tarafından sırasıyla  $T_{V1}$  ve  $T_{V2}$  kadar sürelerle uygulanarak oluşturulmuştur. Bu sürelerin referans vektör, ilgili anahtarlama vektörleri ve anahtarlama periyoduyla ( $\Delta_T$ ) arasındaki bağıntı Eşitlik (2.42)'de verildiği gibidir.

$$\Delta_T \vec{V}_{ref} = \vec{V}_1 T_{V1} + \vec{V}_2 T_{V2} + \vec{V}_7 T_{V7} + \vec{V}_0 T_{V0}$$

$$\Delta_T = T_{V1} + T_{V2} + T_{V0} + T_{V7} \quad (2.42)$$



Şekil 2.31.  $\alpha\beta$  Düzleminde Referans vektör ile UVDGM Anahtarlama Vektörleri

(2.42)'de  $\Delta_T$  anahtarlama periyodunu gösterip bir anahtarlama periyodu içerisinde aktif ve 0-vektörlerin toplam uygulanma süresine eşit olmaktadır. Referans vektörün bulunduğu sektör ve uygulanacak vektörlerin belirlenmesinin ardından bu sürelerin hesaplanması gerekmektedir. *Sektör-1*'de yer alan  $V_{ref}$  vektörü için bu süreler (2.43)'teki temel bağıntı yoluyla bulunabilir.

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_1 & \vec{V}_2 & \vec{V}_0 & \vec{V}_7 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{V1} \\ T_{V2} \\ T_{V0} \\ T_{V7} \end{bmatrix} = \Delta_T \begin{bmatrix} \vec{V}_{ref} \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \vec{V}_{ref} = \begin{bmatrix} V_{ref-\alpha} \\ V_{ref-\beta} \\ V_{ref-0} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

(2.43)'te birim büyüklükteki matris satırı dönüşümün tersinin alınabilir olması için

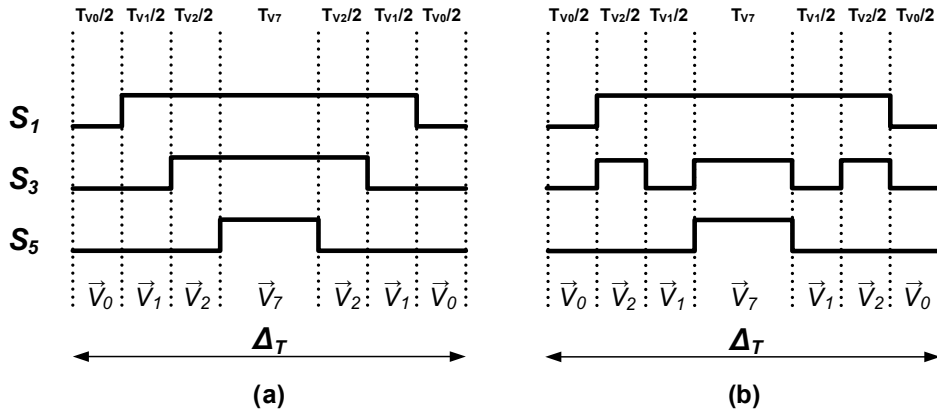


eklenmiş olup bu yolla vektörlerin uygulanma süreleri (2.44)'teki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{bmatrix} T_{V1} \\ T_{V2} \\ T_{V0} \\ T_{V7} \end{bmatrix} = \Delta_T \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & \sqrt{\frac{1}{6}} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{1}{2}} & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{2\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} & \frac{2\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{ref-\alpha} \\ V_{ref-\beta} \\ V_{ref-0} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Referans sinyalin  $\alpha\beta$  düzlemindeki diğer sektörlerde bulunması durumunda ilgili aktif-vektörler ile 0-vektörlerin uygulanma süreleri benzer bir hesaplama yöntemiyle bulunabilir. Bu durumda Sektör-1 için (2.44)'teki aktif vektörler ( $\vec{V}_1, \vec{V}_2$ ) diğer sektör-lere ait aktif-vektör bileşenleriyle dönüşüme tabi tutulmalıdır.

UVDGM yönteminde referans sinyali oluşturmak adına kullanılan anahtarlama vektörlerinin uygulanma sürelerinin bulunmasının yanında bu vektörlerin uygulanma sıraları da önem taşımaktadır. Şekil 2.32'de Sektör-1'deki referans sinyali için muhtemel anahtarlama sinyalleri verilmiştir.



Şekil 2.32. UVDGM Anahtarlama Sıraları, (a) Sektör-1  $\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$  Anahtarlama Sırası, (b) Sektör-1  $\vec{V}_0 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_7 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_0$  Anahtarlama Sırası

Şekil 2.32'de görülen anahtarlama sinyalleri, temel olarak aynı anlık referansı oluştururken farklı formlara sahiptirler. Şekil 2.32a'da bir aktif vektörden diğerine geçilirken sadece bir adet anahtarlama geçişi yeterli olurken Şekil 2.32b'de 2 adet anahtarlama geçişi görülmektedir. Şekil 2.32a'daki vektör sıralaması referans vektörün belirli bir

anahtarlama frekansı için anahtarlama kayıplarını azaltmak adına mümkün olan en az anahtarlama ile oluşturulabilmesinden dolayı tercih edilmektedir. Bunun yanında kullanılan  $\vec{V}_0$  ve  $\vec{V}_7$  vektörleri, referans vektörün sektör geçişlerinde mümkün olan en az anahtarlama ile oluşturulmasını sağlamak ve harmonik bozunumu azaltmak adına anahtarlama periyoduna ( $\Delta T$ ) simetrik biçimde dağıtılmıştır [41]. Bu yöntem özellikle PAGF'lerde harmonik eliminasyonu birincil öncelikli ise kullanılmaktadır. Diğer sektörler için de benzer durum gözetildiğinde anahtarlama vektörlerinin uygulama sıraları Çizelge 2.2'de görüldüğü gibi elde edilebilir.

<b>Sektör-1</b>	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_0$
<b>Sektör-2</b>	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_0$
<b>Sektör-3</b>	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_0$
<b>Sektör-4</b>	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_0$
<b>Sektör-5</b>	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_0$
<b>Sektör-6</b>	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_0$

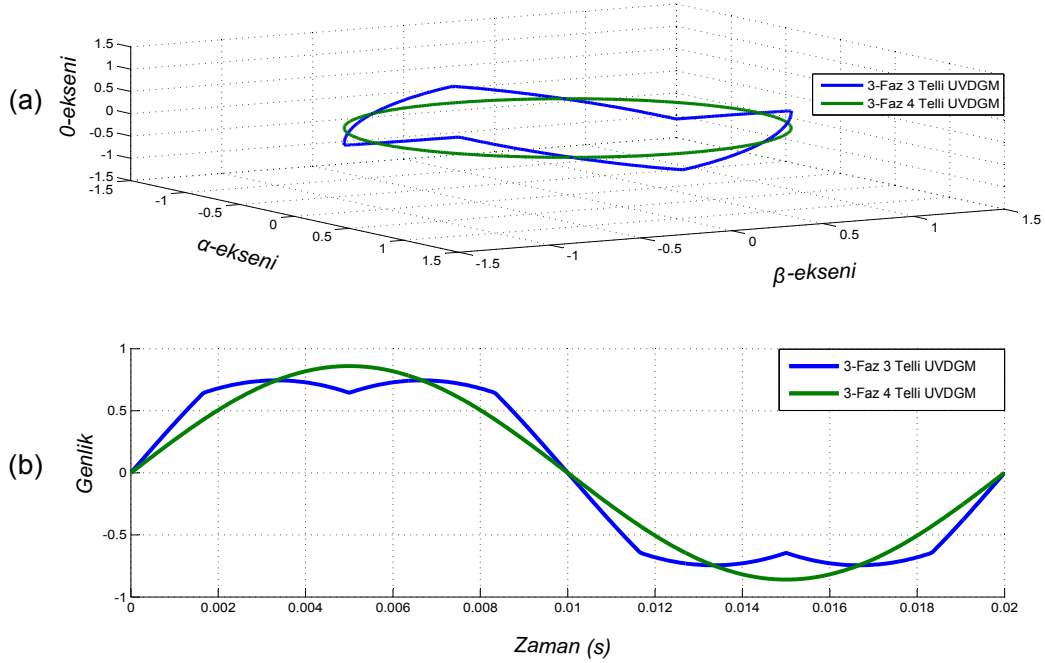
Çizelge 2.2. UVDGM Sektör Anahtarlama Vektör Sıralamaları

Çizelge 2.2'den görüleceği gibi anahtarlama vektörlerinin uygulanma sıralamaları sektör geçişlerinde değiştirilip, anahtarlama sayısı 0-vektörlerin de kullanımıyla azaltılmaktadır. Farklı tasarım isterleri (Reaktif Güç, Dengesizlik, Anahtarlama Kayıpları) söz konusu olduğunda, anahtarlama vektörlerinin farklı dizilim ve uygulama biçimleri kullanılabilir [44].

3-Faz 4-Telli UVDGM yönteminde 0-vektörlerin aktif-vektörlerden bağımsız olarak belirlenememesinden kaynaklı, 3-Faz 3-Telli UVDGM uygulamasında 0-vektörleri ile mümkün olan 3. harmonik enjeksiyonu ile DA bağ faydalanma (DC bus utilization) oranı yükseltilememektedir. UVDGM uygulamalarında aşırı-modülasyon aktif vektör uygulanma sürelerinin ( $\Delta T_n - \Delta T_{n+1}$ ) modülasyon periyodunu ( $\Delta T$ ) aşması durumunda ortaya çıkmaktadır. Bu durum modülasyonun doğrusallığını ortadan kaldırıp, çıkış sinyallerinin harmonik bozunumunun artmasına ve sinüzoidal yapılarının bozulmasıyla sonuçlanmaktadır. Bu durumdan kaçınmak adına (2.45)'te görülen bağıntıda aktif vektör uygulama süreleri ( $T_{V_n}, T_{V_{n+1}}$ ) toplamının her sektör için ayrı ayrı sağlanması gerekmektedir.

$$T_{V_n} + T_{V_{n+1}} \leq \Delta T \quad (2.45)$$

Eşitlik (2.45) nötr bağlantısı içeren ya da içermeyen yapılar için geçerliliğini koruyup modülasyon indeksinin ( $m_a$ ) birim büyüklükte olduğu duruma karşılık gelmektedir. Eş büyüklükteki ana bileşen referans sinyalin 3-Faz 3-Telli ve 3-Faz 4-Telli UVDGM yöntemi kullanılarak, (2.42) ile (2.44)'ün yardımıyla üretilmesi durumunda  $\alpha\beta\theta$  uzayındaki yörüngeleri ve bu yörüngelerin zaman alanındaki karşılıkları Şekil 2.33'te görülmektedir.

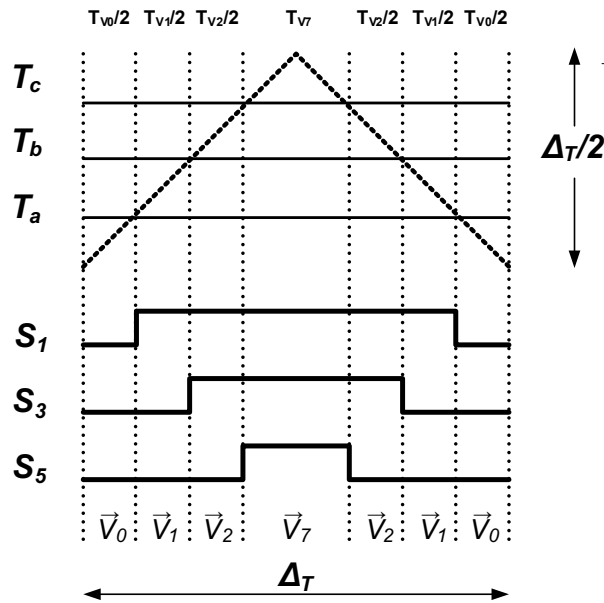


Şekil 2.33. UVDGM  $\alpha\beta\theta$  Uzay ve Zaman Referansları, (a) 3-Faz 3-Telli ve 3-Faz 4-Telli UVDGM  $\alpha\beta\theta$  Uzay Referansları, (b) 3-Faz 3-Telli ve 3-Faz 4-Telli UVDGM Zaman Alanı Referansları

Şekil 2.33a'da görüldüğü gibi  $\alpha\beta\theta$  uzayında iki farklı yöntemle üretilmiş olan referans sinyalin yörüngeleri  $\alpha\beta$  düzlemi için aynı olmakla beraber 3-Faz- 3 Telli UVDGM uygulamasında farklı olarak 3.harmonik enjeksiyonu nedeniyle referans sinyali 0-bileşen içerip, nihai olarak üretilen faz-nötr gerilimlerde yükün nötr bağlantısı olmadığından sözkonusu 3.harmonik bileşen görülmemektedir. Şekil 2.33b'de referansların zaman düzlemi karşılıkları görünüp 3. harmonik enjeksiyonu nedeniyle farklı referanslar oluşturulmaktadır. Temel olarak aynı referansın üretildiği UVDGM yöntemlerinde 3-Faz 3-Telli uygulama 3. harmonik enjeksiyonu sayesinde DA bağ yararlanma oranı yaklaşık olarak %15 civarında arttırmaktadır. Bu sonuç farklı iki yöntemle aynı genlikteki referans sinyallerin oluşturulduğu Şekil 2.33b'den de görülmektedir. Buradan 0-bileşen kompanzasyonuna ihtiyaç duyulmadığı takdirde 3-Faz 3-Telli uygula-

manın DA bağı faydalanma oranı sebebiyle daha avantajlı olduğu sonucu çıkmaktadır. Buna karşın 0-bileşen harmonik kompanzasyonu veya yük dengeleme yapıldığı takdirde 3-Faz 4-Telli UVDGM yöntemi gerekli 0-bileşenlerin üretilmesi adına kullanılmak durumundadır [45].

UVDGM yönteminde referans sinyalin anlık uzaysal konumuna göre aktif ve 0 vektör uygulama süreleri ile bu vektörlerin uygulanma sıralarının belirlenmesinin ardından, evirgecin anahtarlama elemanlarına gönderilecek olan anahtarlama sinyallerinin oluşturulması gerekmektedir. Sayısal ortamda gerçekleştirecek bu işlem için, DSP'lerde bulunan aşağı-yukarı sayaçlar (*Up-down counters*) ve karşılaştırma yazmaçları (*comparison registers*) kullanılmakta olup genel olarak bu birimlerin entegre olduğu donanımsal DGM modülleri bulunmaktadır. Şekil 2.34'te Sektör-1 için gösterilen temel anahtarlama şeması bu sinyallerin nihai olarak oluşturulmasında kullanılıp diğer sektörler için de aktif vektör sıralamaları değişmekle beraber benzer biçimde kullanılmaktadır.

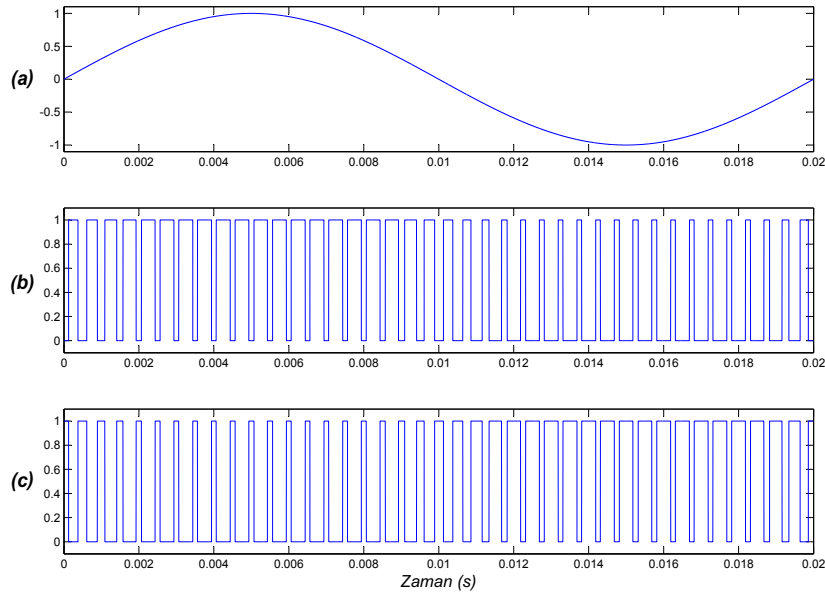


Şekil 2.34. UVDGM Sayısal Anahtarlama Şeması

Şekil 2.34'te  $T_a$ ,  $T_b$  ve  $T_c$  değerleri kullanılan DSP'nin karşılaştırma yazmaçlarına girilecek değerleri göstermekte olup Sektör-1 için (2.46)'daki gibidir. Bunun yanında Şekil 2.34'te görülen ve karşılaştırma işlemi için temel referans olarak kullanılan simetrik-üçgen dalga tepe değeri anahtarlama periyodunun yarısı olacak biçimde programlanmalıdır.

$$\begin{aligned}
T_a &= T_{V0}/2 \\
T_b &= T_{V0}/2 + T_{V1}/2 \\
T_c &= T_{V0}/2 + T_{V1}/2 + T_{V2}/2
\end{aligned}
\tag{2.46}$$

UVDGM yöntemiyle 50Hz'lik bir sinyalin 2KHz'lik anahtarlama frekansında modüle edildiği örnek uygulama Şekil 2.35'te görülmektedir.



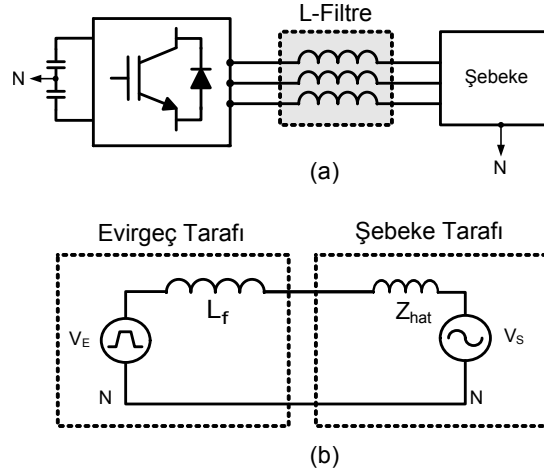
Şekil 2.35. UVDGM Tek Faz Uygulama Örneği, (a)Referans Sinyal, (b) S1 Anahtarlama Sinyali, (c) S4 Anahtarlama Sinyali

Uygulama esasları ve farklı kullanım koşulları incelenen UVDGM yönteminin SDGM ve 3.Harmonik enjeksiyonlu SDGM yöntemlerinden farklı olarak sağladığı temel avantaj, üretilen dalga formunda oluşan harmoniklerin enerjisini temel modülasyon frekanslarından dış bantlara iterek dalga formunun toplam harmonik bozunumunu azaltmasıdır [46]. Bu ve öncesinde bahsedilen avantajlarından ötürü UVDGM tez kapsamında kullanılacak modülasyon yöntemi olarak belirlenmiştir.

İlerleyen bölümde PAGF'lerin son işlevsel bloğu olan arayüz filtrelerinin analizine yer verilecektir.

## 2.4 Arayüz Filtreleri

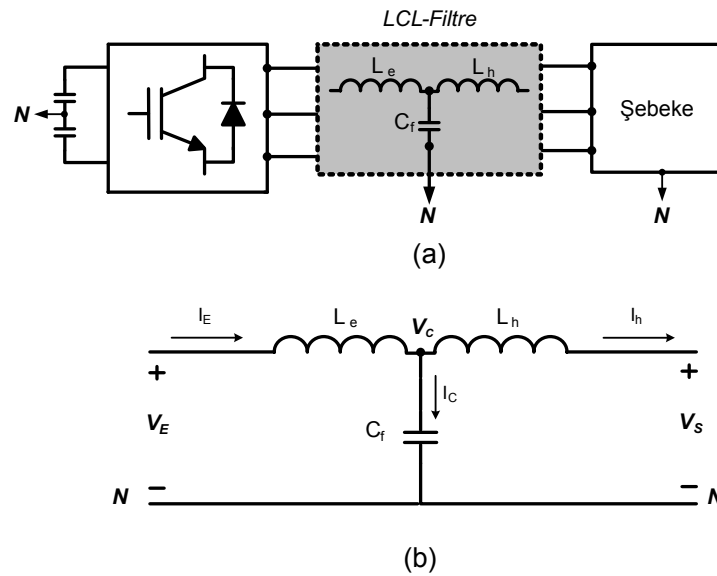
Gerilim kaynaklı evirgeç tabanlı PAGF'lerin evirgeç çıkışlarıyla şebeke arasındaki bağlantı arayüz filtreleri ile yapılmaktadır. Arayüz filtreleri, IGBT anahtarlamaından dolayı ortaya çıkan yüksek frekans bileşenlerin elenerek bu bileşenlerin şebeke tarafında yaratacağı bozunumu azaltmalı ve aynı zamanda hedeflenen harmonik akımın tasarım ölçütlerine uyacak biçimde üretilmesine olanak sağlayacak bantgenişliğine sahip olmalıdırlar. Bu sebeplerle kullanılan arayüz filtreleri çeşitli konfigürasyonlara sahip olup, tasarım isterleri ve ihtiyaçlarına göre farklı yapılar tercih edilebilmektedir. Bu yapılardan en bilineni sadece bir indüktörden oluşan L filtrelerdir. Evirgeç-şebeke bağlantı şeması ve tek hat gösterimi Şekil 2.36'daki gibidir.



Şekil 2.36. L Filtre Bağlantı Şemaları, (a) L Filtre 3-Faz Bağlantı Şeması, (b) L filtre Tek Hat Gösterimi

Şekil 2.36a ve Şekil 2.36b'de görüldüğü gibi PAGF ile şebeke bağlantısı tek bir indüktör yardımıyla yapılmıştır. Bu sayede hem yüksek frekans anahtarlamaından kaynaklanan bozunumu azaltıp hem de inverter çıkışındaki anahtarlama geriliminin akıma dönüşmesi sağlanır. Bu yapı kullanım kolaylığına ve sadeliğine karşın iki önemli dezavantaj içermektedir. Bunlardan ilki birinci dereceden bir alçak geçiren filtre olması sebebiyle yeterli frekans azaltımına (attenuation) olanak vermemesi ve bu sebeple indüktans değerinin bozunumu azaltmak adına büyük seçilmek zorunda kalınmasıdır. Bu sebeple hem sistemin dinamik cevap süresi artan indüktansla beraber azalmakta hem de büyüyen boyutları nedeniyle maliyetli olup ve uygulanabilirliği azalmaktadır. Bu nedenlerle L-filtreler yerlerini daha etkin çözüm sağlayan filtre topolojilerine bırakılmaktadırlar.

L-filtreler dışında kullanılan birçok farklı konfigürasyonda arayüz filtresi mevcut olmasına karşın, bu tez kapsamında özellikle son zamanlarda akademik inceleme ve endüstri uygulamaları anlamında kullanım eğiliminin arttığı *LCL-filtreler* incelenecektir. *LCL-filtreler* hem etkin bir yüksek frekans harmonik azaltımı hem de hızlı bir sistem tepkisi sağlıyor olduklarından bir çok şebeke bağlantılı evirgeç uygulamasında kullanılır hale gelmişlerdir. *LCL-filtrelerin* evirgeç-şebeke bağlantıları ve tek hat gösterimleri Şekil 2.37'deki gibidir.



Şekil 2.37. LCL Filtre Bağlantı Şemaları, (a) LCL Filtre 3-Faz Bağlantı Şeması, (b) LCL filtre Tek Hat Gösterimi

Şekil 2.37'de görüldüğü gibi LCL filtreler bölünmüş iki adet indüktör ve bunların orta noktasına bağlanmış bir adet kapasitörden oluşmaktadır. Bu şekilde  $L_e$  evirgeç tarafındaki indüktans değerini gösterirken  $L_h$  şebeke tarafındaki indüktans değerini ve  $I_h$  bu indüktör üzerinden şebekeye basılan akım değerini göstermektedir.  $C_f$  orta noktaya bağlı kapasitör değerini ve  $I_c$  kapasitör akımını göstermektedir.  $V_E$  evirgeç faz-nötr anahtarlama çıkışını,  $I_E$  evirgeç çıkış akımını,  $V_S$  ise bağlı bulunan faz-nötr şebeke gerilimini göstermektedir. Filtre analizini kolaylaştırmak adına filtrenin harmonikler için evirgeç gerilim çıkışından ( $V_E$ ) şebeke akımına ( $I_h$ ) transfer fonksiyonu hesaplanacak olup bu frekanslarda şebeke kısa devre olduğundan  $V_S = 0$  alınacaktır. Şekil 2.37b'de görülen parametreler ve temel Kirchoff yasaları yardımıyla LCL

filtre transfer fonksiyonu (2.47)'deki eşitlikler yoluyla hesaplanabilir.

$$I_E = I_c + I_h \quad (2.47a)$$

$$V_E = I_E sL_e + V_c \quad (2.47b)$$

$$V_c = I_h sL_h \quad (2.47c)$$

$$I_c = V_c sC_f \quad (2.47d)$$

Sırasıyla (2.47a), (2.47b)'ye yazılıp,  $I_c$  ifadesi (2.47c) ve (2.47d) kullanılarak yerine yazıldığı takdirde LCL filtre transfer fonksiyonu  $G_{LCL}$  Eşitlik (2.48)'deki gibi ifade edilebilir.

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_h}{V_E} = \frac{1}{L_h L_e C_f s^3 + s(L_e + L_h)} \quad (2.48)$$

(2.48)'den de görüleceği gibi LCL filtre topolojisi 3. derece bir alçak geçiren filtreye karşılık gelip, azaltım değeri  $-60dB/decade$ 'dir. LCL filtrelerin tipik frekans tepkisi Şekil 2.38'de görüldüğü gibidir.

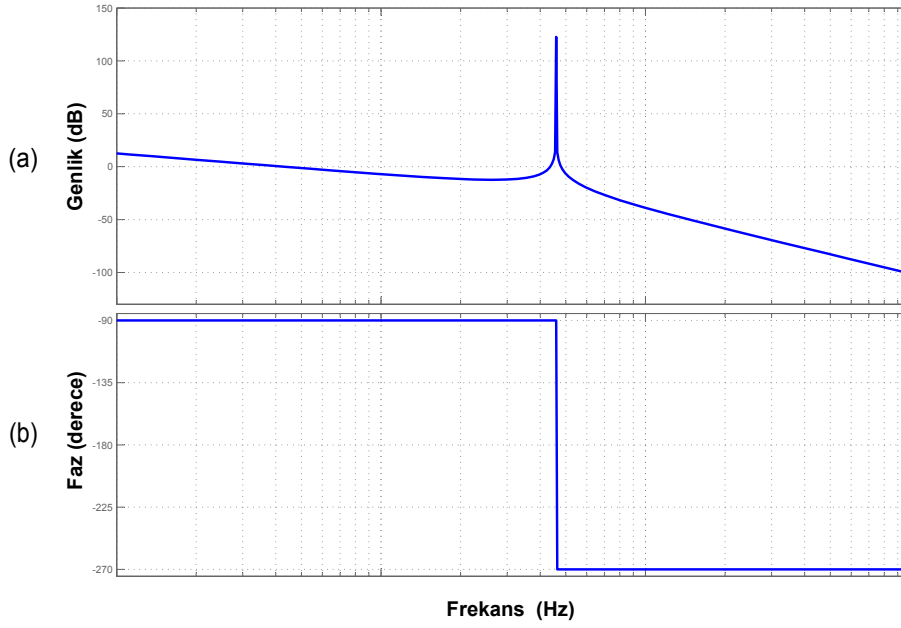
Şekil 2.38'de görüldüğü gibi LCL filtrelerin öncesinde bahsedilen özellikleri taşımakla beraber, belirli frekanslarda sistem kararlılığını tehdit edebilecek rezonans olasılıkları vardır. (2.48)'den de görülebileceği gibi rezonans frekansı  $f_{res}$ , (2.49)'daki gibi ifade edilebilir.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_e + L_h}{L_h L_e C_f}} \quad (2.49)$$

LCL filtrelerin temel sorunlarından biri olan rezonans tehlikesi sistem tasarımında dikkate alınmak durumundadır. Rezonans olasılığını ortadan kaldırmak adına çeşitli yöntemler önerilmiş olup, bu yöntemler temel olarak pasif ve aktif sönümlendirme (passive-active damping) yöntemleri olarak ikiye ayrılmaktadır.

Pasif sönümlendirme, fazladan bir direncin LCL filtreye, kapasitöre seri biçimde ya da şebeke bağlantısının yapıldığı indüktöre paralel biçimde eklenerek yapılabilmektedir. Bu sayede kontrol sisteminde herhangi bir değişikliğe gidilmeksizin rezonans sönümlendirilebilirken, eklenen direnç sebebiyle güç kayıpları ortaya çıkıp sistem verimliliği azalabilmektedir. Aktif sönümlendirme ise sisteme fazladan eklenen akım ya





Şekil 2.38. LCL Filtre Frekans Tepkisi, (a) Genlik Tepkisi, (b) Faz Tepkisi

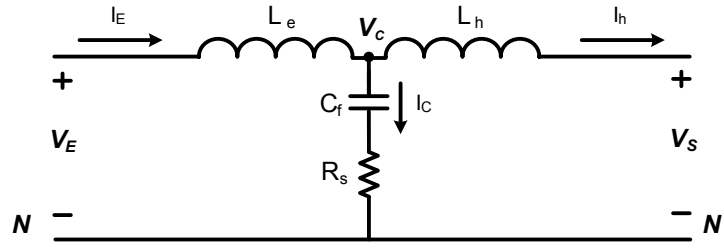
da gerilim sensörlerinin yardımıyla, kontrol sisteminin sanal direnç (virtual-resistor) etkisi yaratacak biçimde konfigüre edilmesi neticesinde sağlanmaktadır. Bu sayede sistem performansı etkilenmeksizin güç kayıpları azaltılabiliyorken kontrol sistemi karmaşıklığı ve kullanılan sensör sayısı artmaktadır. Buna karşın endüstri uygulamalarında pasif sönümlendirme kullanılmasından kaynaklanan güç kaybı filtre gücüne göre çoğu durumda ihmal edilebilir olup, uygulama kolaylığı ve güvenilirliği nedeniyle çoğu durumda tercih edilmektedir. Bu sebeplerle bu tez kapsamında pasif sönümlendirme tercih edilmiştir [47].

Pasif sönümlendirme öncesinde bahsedildiği gibi bir direnç yardımıyla rezonans frekanslarında sistem tepkisini sınırlamak amacıyla kullanılmaktadır ve Şekil 2.39'da görüldüğü gibi filtre kapasitörüne seri bir direnç yardımıyla uygulanabilmektedir.

Şekil 2.39 yardımıyla Eşitlik (2.48)'de olduğu gibi temel devre bağıntıları yazıldığı takdirde, filtrenin yeni transfer fonksiyonu (2.50)'deki gibi elde edilebilir.

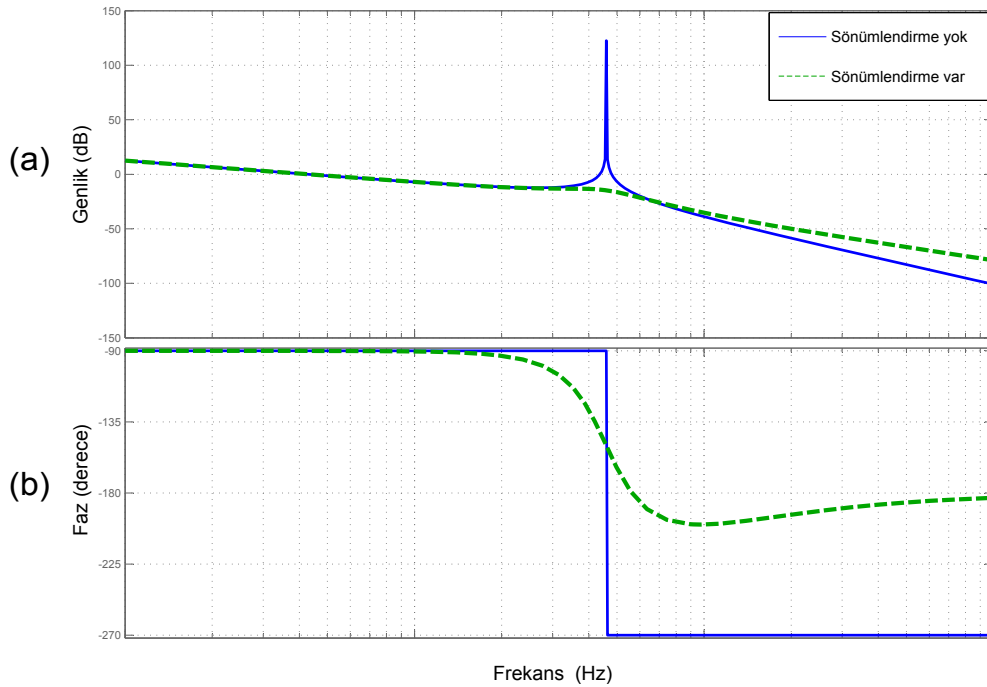
$$G_{LCL}(s) = \frac{I_h}{V_E} = \frac{R_s C_f s + 1}{L_h L_e C_f s^3 + R_s C_f (L_e + L_h) s^2 + s(L_e + L_h)} \quad (2.50)$$

(2.50)'ten de görüleceği gibi eklenen ( $R_s$ ) direnciyle transfer fonksiyonunun ifadesinde ikinci derece bir terim olarak girmiş olup, sistem köklerinin (poles) (2.48)'de



Şekil 2.39. LCL Filtre Pasif Sönümlendirme Şeması

olduğu gibi sönümlenmesi (damping) olmayan sanal değerleri yerine, gerçek ve sanal kısma sahip sönümlenmeli biçime dönüştürmüştü ve bu sayede rezonans genliğini düşürüp sistemin kararlı hale gelmesini sağlamıştır. LCL filtreye ait pasif sönümlü ve sönümsüz tipik frekans tepkileri Şekil 2.40'da görülmektedir.



Şekil 2.40. LCL Pasif Sönümlendirmeli ve Sönümlendirmesiz Frekans Tepkileri, (a) Genlik Tepkisi, (b) Faz Tepkisi

Şekil 2.40'tan görüleceği gibi eklenen direnç yardımıyla rezonans frekansında LCL filtrenin genlik-tepkisi düşmekte ve rezonans frekansı öncesi frekans bileşenleri ciddi bir değişim göstermemektedir. Benzer durum faz-tepkisi için de geçerliliğini koruyup sistemin hedeflenen bant genişliği veri alınarak rezonans frekansı buna göre seçil-

melidir.  $R_s$  değeri hem faz-tepkisine etkisi hem de üzerine alacağı yüksek frekans anahtarlama bileşeninden kaynaklı yaşanacak güç kaybına karşı optimize edilmek durumundadır.

LCL filtre bileşenlerinin belirlenmesinde bir çok bağımlı ve bağımsız değişkenin birlikte ele alındığı tasarım şemaları mevcuttur. Bu şemalarda genel olarak filtre tasarım isterlerine göre kullanılacak komponentlerin seçimi yapılırken çeşitli gerçel kısıtlarla optimum sonuç yaratacak değerlerin bulunması hedeflenmektedir. LCL filtrelerin tasarımında temel olarak aşağıdaki kısıtlar göz önünde tutulmaktadır [48].

- Sistemin rezonans riskini azaltmak amacıyla, rezonans frekansıyla ( $f_{res}$ ) şebeke frekansı ( $f_{faz}$ ) ve anahtarlama frekansı arasında ( $f_a$ ) aşağıdaki bağıntı sağlanmalıdır.

$$10f_{faz} < f_{res} < f_a$$

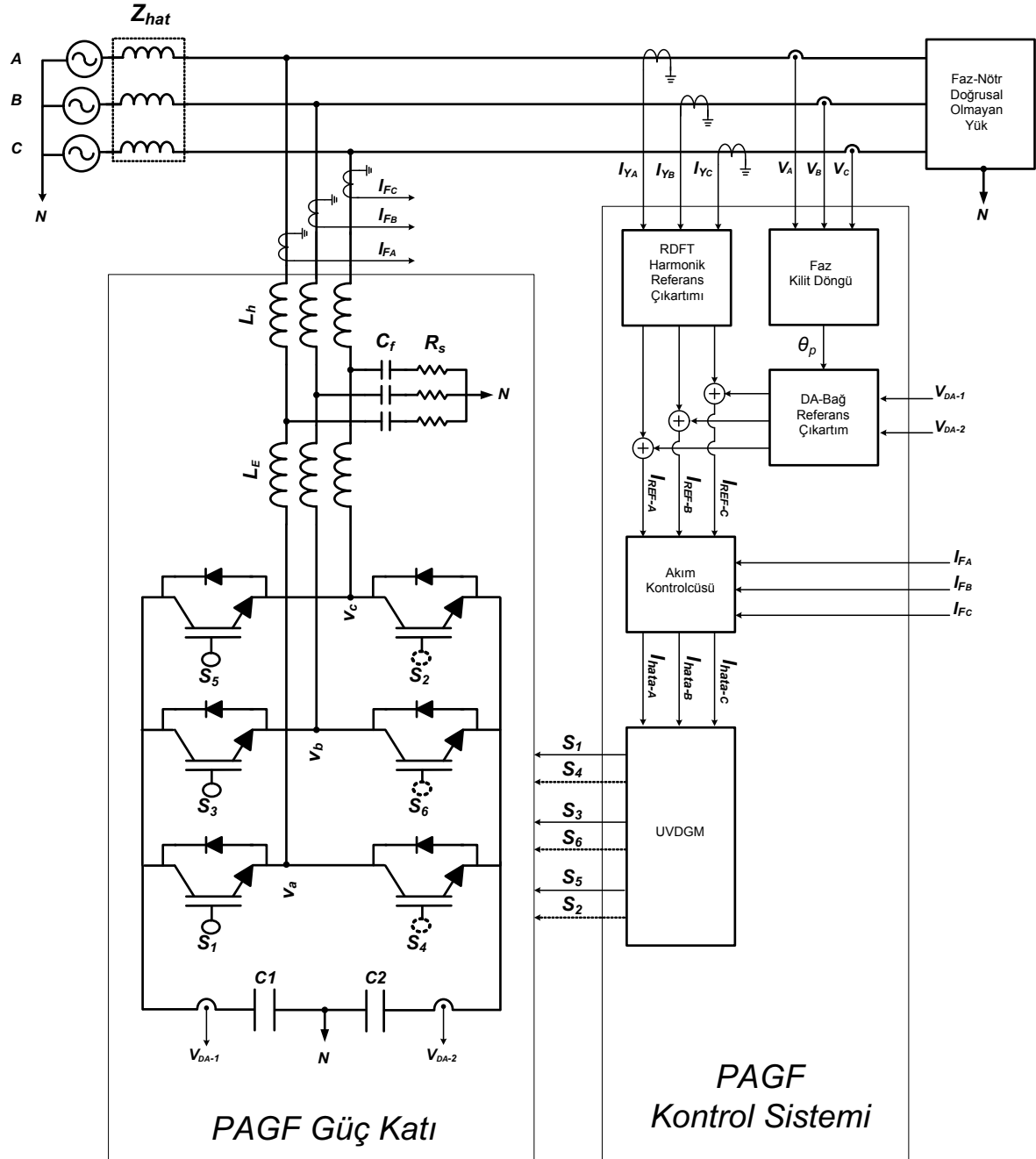
- Reaktif güç kısıtı ve güç faktörü sebebiyle filtre kapasitör ( $C_f$ ) gücü, sistem gücünün %5'inden küçük olmalıdır.
- Toplam filtre indüktans değeri ( $L_T = L_e + L_h$ ) indüktans baz değerine (base value) göre gerilim düşüm sınırı sebebiyle 0.1 pu (per-unit) sınırlı olmak durumundadır. Aksi takdirde DA-bağ gerilimi yükseltilmesi gerekmektedir. Bu da sistem kayıplarını arttıran bir sonuç doğurmaktadır.
- Pasif sönümlendirme, rezonansları bastırmak adına yeterli olmalı ve aynı esnada sistem verimliliğini fazladan güç kayıpları nedeniyle düşürmemelidir.

Bu sistem kısıtlarıyla beraber, evirgeç tarafındaki indüktans ( $L_e$ ) ile şebeke tarafındaki indüktans ( $L_h$ ) değerleri arasında uygulama türüne ve sistem ihtiyaçlarına göre farklı oranlarda kullanılabilir. Anahtarlama kaynaklı ortaya çıkan yüksek frekans bileşeninin bastırılmasında  $L_e$  daha etkin olduğundan toplam endüktans değeri iki endüktansa eşit paylaşılacak yerine bir oran ( $\lambda = L_e/L_h$ ) dahilinde paylaşılabilir. Genellikle  $\lambda$  (2,5) değerleri arasında seçilip böylelikle  $\lambda = 1$  oranına göre anahtarlama gürültüsü ve güç kayıpları azaltılabilmektedir [49].

Bunun yanında sistem LCL filtre parametrelerinin nihai olarak belirlenmesinde tasarım şeması olarak [48] referans alınmış olup, sistem gerçekleştirimi kısmında konuya tekrardan değinilecektir.

## 2.5 Özet

Gelinen aşamada PAGF'lerin yük çeşitleri, referans çıkartım ve kontrol yöntemleri ile işlevsel bloklarına dair analiz tamamlanmış olup sistemin kullanılmasına karar verilen yapı ve yöntemlerle beraber son hali Şekil 2.41'de verilmiştir.



Şekil 2.41. PAGF Güç Katı ve Kontrol Sistemi Genel Görünüm

### 3. SİSTEM ÖN TASARIM ÇALIŞMASI

Tasarımı yapılacak olan PAGF'lerin çeşitli yük tiplerine ve ihtiyaçlarına göre kullanılabilmesi adına belirli anma değerleriyle ifade edilmesi gerekmektedir. PAGF anma değerleri harmonik eleme, reaktif güç kompanzasyonu ve yük dengeleme gibi kompanzasyon işlevlerinin bir bileşimi olarak ortaya çıktığından analitik bir ifadeyle tanımlanabilmeleri güçtür. Buna karşın genel bir ifadeyle PAGF'ler güç faktörleri çok düşük olmayan harmonik akım kaynağı karakteristiğindeki yüklerle anma değerleri fazla yükseltilmeksizin uygulanabilmektedirler [50].

Bu sebeplerle bir çok PAGF üreticisi\* † ürün özelliklerini uygulanabilecek yük karakteristiğinin yerine, PAGF'nin anma akım değerleri biçiminde ifade etmektedirler. Bu tez kapsamında tasarlanacak olan PAGF'nin temel olarak 100 ila 200kVA arasındaki harmonik akım kaynağı tipindeki yüklerle uygulanabileceği varsayımıyla faz başına toplamda 60A etkin değerli evirgeç akımını 400V'luk alçak gerilim baraya direkt olarak bağlanarak üretebilmesi amaçlanmıştır. Bunun yanında nötr akım taşıma kapasitesi sınır dengesizlik değerlerinde hat akımının 3 katı olarak belirlenmiştir.

Tasarlanan aktif filtrenin ilgili sistem bileşenlerinin anma değerleri yukarıda verilen değerler dikkate alınarak yapılacaktır.

#### 3.1 Sistem Bileşenlerinin Belirlenmesi

Önceki bölümlerde teorik analizi yapılan PAGF'lerin, gerçekleştirim aşamasından önce kullanılacak sistem bileşenlerinin sistem isterlerine göre özelliklerine ve anma değerlerine karar verilmesi gerekmektedir. Bu ön çalışmayla sistemin beklenen performansı göstermesi adına kullanılacak bileşenlerin saptanıp temin edilmesi amaçlanmıştır. Belirlenecek sistem bileşen özelliklerinden başlıcaları aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- DA-Bağ Kapasitörlerinin Seçimi
- Lamine Baranın Oluşturulması
- IGBT ve IGBT Sürücülerinin Seçimi
- Arayüz Filtre Elemanlarının seçimi

\*ABB Power Quality Filters - PQFI - PQFM - PQFS, <http://www.abb.com> (2014)

†Schneider Electric, AccuSine PCS-LV Active Harmonic Filters, <http://www.schneider-electric.com> (2014)

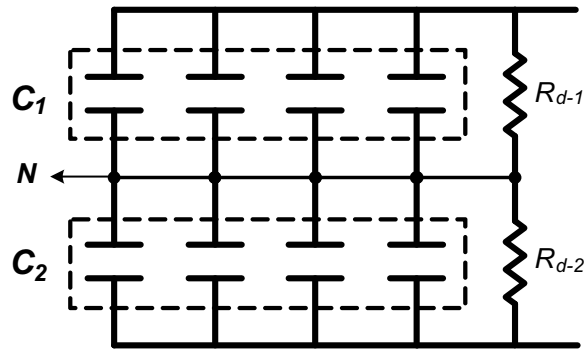
### 3.1.1 DA Bağ Kapasitörlerinin Seçimi

PAGF evirgecinde kullanılacak olan DA-Bağ kapasitörlerinin, AA akım taşıma kapasitesi, tepe gerilim dayanımları, güç kayıpları, kullanılan evirgeç topolojisi, yaşam süreleri ve maliyet gibi bir çok parametrenin dahil olduğu bir ekseninde seçilmesi gerekmektedir.

Giriş kısmında verilen anma değerleri ve Şekil 1.6b'de görülen kapasitör orta nokta bağlantılı evirgeç topolojisi gözetildiğinde kullanılacak kapasitörlerin öncelikle nötr akımının ayırık kapasitörlerin üzerinden geçmesi sebebiyle yüksek AA akım taşıma kapasitesine sahip olmaları gerekmektedir. Sınır değerler düşünöldüğünde 0-sekans akım değerleri faz başına 60A civarında olup, bu akımın yönsüz 0-sekans bileşenlerinden oluşması nedeniyle üst üste eklenip toplam 180A etkin değerlere ulaşılabilir. Bu akımın kapasitörlerin birleşim noktasından iki kola ayrılıp bir kapasitör bloğu üzerinde 90A etkin değerli akım taşınabilir olmalıdır. Bunun yanında DA-bağ geriliminin toplam değerinin 650V-750V civarında tutulmasından kaynaklı kullanılacak kapasitör çiftlerinin minimum gerilim dayanımları toplam DA bağ geriliminin en az yarısı kadar olmak durumundadır. Bunlara ek olarak kapasitörler üzerinde geçecek AA akım ve bu sebeple oluşacak güç kaybı ve sıcaklık artışı dikkate alındığında, kullanılacak kapasitörlerin düşük Eşdeğer-Seri-Dirence (ESD) sahip olmaları gerekmektedir. Bu faktörler gözetildiğinde uygulanabilirlik anlamında alüminyum elektrolitik ve film kapasitörlerin ön plana çıktığı görölmektedir.

Film kapasitörler evirgeç topolojilerinde ve endüstriyel uygulamalarda son zamanlarda kullanılmaya başlanmış olup özellikle AA akım taşıma kapasitesi, eşdeğer seri direnç, gerilim dayanımı, güç kaybı ve malzeme boyutları anlamında avantaj sağlamaktadırlar [51]. Buna karşın yüksek maliyet ve yaygın kullanılmayışlarından ötürü temin zorluklarıyla karşılaşılmaktadır. Bu sebeplerle bu tez kapsamında, seçim kriterleri anlamında kimi dezavantajları bulunmasına karşın sağladığı maliyet avantajı ve yüksek sığa değerleri sebebiyle alüminyum elektrolit kapasitörler kullanılmıştır. Alüminyum elektrolit kapasitörlerin AA akım kapasitesi bir çok durumda düşük kaldığı için genelde paralel kollara bölünerek kullanılmak durumundadırlar. Bu tez kapsamında ihtiyaç duyulan AA akım kapasitesini karşılamak adına 5600uF'lık kapasitörler kullanarak ikili seri 4 paralel koldan oluşturulmuştur. Kapasitörlerin seri kullanımı hem gerilim dayanımlarının 400V-500V arasında olmasından hem de kullanılan evirgeç topolojisinden kaynaklanmaktadır. Bunun yanında kapasitörlerin farklı sızıntı

akımlarından (leakage current) kaynaklanan gerilim dengesizliğinin giderilmesi, paralel olarak eklenen dengeleme dirençleriyle mümkün olmaktadır. Bu dirençlerin değerleri genelde kapasitör üreticisi firmaların uygulama notlarında verilmekle beraber kullanılan yapı ve kapasitörler gereği  $10K\Omega - 20K\Omega$  arasında seçilmiştir. Son durumda ortaya çıkan DA-bara yapısı Şekil 3.1’de görülmektedir.



Şekil 3.1. DA Bara Şematik Gösterim ( $C_1 = C_2 = 4 \times 5600 \mu F$ ,  $R_{d-1} = R_{d-2} = 11 K\Omega$ )

### 3.1.2 Lamine Baranın Oluşturulması

PAGF evirgecinin artı, eksi ve nötr bağlantıları arasında akım yollarında oluşan istenmeyen endüktif etkiler görülebilmektedir. Ortaya çıkan parazitik indüktans ( $L_p$ ) sebebiyle IGBT kolektör akım ( $i_c$ ) değişimleri ( $di_c/dt$ ) anahtarlama elemanlarının kolektör-emitör ( $v_{ce}$ ) geriliminin anlık olarak yükselmesine ( $V_p$ ) sebep olmaktadır. Gerilimdeki anlık yükselme (3.1)’deki gibi ifade edilebilir.

$$v_{ce} = V_{DA} + V_p = V_{DA} + L_p \frac{di_c}{dt} \quad (3.1)$$

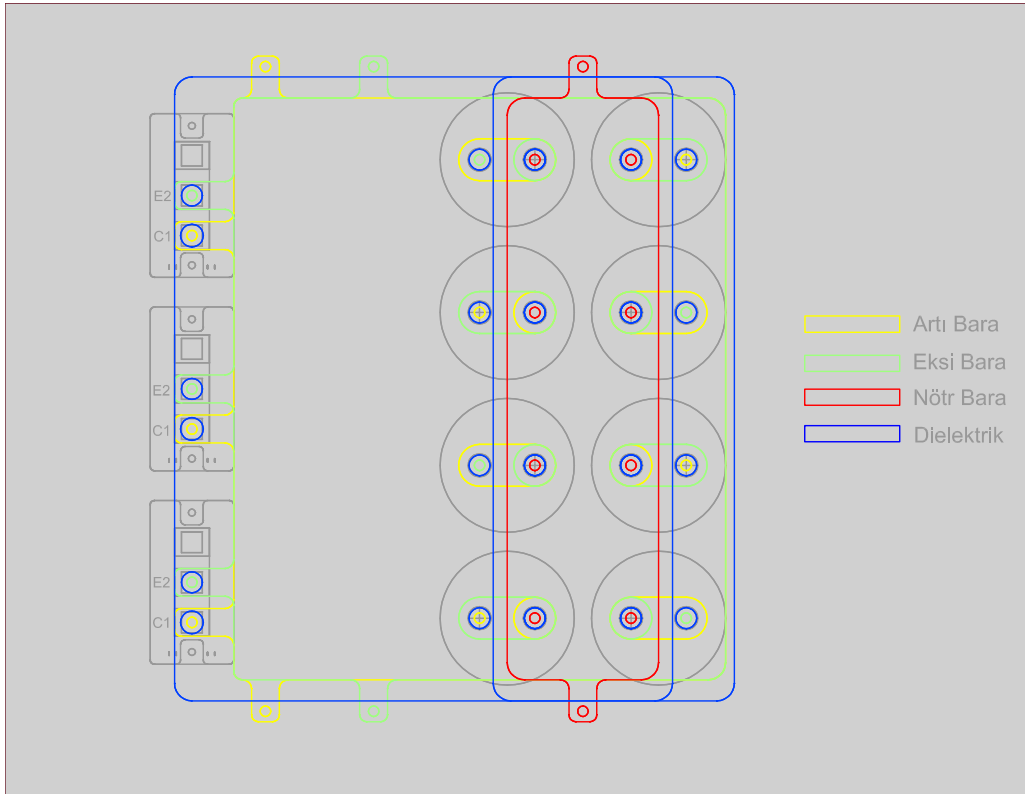
(3.1)’de görülen bu  $V_p$  değerinin özellikle sınırlı  $v_{CE}$  gerilimleri bulunan IGBT’ler üzerinde, ilgili gerilim seviyesinin aşılabı güvenli gerilim aralığının dışına çıkılmasını engellemek adına azaltılması gerekmektedir. Sabit anahtarlama frekansında anlık gerilim artışlarını azaltmak adına, güç katında oluşan parazitik indüktansın ( $L_p$ ) düşürülmesi gerekir. Söz konusu parazitik etkiyi azaltmak adına kullanılan yöntemlerin başında lamine baralar (laminated busbars) gelmektedir. Lamine baralar IGBT terminaleri ile DA baranın bağlantısının aralarında dielektrik materyal bulunduran paralel düzlemsel iletken materyaller ile yapılmasıyla oluşturulurlar. Bu yapının kullanılması





Şekil 3.3'te görüldüğü gibi DA-bağ kapasitörleri ve anahtarlama elemanları arasındaki elektriksel bağlantı standart kablolar yerine kesiti verilen birbirinden dielektrik malzemeler ile ayrılmış düzlemsel iletken tabakalarla yapılmaktadır. Bu sayede akım döngülerinin oluşturduğu manyetik akının etkidiği alan daraltılmış olup  $L_p$  düşürülmektedir. Bunun yanında paralel plakalardan kaynaklı parazitik manyetik alan azaltımı sisteme EMI (Electromagnetic Interference) anlamında da katkı sağlamaktadır [40].

PAGF güç katı için öncesinde bahsedilen tasarım kriterlerine göre hazırlanmış lamine baranın bağlantılı olduğu DA-bağ kapasitörleri ve IGBT'ler ile gösterimleri bir CAD programı (Computer Aided Software) yardımıyla Şekil 3.4'teki gibi oluşturulmuştur.



Şekil 3.4. PAGF Lamine Bara Üst Görünüm

### 3.1.3 IGBT ve IGBT Sürücülerinin Seçimi

PAGF'lerin DA-bağ gerilimlerinin anahtarlama sırasında kullanılacak olan anahtarlama elemanlarının seçiminde sistem anma değerleri gözetildiğinde IGBT'ler akım, gerilim ve anahtarlama frekans değerleri bakımından en uygun elemanlar olup MOS-

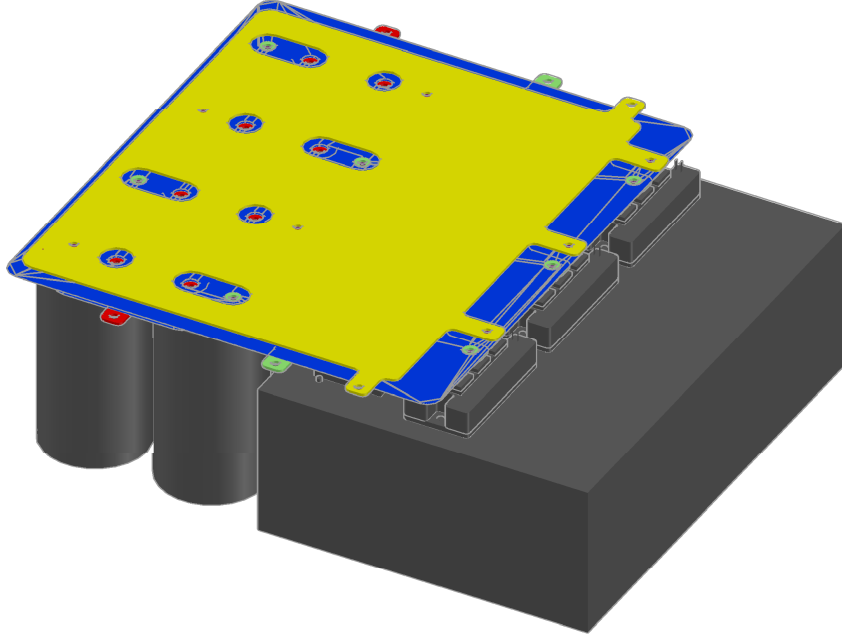
FET, IGCT gibi ürünler sistem ihtiyaçlarıyla örtüşen özelliklere sahip olmadıklarından tercih edilmemişlerdir.

Öncelikle PAGF'nin DA-Bağ gerilim seviyesi PAGF'nin bağlanılacağı 3-Faz şebekenin faz-faz gerilim tepe değerinden büyük olmak durumundadır. Bunun sebebi akım kontrolünün ve yüksek frekans referans takibinin mümkün olması adına yeterli gerilim payına sahip olma gereğidir. Yüksek gerilim seviyeleri daha iyi kontrol olanağı sağlarken akım dalgacığını ve kayıpları arttırmakta, bu yüzden genel olarak PAGF uygulamalarında DA-bağ 650V-750V ile sınırlanmaktadır. Bu değerler aynı zamanda IGBT'nin maruz kalacağı tepe gerilime karşılık gelip, DA-baranın sahip olduğu parazitik indüktans ( $L_p$ ) sebebiyle oluşacak anlık yükselmeler de bu değerlerin üstüne ekleneceğinden belirli bir güvenlik payı ile belirlenmelidir. Bunun yanında IGBT'lerin taşıyabileceği maksimum akım değerleri de sistemin öncesinde belirlenen faz başına anma akım değerini (60A) karşılayabilmelidir. Bu tez kapsamında oluşturulacak sistemde anma akım, gerilim değerlerini 1200V/150A olan ve piyasadan kolay temin edilebilir IGBT modülleri kullanılmıştır.

Belirlenen IGBT modüllerinin sistem güç katına entegrasyonu ve ana kontrolcüden gelen anahtarlama sinyallerinin aktarımını sağlamak adına IGBT'lere ek olarak IGBT sürücü devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. IGBT sürücüleri aynı potansiyele bağlı olmayan IGBT çiftlerini bir izolasyon trafosu yardımıyla izole diferansiyel gerilimler elde edip IGBT'lerin  $V_{GE}$  fiziksel açma-kapama gerilim seviyelerine dönüştürürler. IGBT'ler ile entegre biçimde bulunabilmelerine karşın genelde maliyet avantajı sebebiyle dış-modüller biçiminde temin edilmektedirler. IGBT sürücüleri bu temel işlevlerinin yanında kısa devre koruması, ölü-bant (dead-band) üretimi gibi fonksiyonlara da sahip olabildiklerinden sistem tasarımında güvenlik ve basitleşme anlamıyla katkı sağlayabilmektedirler. Bu tez kapsamında belirlenen anahtarlama frekansında (20kHz) kullanılacak ve öncesinde bahsedilen fonksiyonlara sahip harici (external) bir IGBT sürücüsü kullanılmıştır.

Bunların yanında IGBT'lerin iletim ve diyot kayıpları nedeniyle oluşan ısıyı bir ısıl materyal yoluyla geniş bir soğutucu yüzeye aktarmalıdır. Soğutucular evirgecin güç kaybına göre pasif veya aktif hava soğutmalı olarak seçilebilirler. Çoğu durumda prototip oluşturulmaksızın ihtiyaç duyulacak soğutucu büyüklüğü analitik olarak belirlenememekle beraber geliştirilen prototipte sistem benzetim çalışması veri alın-

rak oluşacak IGBT kayıplarına göre ( $\approx 1.5 \text{ KW}$ ) minimum ihtiyaçları karşılayacak bir soğutucu kullanılmıştır. Güç katının şu ana kadar açıklanan bölümlerinin bir araya getirildiği 3-boyutlu modeli Şekil 3.5'te görülmektedir.



Şekil 3.5. PAGF Güç Katı 3-Boyutlu Görünüm

### 3.1.4 Arayüz Filtre Elemanlarının Seçimi

Bölüm 2.4'te analizi yapılan LCL filtrede kullanılacak bileşenlerin özellikle DA-bağ anahtarlamaından kaynaklı yüksek genlik ve frekanstaki akım bileşenine göre seçimi yapılmalıdır.

PAGF evirgeç çıkışında kullanılan reaktörler ( $L_e$ ) ve ( $L_h$ ) anahtarlamaından kaynaklanan yüksek frekans bileşenlerle PAGF bant genişliğindeki harmoniklerin tamamının üzerinden geçiyor olması sebebiyle standart 50-60Hz reaktörlerden farklı olarak ince laminasyonlu ve yüksek nüve saturasyon dayanımına sahip olmalıdırlar. Bunun yanında LCL filtrenin ayarlandığı rezonans frekansının fazla sapmayıp üretilecek harmonik bantgenişliği dahilinde mümkün olduğunca sabit indüktans değerine sahip olmak durumundadır. Bu durum yüksek frekans anahtarlama bileşenine direkt olarak maruz kalan  $L_e$  reaktörü için özellikle önem taşımaktadır. Bu sebeplerle çıkış reaktörleri yukarıda bahsedilen özellikleri karşılayacak nitelikteki malzemelerden üretilmek durumundadır.

Filtre kapasitörlerinin ( $C_f$ ) yüksek frekans anahtarlama bileşenin büyük kısmını üzerine almasından kaynaklı ağır-çevrim (heavy-duty) tipte olmaları gerekmektedir. Bu tipte kapasitörler genel olarak polipropilen film dielektrik malzemeye sahip, düşük güç kayıplı ve küçük ebatlarda bulunabilmektedirler.

Filtre dirençleri ise üzerlerinden geçen sınır değerlerdeki yüksek frekans akıma ( $\approx 5A$ ) göre boyutlandırılmış olup ısı atımını kolaylaştırmak adına soğutucu montajlı tipteki dirençler seçilmiştir.

Öncesinde belirlenen PAGF anma değerleri ile LCL filtre bileşenleri son durumda [48]'deki tasarım şeması dikkate alınarak Çizelge 3.1'deki gibi belirlenmiştir.

<b>Filtre Bileşenleri</b>	<b>Değer</b>
Evirgeç Reaktörü ( $L_e$ )	$300\mu H$
Şebeke Reaktörü ( $L_h$ )	$75\mu H$
Filtre Kapasitörü ( $C_f$ )	$20\mu F$
Sönümlendirme Direnci ( $R_s$ )	$3.3\Omega$

Çizelge 3.1. LCL Filtre Bileşen Değerleri

Gelinen aşamada kontrol sistemi ve güç katı bileşenleri belirlenen PAGF'nin ilerleyen bölümde benzetim çalışmalarına dair detaylar verilecektir.

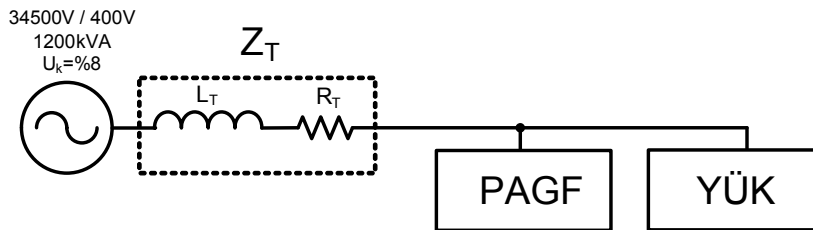
## 4. BENZETİM ÇALIŞMALARI

PAGF'nin gerçekleştirim aşaması öncesinde sisteme ait alt blokların ve sistemin bir bütün olarak işlevselliğinin sayısal ortamda doğrulanması gerekmektedir. Bunun için bu tez kapsamında blok ve sistem benzetim çalışmaları PSCAD/EMTDC ve MATLAB/Simulink benzetim programları kullanılarak yapılmıştır [53], [54].

Söz konusu benzetim çalışmaları şebeke, yük ve PAGF'nin modellenmesiyle oluşturulmuş olup Bölüm 2'deki blok benzetim çalışmalarında MATLAB/Simulink ortamı tercih edilirken genel sistem benzetiminde PSCAD/EMTDC programı tercih edilmiştir. Tüm sistem benzetiminde PSCAD programının kullanılması sebebi, temel olarak güç sistemleri analiz ve tasarımı için geliştirilmiş paket bir program olmasından kaynaklı bir çok farklı model, ölçüm ve fonksiyonel arabirime sahip olmasıdır. Bunun yanında sistem gerçekleştirim aşamasında kullanılacak sayısal örnekleme mikrokontrolörün grafik arayüze sahip bir kontrol bloğu biçiminde kullanımına imkan sağlıyor olması, bu programın önemli bir avantajıdır. Benzetim çalışmaları her iki benzetim programı için de PAGF sistemi için belirlenen modülasyon periyodu ve örnekleme aralıklarında ( $50\mu s$ ) çözüm zaman adımları (time-step)  $1\mu s$  olacak biçimde ayarlanmıştır. Benzetim çalışmalarından gerçek sistemin bir temsilini oluşturmak adına öncelikle PAGF'nin bağlı bulunduğu şebekenin empedans karakteristiğinin ve kullanılacak doğrusal olmayan yükün de modellenmesi gerekmektedir. İlerleyen bölümde öncelikle bu analizlere yer verilecektir.

### 4.1 Şebeke ve Yükün Modellenmesi

Prototipi oluşturulacak olan PAGF sistemi 34.5kV orta gerilim baraya bağlı 1200kVA, 400V sekonder çıkışlı bir dağıtım trafosuyla beslenen alçak gerilim bir baraya bağlanacağından şebeke parametreleri Şekil 4.1'e referansla (4.1)'deki temel yaklaşık bağıntılar kullanılarak bulunabilir [55].



Şekil 4.1. Şebeke Empedansı Tek Hat Gösterimi

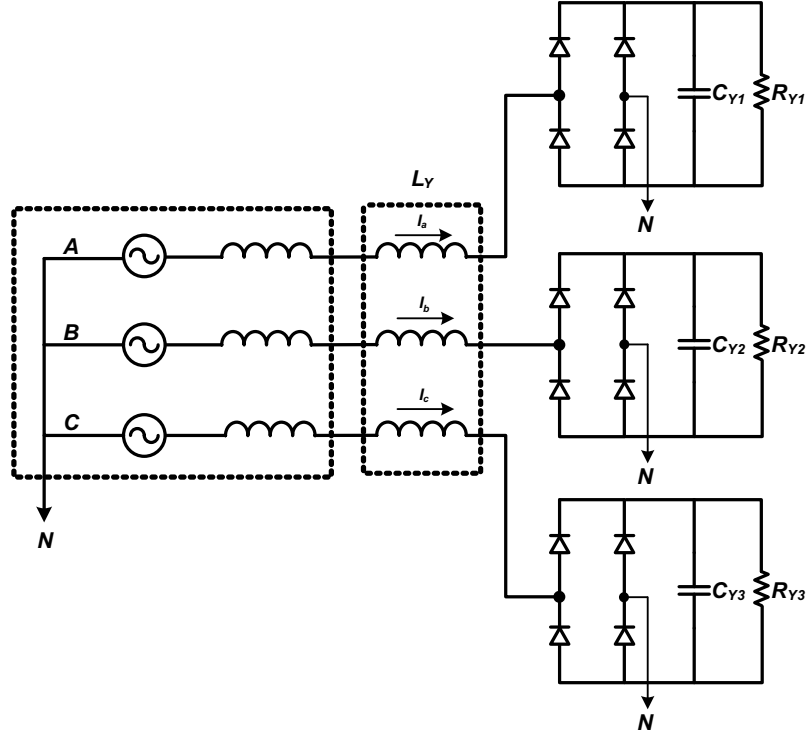
$$\begin{aligned}
Z_T &= \frac{V_n^2}{S_T} U_k \\
R_T &= 0.31 Z_T \\
X_T &= 0.95 Z_T
\end{aligned} \tag{4.1}$$

Eşitlik (4.1)'de  $Z_T$  hat empedansını,  $R_T$  ve  $X_T$  sırasıyla şebeke direncini ve reaktansını ifade etmektedir.  $S_T$  trafonun gücünü ve  $U_k$  ise kaçak-reaktans (leakage-reactance) yüzdesini ifade etmektedir. Bu bağıntılar kullanılarak  $Z_T = 10.6 m\Omega$  bulunmuştur. Benzer biçimde  $R_T$  ve  $L_T$  değerleri  $3.3 m\Omega$  ve  $34 \mu H$  olarak hesaplanmıştır. Bulunan bu değerler PAGF'nin benzetim modelinde kullanılacak olmanın yanında tezin Bölüm 1'de değinilen harmonik standartlarda kullanılan  $I_{sc}$  değerinin belirlenmesinde de kullanılmaktadır. İlgili bağıntı (4.2)'de görülmektedir.

$$I_{sc} = \frac{V_n}{\sqrt{3} (2\pi 50 L_T + R_T)} \tag{4.2}$$

(4.2)'den  $I_{sc}$  değeri yaklaşık olarak 22.4kA olarak bulunmuştur. Bu değer harmonik kompanzasyon başarımları analizi yapılacak PAGF için önemli bir parametre olup IEEE-519 harmonik limitlerinin düştüğü aralıkları belirlemek adına kullanılmaktadır.

PAGF'yle kullanılacak olan harmonik kaynağı doğrusal olmayan yük için diyot köprü doğrultucular kullanılmıştır. Diyot köprü doğrultucuları, bir çok endüstriyel uygulamada kullanılması ve akım-gerilim karakteristiklerinin bir çok endüstriyel yük ile benzeşiyor olmasından kaynaklı prototip uygulamalarda tercih edilmektedirler. Bu tez kapsamında gerçekleştirimi yapılacak olan PAGF pozitif ve negatif sekans harmoniklerin yanısıra 0-sekans harmoniklerin de kompanzasyonunda kullanılacağından faz-nötr bağlı 3 farklı diyot-doğrultuculu bir yük modeli oluşturulmuştur. Kullanılan yük modeli Şekil 4.2'de görülmektedir. Bu yük modelinde faz-nötr bağlı 3 farklı tam dalga doğrultucunun 3-Faz bir AA indüktör ( $L_y$ ) yardımıyla faz bağlantıları yapılmıştır. Buradaki temel amaç bölüm (2.1)'de değinildiği gibi yükün harmonik akım kaynağı karakteristiğinde sahip olmasını sağlamaktır. Diyot doğrultucu çıkışlarındaki bulunan dirençler ( $R_{Y1}, R_{Y2}, R_{Y3}$ ) yükün aktif güç tüketimini sağlarken, bunlara paralel kapasitörler ( $C_{Y1}, C_{Y2}, C_{Y3}$ ) ise kompanzasyonu yapılacak olan harmoniklerin genliklerinin yükseltmek adına kullanılmıştır.



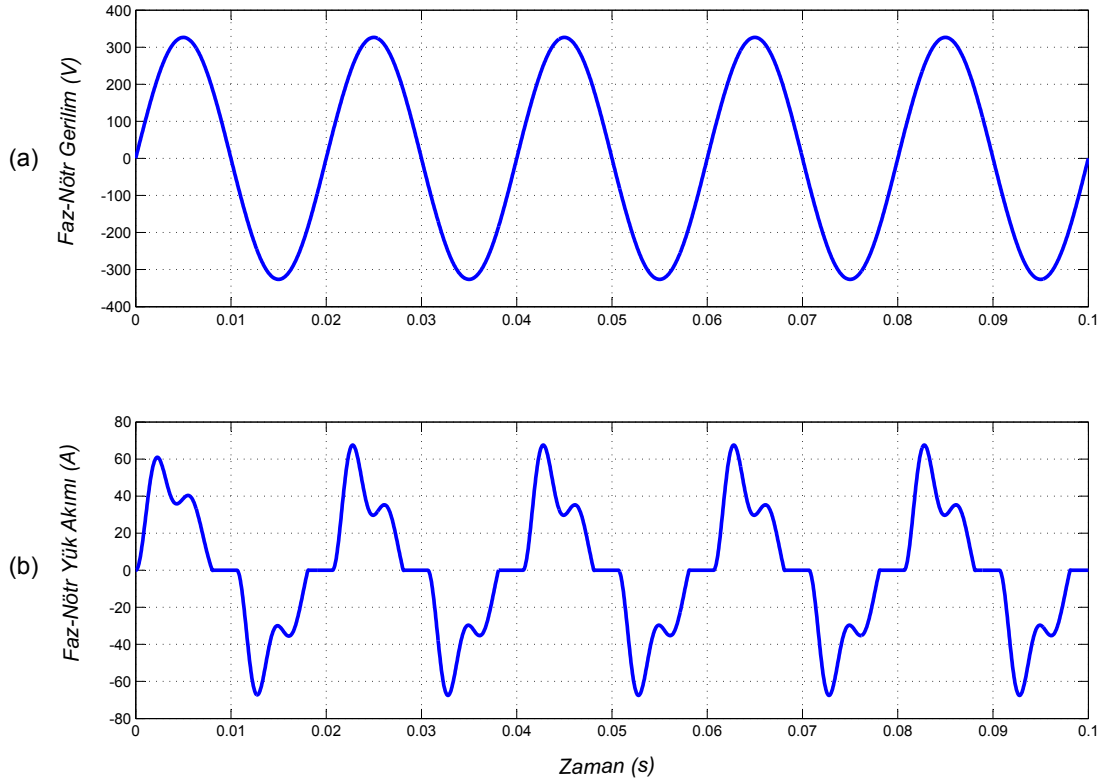
Şekil 4.2. Diyot Doğrultuculu Faz-Nötr Yük Şeması

Benzetim çalışmasında kullanılacak olan yük bileşenleri gerekli harmonik içeriği oluşturmak adına Çizelge 4.1'deki gibi belirlenmiştir.

Yük Bileşenleri	Değer
Giriş Reaktörü ( $L_Y$ )	1.5mH
Yük Direnci ( $R_{Y1}, R_{Y2}, R_{Y3}$ )	8.5Ω
Yük Kapasitörü ( $C_{Y1}, C_{Y2}, C_{Y3}$ )	250μF

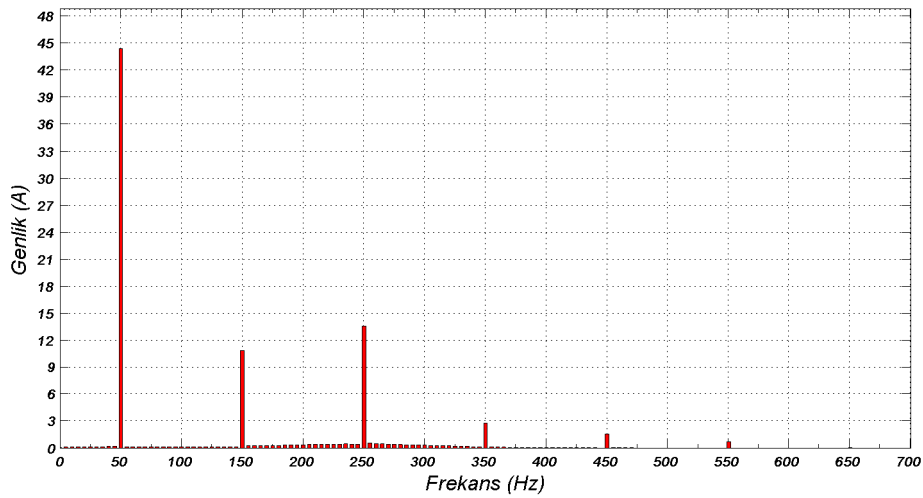
Çizelge 4.1. Benzetim Çalışması Yük Bileşen Değerleri-1

Yukarıdaki değerler kullanılarak oluşturulmuş yük modelinin anma gücü 22kVA olup, yüksek anma değerlerine sahip olan dirençler ile bu değer arttırılabilir. Bunun yanında kapasitör değerlerinin artmasında harmonik akım genliklerini büyüteceğinden test düzeneğinden bozunumu daha yüksek dalga formları oluşturulup bozunum indeksleri (THB, TTB) yükseltilebilir. Benzetim çalışmasında Çizelge 4.1'deki bileşen değerleri kullanılarak, yük düzeneğinin akım-gerilim dalga biçimleri Şekil 4.3'te görüldüğü gibi elde edilmiştir.



Şekil 4.3. Benzetim Çalışması Yük Faz Gerilim-Akım Dalga Biçimleri, (a) Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (b) Faz Akımı ( $I_a$ )

Şekil 4.3'te görüldüğü gibi, oluşturulan yük modeli şebekeden yüksek harmonik bozunuma sahip bir akım çekmekte olup THB değeri %40 civarındadır. Şebekeden çekilen akımın harmonik spektrumu Şekil 4.4'te görülmektedir.



Şekil 4.4. Benzetim Çalışması Yük Akımı Harmonik Spektrumu



Şekil 4.4'te harmonik spektrumu görülen yük akımının harmonik akım genlik ve ana-bileşene göre oranları Çizelge 4.2 'de verilmiştir.

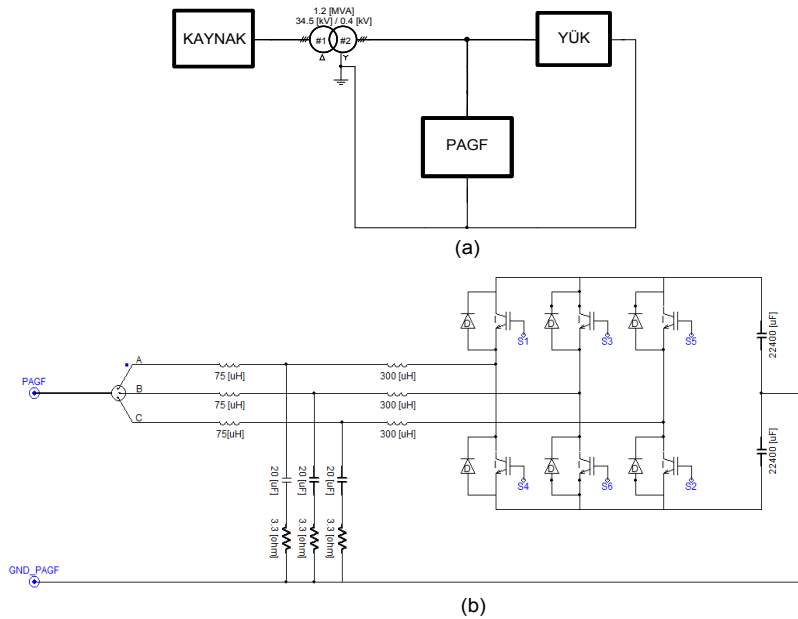
Harmonik Sırası	Genlik (A)	$I_{Yn}/I_{Y1}$ (%)
$I_{Y1}$	44.30	100
$I_{Y3}$	10.90	24.6
$I_{Y5}$	13.50	30.4
$I_{Y7}$	2.80	6.4
$I_{Y9}$	1.60	3.6
$I_{Y11}$	0.76	1.7
$I_{Y13}$	0.12	0.3

Çizelge 4.2. Benzetim Çalışması Yük Akımı Harmonik Bileşenleri

Çizelge 4.2'de yüksek sıralı harmonik genliklerin düşümünden ötürü ilk 6 harmonik bileşenin büyüklükleri listelenmiştir. İlerleyen bölümde analizi yapılan şebeke ve yük modelleri ile PAGF benzetim çalışmalarına yer verilecektir.

#### 4.2 PAGF Benzetim Çalışmaları

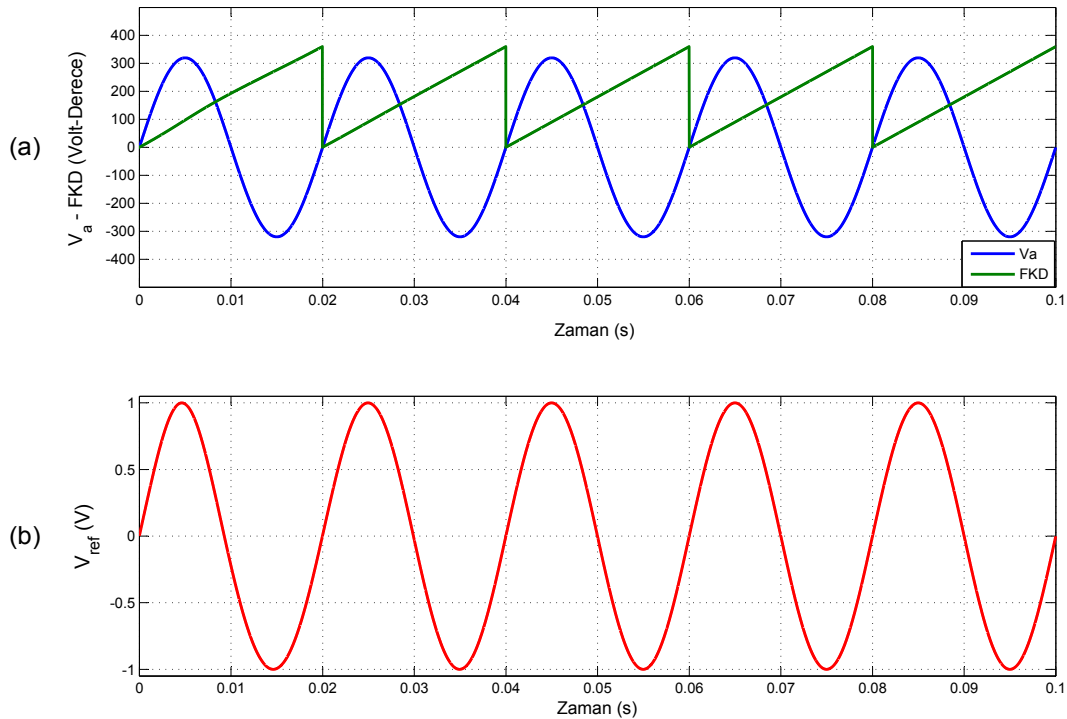
Benzetim çalışmaları için kullanılacak olan PSCAD programında tüm sistemin ve PAGF'nin modelleri Şekil 4.5'te görülmektedir.



Şekil 4.5. PAGF PSCAD Model Gösterimleri, (a) PSCAD Genel Bağlantı Şeması, (b) PSCAD PAGF Modeli

Şekil 4.5'teki modeller yardımıyla PAGF'nin fonksiyonel bloklarının benzetim çalışması sonuçları incelenip FKD, DA-Bağ gerilim kontrolü, akım kontrolü, harmonik kompanzasyon performansı gibi alt başlıklar ele alınacaktır.

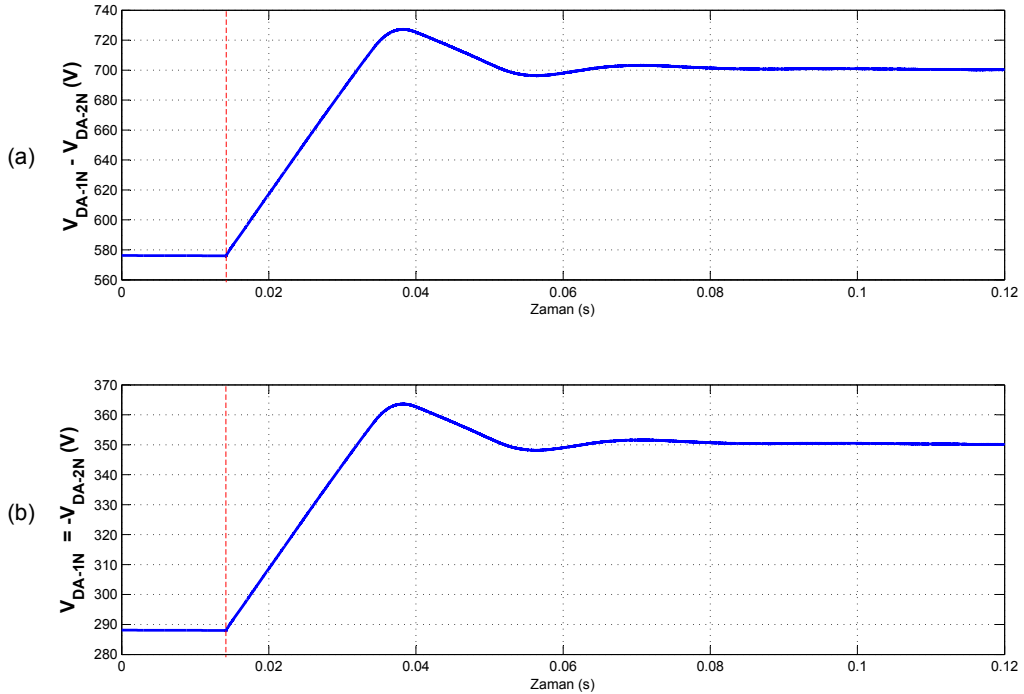
Gerilim kaynaklı evirgeç tabanlı PAGF'nin sistem kayıpları ve DA-bağ gerilim regülasyonu nedeniyle aktif güç bileşenini oluşturmak adına şebekeyle senkronizasyonu sağlanmak durumundadır. Bu işlem Bölüm 2.2'de değinilen FKD yardımıyla gerçekleştirilmekte olup şebeke faz bilgisi yardımıyla üretilecek akım referanslarının oluşumu bu yolla sağlanmaktadır. FKD performansı DA-bağ gerilim regülasyonuna ve dolayısıyla PAGF tarafından üretilecek tüm sinyallere direkt olarak etkidiğinden sistem için önemli bir parametre olup farklı koşullarda performansının etkilenmemesi gerekmektedir. Şekil 4.6'da A fazı gerilimi ( $V_a$ ), FKD ile buna karşılık oluşturulmuş birim büyüklükteki referans gerilim sinyali ( $V_{ref}$ ) bilgisi görülmektedir. Buradan da anlaşılacağı gibi bir ana periyottan kısa bir sürede FKD gerilim faz bilgisine kitlenip, bu faz bilgisiyyle kararlı biçimde sinüzoidal referans üretebilmektedir.



Şekil 4.6. Benzetim Çalışması FKD ve Sinüzoidal Referans Çıkartımı, (a) Faz Gerilimi ve FKD, (b) Üretilen Sinüzoidal Referans

FKD yardımıyla elde edilen faz bilgisi Şekil 2.19b'de görülen kontrol şeması yardımıyla DA-bağ gerilimini sabit tutmak adına üretilecek akım referansları için gerekte olup, bu referanslar 3-faz için ayrı ayrı FKD'ler yardımıyla ya da ideal olarak 120şer derece ayrışımlı faz gerilimleri varsayımıyla elde edilebilir.

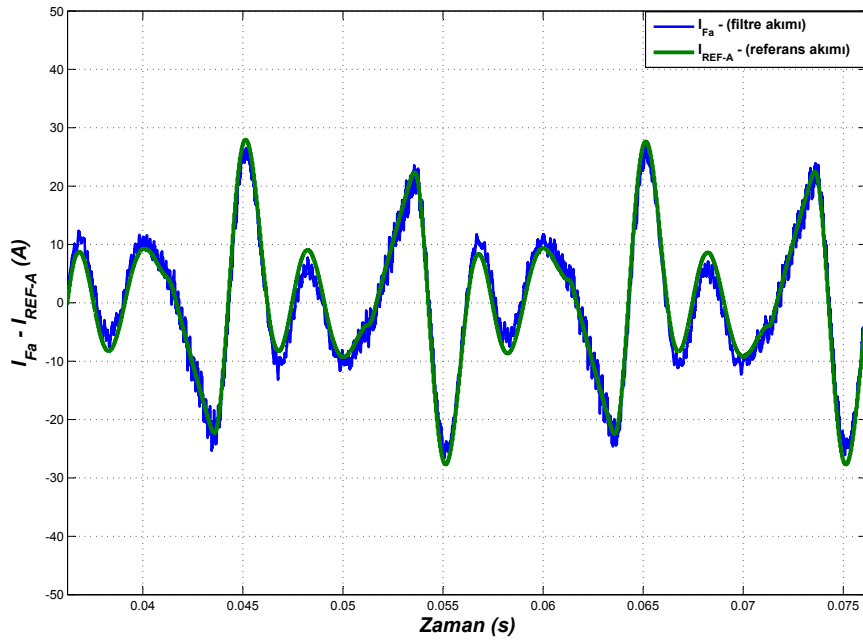
PAGF'lerde DA-bağ kondansatörleri evirgecin devreye alınmasından önce belli bir gerilime kadar şarj edilmek durumundadır. Ön-şarj adı verilen ve temel olarak darbe-akımlardan (surge-current) kaçınmak adına kullanılan bu aşama DA-bağ kapasitörleri şebeke geriliminin tepesine yakın bir gerilime şarj edilip, belirlenen gerilim seviyesine ulaşıldığı vakit esnada PAGF şebeke bağlantısı yapılmaktadır. Böylece meydana gelen darbe-akım genliği düşürülüp, güç katı bileşenlerinin yüksek  $di/dt$  oranından kaynaklı zarar görmesi engellenir. Bu yolla belirli bir DA gerilime şarj edilmiş olan DA-bağın istenilen gerilim seviyesinde ( $V_{DA-ref} = 700V$ ) tutulması adına Şekil 2.19b'de görülen şema kullanılarak elde edilmiş benzetim sonuçları Şekil 4.7'de görülmektedir. İlk gerilim dalga-biçimi artı-eksi baralar arasındaki toplam DA-bağ gerilimini ifade ederken, ikinci grafik nötr bağlantıya göre okunan ayrı kapasitör gerilimleri göstermektedir.



Şekil 4.7. Benzetim Çalışması DA Bağ Gerilim Kontrolü ( $V_{DA-1} = -V_{DA-2} = 350V$ ),  
(a) Toplam DA Bağ Gerilimi, (b) Ayrı Kapasitör Gerilimleri

Şekil 4.7'de görüldüğü gibi belirli bir ön şarj seviyesine şarj edilen DA bağı kesikli kırımızı çizgiden itibaren devreye giren kontrol sistemi yardımıyla sistem kayıplarından kaynaklanan DA bağı gerilim salınımlarını bastırarak sabit bir değerde tutulmasını sağlamış ve PAGF'nin DA-bağı anahtarlanarak üretilecek olan gerilim sinyallerinin kararlı biçimde üretilebilmelerine olanak sağlamıştır.

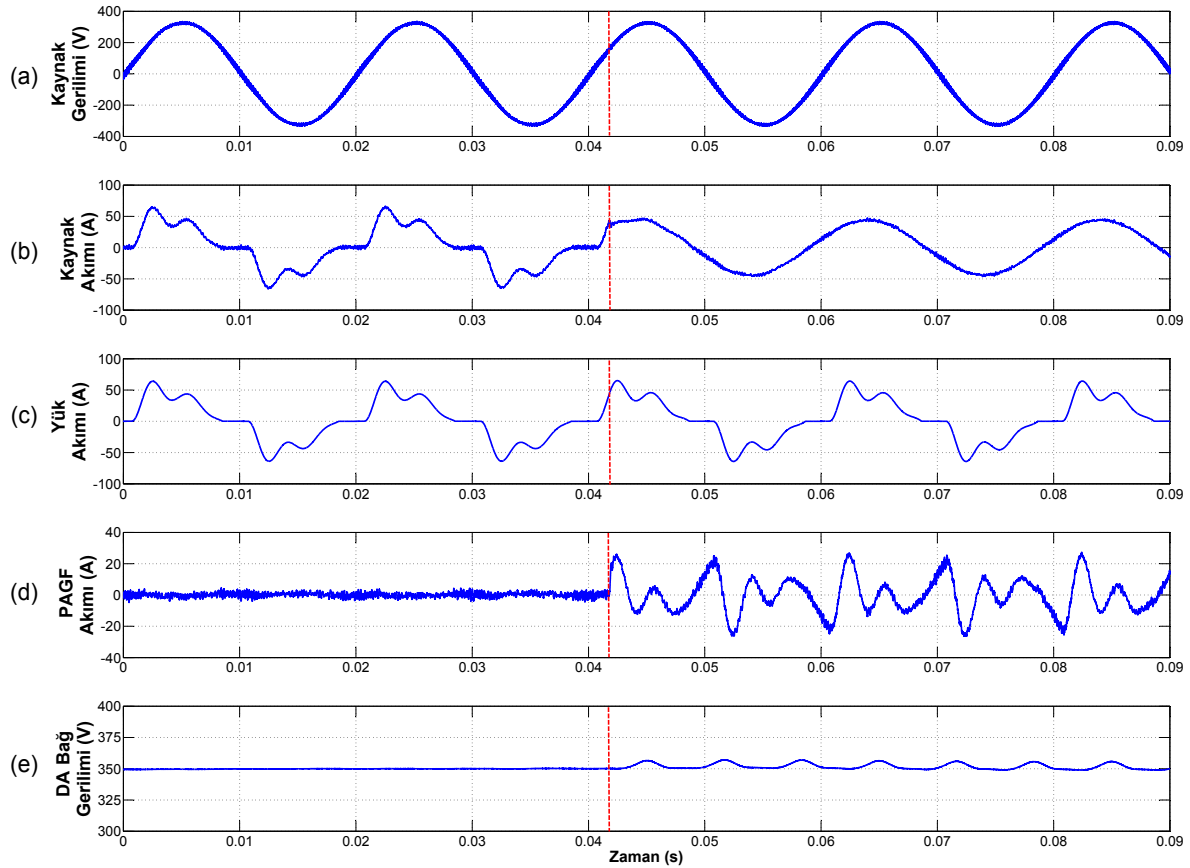
Şekil 2.41'den de görülebileceği gibi PAGF'nin harmonik kompanzasyonu için öncesinde belirtildiği gibi yük akımlarının harmonik içeriğinin analiz edilip akım referanslarının oluşturulması adına Şekil 2.18'de görülen RDFT yöntemi ve Şekil 2.24'te görülen temel doğrusal kontrol sistemi  $K_c = 10$  değeri ile birlikte kullanılmıştır. Önceki alt bölümde incelenen şebeke ve yük karakteristiği ile beraber, üretilen referans akımı ( $I_{ref}$ ) ve PAGF faz akımı Şekil 4.8'de görülmektedir.



Şekil 4.8. Benzetim Çalışması Kontrol Sistemi Akım Referans Takibi

Şekil 4.8'den anlaşılacağı gibi oluşturulan PAGF akım referansı ile üretilen PAGF akımı büyük oranda örtüşmekte olup faz ve genlik değerleri, anahtarlardan kaynaklı yüksek frekans bileşen sebebiyle oluşan dalgacıklar (ripple) ve kontrol sisteminden kaynaklı küçük durgun-hal hatası (steady-state error) dışında birbirlerine yakındır. Böylelikle PAGF akım kontrol bloğunun işlevselliği PSCAD ortamında oluşturulan model yardımıyla ortaya konulmuştur.

PAGF harmonik kompanzasyonu temel olarak DA-bağ ve harmonik akım referanslarının takibiyle ilgili olup yük tarafından şebekeden çekilen harmonik akımın anlık olarak PAGF tarafından üretilen zıt-fazlı akımla ortadan kaldırılmasına yöneliktir. PAGF harmonik kompanzasyon benzetim sonuçları, ilgili diğer sistem parametreleriyle beraber Şekil 4.9'da görülmektedir.



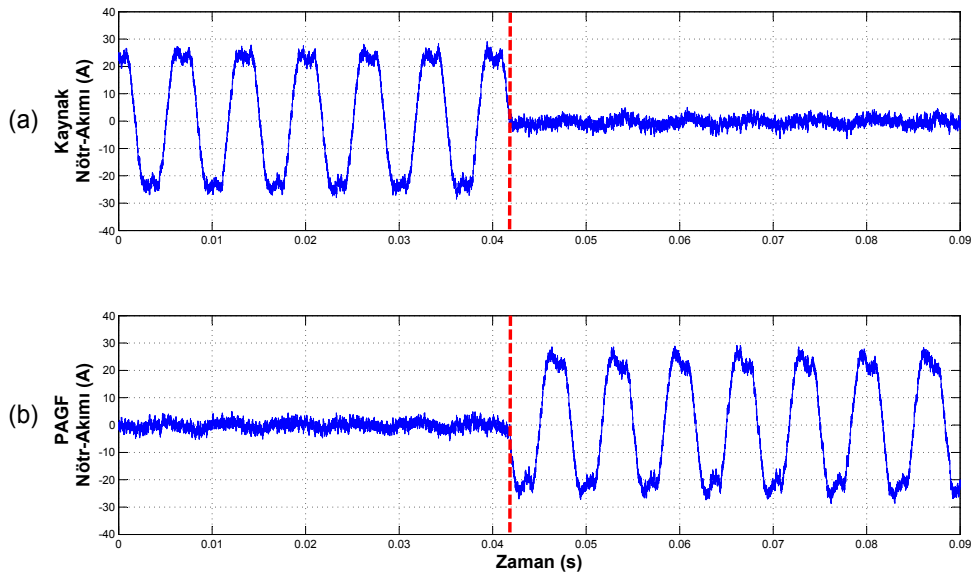
Şekil 4.9. Benzetim Çalışması Harmonik Kompanzasyon Dalga Biçimleri, (a) Kaynak Gerilimi, (b) Kaynak Akımı, (c) Yük Akımı Gerilimi (d) PAGF Akımı, (e) DA Bağ Gerilimi

Şekil 4.9'da görülen dalga-biçimleri, tek faz için PAGF'nin kesikli kırmızı çizgi ile gösterilmiş andan itibaren devreye girmesinden sonra elde edilmiştir. Kaynak geriliminde DA-bağın tutulmasından kaynaklı anahtarlama dalgacıkları harmonik kompanzasyon öncesi ve sonrasında görülmekle beraber toplam gerilim bozunumu ( $THB_v$ ) %1'in altında olup ihmal edilebilir. Kaynak akımında PAGF devreye girmeden önce toplam akım bozunumu  $THB_i$  %40 civarındayken, sonrasında %2 seviyesine düşmüş olup sistemin işlevselliği PAGF tarafından enjekte edilen kompanzasyon akı-

mından sonra saf sinüzoidal forma dönüşen kaynak akımından da anlaşılmaktadır.

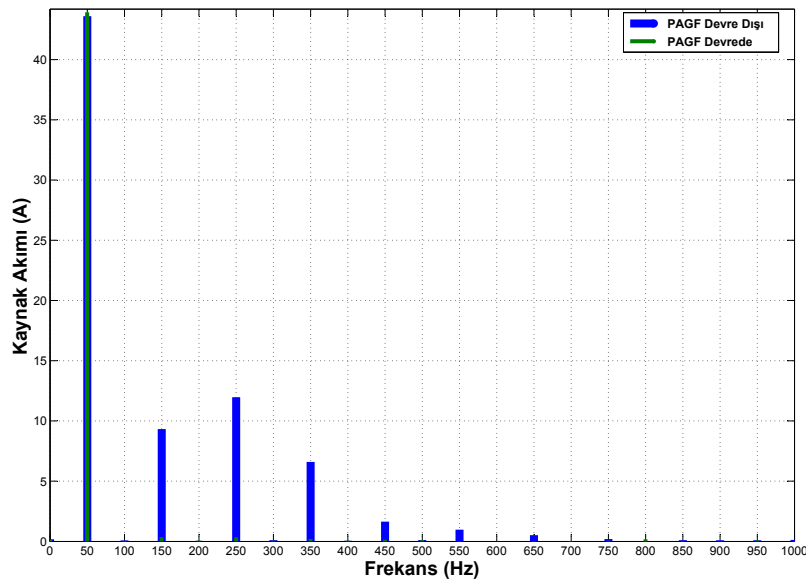
PAGF DA bağ geriliminde, kompanzasyon başladıktan sonra basılan harmonik bileşenlerle beraber baskın genlikte 150 Hz (3. harmonik) bileşen görülmektedir. Bu durum kullanılan topoloji nedeniyle 0-sekans bileşen akımların ayırık kapasitörler üzerinden paylaşılarak akması ve gerilimde negatif veya pozitif bileşenlere oranla daha büyük salınımlar yaratıyor olmasından kaynaklanmaktadır. Buna karşın 150 Hz bileşen sebebiyle orataya çıkan salınım kontrol sistemi sayesinde bastırılıp belirli bir bant içerisinde sabit bir seviyede DA bağı tutabilmiştir. Bunun yanında PAGF'nin RDFT metoduyla oluşturduğu harmonik referansların ve referans takibinin geçici-durum (transient-state) tepkisinin öncesinde bahsedildiği gibi hızlı olduğu ve sistemin durgun-hal (steady-state) performansına 20 ms'den daha kısa bir sürede kavuştuğu görülmektedir. Bu, frekans tabanlı bir yöntem olan RDFT'nin tepki süresinin PAGF'ler için yeterli olduğunu göstermektedir.

3-Faz 4-telli PAGF'ler için başka bir başarımlar kriteri olan nötr-akım regülasyonu, 0-sekans bileşenlerin üzerinden aktığı nötr iletkeninden PAGF'nin ürettiği zıt fazlı 0-sekans harmoniklerle geçen akım seviyesinin düşürülmesiyle mümkün olmaktadır. Şekil 4.9'daki dalga-biçimleri ile aynı anda alınan nötr akım dalga formu ile PAGF nötr telinde üretilen dalga biçimi Şekil 4.10'da görülmektedir.



Şekil 4.10. Benzetim Çalışması Kompanzasyon Öncesi ve Sonrası Nötr Akımları, (a) Kaynak Nötr Akımı, (b) PAGF Nötr Akımı

Şekil 4.10'dan da anlaşılacağı gibi yükün baskın 3 ve 9. harmonik bileşenleri nedeniyle nötr üzerinden 20 A etkin değerli bir akım geçmekteyken, kesikli çizgiyle gösterilen anda başlatılan harmonik kompanzasyon sonrasında bu değer yaklaşık olarak 1.75 A civarına inmektedir. Bu sayede ortaya çıkan aşırı-nötr akımı sebebiyle hem fazladan bakır kayıplarının hem de nötr iletkeninin kesitinin ihtiyaç ötesinde artmasının önüne geçilmiş olunur. Kaynak akımının kompanzasyon öncesi ve sonrasındaki zaman alanındaki karşılıkları Şekil 4.9'da incelenmiş olup ilgilenilen bant-genşliğindeki harmonik içeriğe ait kompanzasyon öncesi ve sonrasındaki spektrumu Şekil 4.11'de görüldüğü gibidir.



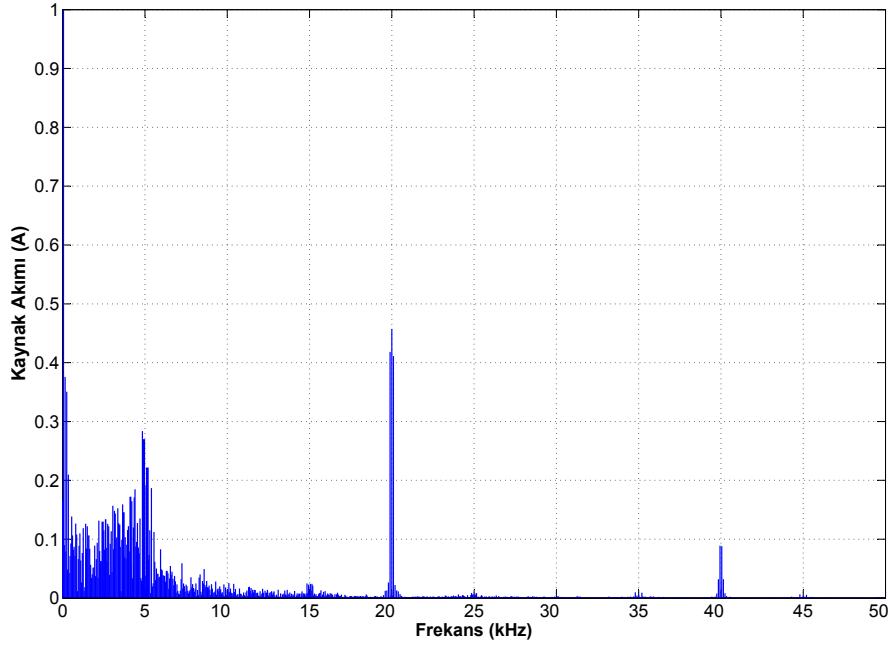
Şekil 4.11. Benzetim Çalışması Kaynak Akımı Spektrumu (50Hz-1000Hz)

Şekil 4.11'den görüldüğü gibi kaynak akımının baskın harmonik bileşenleri ana bileşen akımın %1'inden daha düşük bir seviyeye çekilmiştir. Bunun yanında ana bileşendeki küçük artış üretilen harmonik akımlarla beraber PAGF'nin aktif güç tüketiminin artışından kaynaklanmaktadır. Kompanzasyon başarımına ait veriler Çizelge 4.3'te görülmektedir.

Kaynak Akımı Harmonik Bileşenleri (A)								
Harmonik Sırası	$I_{S1}$	$I_{S3}$	$I_{S5}$	$I_{S7}$	$I_{S9}$	$I_{S11}$	$I_{S13}$	THB(%)
<b>PAGF Devre Dışı</b>	43.6	9.30	11.9	6.6	1.6	0.9	0.5	38.0
<b>PAGF Devrede</b>	44.9	0.35	0.33	0.20	0.13	0.04	0.04	1.86

Çizelge 4.3. PAGF Benzetim Çalışması Harmonik Kompanzasyon Sonuçları-1

Harmonik kompanzasyon bant-genişliğindeki performansı incelenen PAGF'nin Çizelge 4.3 ile eşzamanlı olarak alınan verilerle 50kHz'e kadar olan harmonik spektrumu, Şekil 4.12'de görüldüğü gibidir.



Şekil 4.12. Benzetim Çalışması Kaynak Akımı Spektrumu (50Hz-50000Hz)

Şekil 4.12'den de görüldüğü gibi kaynak akımında rezonans ve anahtarlama kaynaklı yüksek frekans bileşenler görülmektedir. LCL arayüz filtresinin Çizelge 3.1'deki değerler kullanılarak Eşitlik (2.50)'ye göre rezonans frekansı 4.6Khz olup şebeke empedansı ile beraber küçük değişimler gösterebilmektedir. Bu sebeple PAGF'nin rezonans frekans aralığında var olan harmonik içeriği yükselmesine sebep olduğu söylenebilir. Bunun yanında 20kHz ve katlarının komşuluğunda görülen bileşenler 20kHz'lik temel anahtarlama frekansı ile PAGF'nin harmonik kompanzasyon esnasında ürettiği harmoniklerin ve rezonans frekansının etkisiyle ortaya çıkan modülasyondan ileri gelmekte olup yük veya PAGF anma değerleri ile karşılaştırıldığında önemsiz hale gelmektedirler. Bu durum özellikle LCL arayüz filtresinin kullanımından ötürü DA bağ anahtarlama kaynaklı yüksek genlikli anahtarlama bileşenlerinin kaynak tarafına fazla yansıtılmaksızın bastırılmış olmasından kaynaklanmaktadır. Bu sayede akım ve gerilim bozunumu ( $\%THB_i = 1.8$ ,  $\%THB_v = 0.74$ ) ihmal edilebilecek seviyelere çekilmiş olup PAGF'nin ilgili harmonik bozunum limitleri dahilinde çalışmasına olanak sağlamıştır.



PAGF benzetim çalışmasında, hem farklı harmonik akım seviyelerine sahip yüklerdeki kompanzasyon performanslarını gözlemlemek hem de gerçekleştirim çalışmasında kullanılan kompanzasyon sonuçları ile bir karşılaştırma yapmak adına Çizelge 4.4'te görülen değerlerdeki değişkenleri içeren yük modeli ile alınan kompanzasyon öncesi ve sonrasındaki sonuçlar Çizelge 4.5'te listelenmiştir.

Yük Bileşenleri	Değer
Giriş Reaktörü ( $L_y$ )	1.5mH
Yük Direnci ( $R_{Y1}, R_{Y2}, R_{Y3}$ )	28Ω
Yük Kapasitörü ( $C_{Y1}, C_{Y2}, C_{Y3}$ )	100μF

Çizelge 4.4. Benzetim Çalışması Yük Bileşen Değerleri-2

Harmonik Sırası	Kaynak Akımı Harmonik Bileşenleri (A)							THB(%)
	$I_{S1}$	$I_{S3}$	$I_{S5}$	$I_{S7}$	$I_{S9}$	$I_{S11}$	$I_{S13}$	
PAGF Devre Dışı	12.0	3.40	2.6	0.72	1.27	1.37	0.7	39.3
PAGF Devrede	12.9	0.13	0.03	0.03	0.04	0.04	0.06	2.36

Çizelge 4.5. PAGF Benzetim Çalışması Harmonik Kompanzasyon Sonuçları-2

### 4.3 Özet

Bu bölümde benzetim çalışmalarına yer verilen gerilim kaynaklı evirgeç tabanlı 3-Faz 4-Telli PAGF'nin Bölüm 2 ve 3'te teorik analizi ile tasarım çalışmaları yapılan temel fonksiyonel blokları ve güç katı elemanlarıyla entegrasyonu yapılmış, şebeke ve yük modelleri oluşturulup sistemin benzetim modeli üzerinden bir bütün olarak çalışırılığı test edilmiştir. Sistem başarımları için öncelikle DA bağ ve akım kontrol bloklarının çıktıları incelenmiş ve referans gerilim-akım değerlerinin kontrol sistemi tarafından beklenildiği gibi takibinin yapıldığı görülmüştür. Bu aşamadan sonra modeli oluşturulan şebeke ve yük bileşenleri ile PAGF'nin harmonik kompanzasyon başarımları incelenip, geçici ve durgun hal tepkileri ile bu esnadaki sistem akım-gerilim dalga biçimleri analiz edilmiştir. PAGF'nin harmonik kompanzasyon ve nötr akım regülasyon başarımları grafik araçlar ve nümerik verilerle doğrulanmış kompanzasyon öncesi ve sonrasındaki sistemin harmonik içeriği frekans ve zaman alanında karşılaştırılmıştır. Operasyon bant-genişliği ve tüm spektrum dahilinde harmonik içerik incelenmiş olup ortaya çıkan yüksek frekans bileşenlerin sebepleri ortaya konmuştur. Sonuç olarak sistemin benzetim modeli dahilinde IEEE-519 harmonik bozunum

limitlerini aşan doğrusal olmayan yükü bu limitleri sağlayacak biçimde kompanze ettiği görülüp kompanzasyon başarımı doğrulanmıştır. Bunun yanında farklı harmonik akım seviyelerine ve gerçekleştirim çalışmasında kullanılacak olan yük bileşenlerine yakın değerlere sahip bir yük modelinin de kompanzasyon sonuçları karşılaştırma yapabilmek adına alınmıştır. İlerleyen bölümde sistem gerçekleştirim aşamasına dair detaylar verilip sistem başarımı deneysel verilerle doğrulanmaya çalışılacaktır.

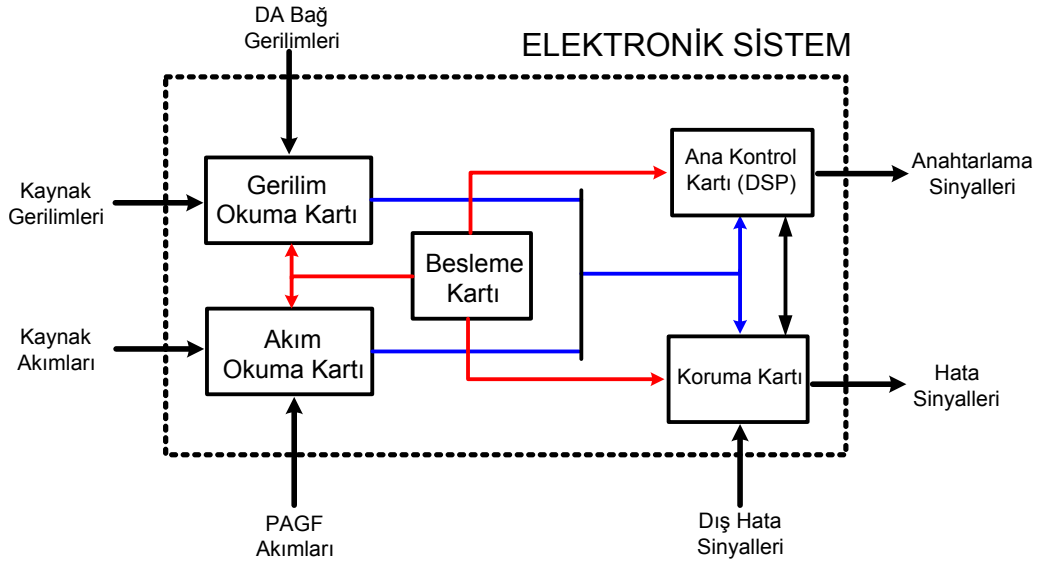
## 5. PAGF GERÇEKLEŞTİRİM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde, teorik analiz, tasarım ve benzetim çalışmaları yapılmış olan PAGF'nin gerçel sistem bileşenlerine dair detaylar aktarılıp, sistem işlevselliği bir test düzeneği yardımıyla incelenecektir. PAGF test düzeneğine ait temel birimler elektronik sistem, güç katı, elektriksel koruma elemanları ve yük düzeneğinden oluşmaktadır. İlerleyen alt bölümlerde bu birimlere dair detaylar verilecektir.

### 5.1 PAGF Donanım Entegrasyonu

#### 5.1.1 Elektronik Sistem

PAGF elektronik sistemi, sistem akım-gerilim bilgilerinin belirli elektronik arayüz devreleri yardımıyla ana kontrol birimine (DSP) aktarılıp burada işleyen kontrol algoritması yardımıyla gerekli anahtarlama sinyallerinin üretilmesi ve sistem değişkenlerinin belirlenen sınırlar dışına çıktığı takdirde üretilcek hata sinyalleri ile sistemi güvenli biçimde devreden çıkarılmasına yönelik koruma fonksiyonlarını yerine getirmektedir. Bu işlevler için tasarlanan elektronik sistemin genel görünümü Şekil 5.1'de görüldüğü gibidir.



Şekil 5.1. PAGF Elektronik Sistem Blok Diyagramı

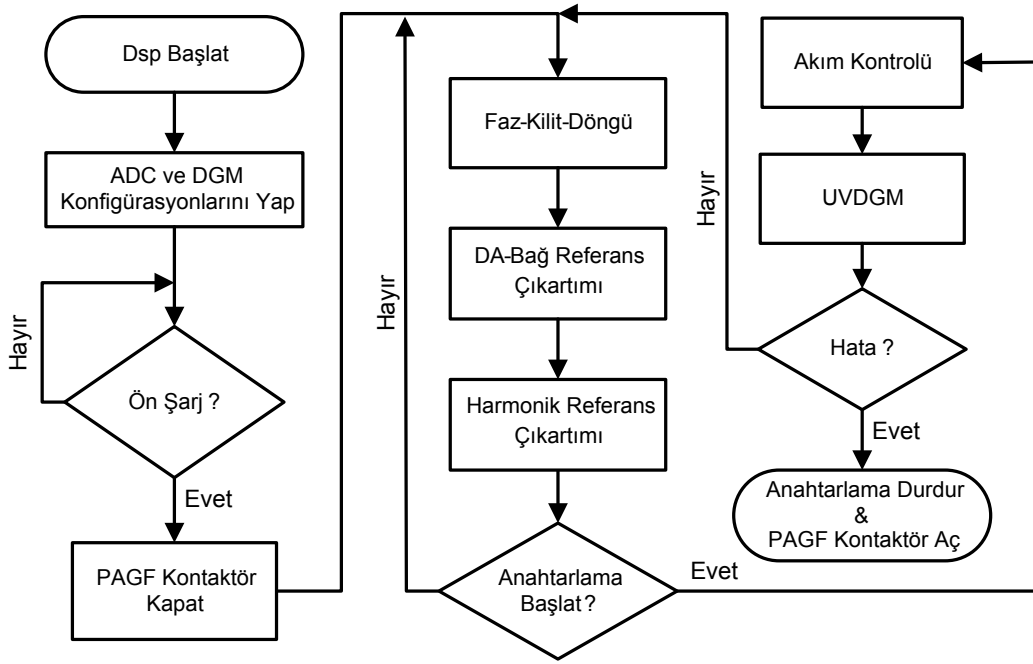
Şekil 5.1'de görülen elektronik alt birimlerden, *Gerilim Okuma Kartı* şebeke gerilimlerinin ve PAGF DA bağ gerilim sinyallerinin sisteme alınması adına şebeke gerilimleri için 230V/57V çevrim oranlı bir trafodan sonra kullanılan Hall-etkili sensörler (Hall-effect sensor) yardımıyla kullanılmıştır. Hall etkili sensörler hem AA ve DA sinyal

izole ölçümü için kullanılabilirlerinden, hem de yüksek bant-genişliklerinden ötürü tercih edilmektedirler. Bunun yanında sensör çıkışlarındaki ilgili sinyallerin DSP giriş seviyesine indirgenmesi için gerekli sinyal koşullandırma devreleri de bu kart üzerinde yer almaktadır. *Akım Okuma Kartı* ise kaynak ve PAGF akımlarının 3000/1'lik akım trafoları yardımıyla alındıktan sonra standart sinyal koşullandırma devreleriyle DSP kartına aktarımını sağlamaktadır. *Besleme Kartı*'yla sistemde yer alan tüm elektronik birimlerin analog sinyal koşullandırma ve sayısal mantık devrelerinin ihtiyaç duyduğu gerilim seviyelerinin ( $\pm 15V$ ,  $+5V$ ) izole DA-DA çeviriciler yardımıyla elde edilmektedir. *Koruma Kartı* ise PAGF akım ve DA bağ gerilimlerinin belirlenen seviyeleri aşmaları durumunda analog karşılaştırıcılarla (comparators) hızlı biçimde hata sinyal çıkışlarını DSP'ye iletip sistemin güvenli biçimde devreden çıkarılmasını ve anahtarlama durumunun durdurulmasını sağlamaktadır. Buna ek olarak 3.Bölümde bahsedilen IGBT sürücüleri yardımıyla üretilen harici hata sinyalleri (Kısa Devre, Besleme Hataları) de bu kart üzerinden DSP'ye aktarılıp sistemin hata durumunda durdurulmasını sağlamaktadır.

*Ana Kontrol Kartı* ise sistem akım-gerilim değişkenlerinin tamamının giriş yaptığı, sistem kontrol algoritmasının üzerinde çalışarak nihai anahtarlama sinyallerinin üretilmesini sağlayıp toplamda 11 adet analog akım-gerilim değişkeninin gerçek zamanlı biçimde alınarak; referans çıkartım, kontrol döngüleri ve anahtarlama sinyallerinin üretilmesi gibi işlemleri gerçekleştirmektedir. Ana kontrol kartında işlem yükü ve performans ihtiyaçlarından kaynaklı özellikle güç elektroniği uygulamalarında sahip olduğu özellikler nedeniyle tercih edilen Texas Instruments (TI) firmasının *TMS320F28335* sayısal sinyal kontrolcüsünde karar kılınmıştır [56]. Kullanılan sayısal sinyal işleyicisinin başlıca özellikleri aşağıdaki gibidir.

- 32-bit 150 MHz CPU (6.67ns Çevrim Hızı),
- 12 bit, 16 Kanal , 12.5 MS/s (maksimum) İkili (Dual) ADC
- Donanımsal Ondalıklı İşlem Birimi (Floating Point Unit)
- 58+8 Dahili ve Harici Kesme (interrupt)
- 3 Genel Amaçlı 32 Bit Zamanlayıcı
- 18 Kanal, 16-Bit Çözünürlüklü DGM (PWM) Modülü

Kullanılan DSP yukarıda listelenen birçok özelliği ve çevresel birimi üzerinde barındırıyor olmasından kaynaklı donanım tasarımını kolaylaştırıp, PAGF prototipinin oluşturulmasında kullanılmıştır. Örneklem periyotları DGM (PWM) modülü tarafından üretilen başlatma sinyalleriyle (start-of-conversion) senkronize edilerek, örneklem frekansı (sampling frequency) 20 kHz seçilmiştir. Bu örneklem frekansına karşılık gelen  $50\mu s$ 'lik periyotta Şekil 2.41'de görülen sistem akım-gerilim değişkenleri sırasıyla örneklenip, kontrol bloğu içerisinde yer alan hesaplamalar yapılmış ve son olarak bulunan anahtarlama süreleri Şekil 2.34'teki şema kullanılarak DSP'nin her faza karşılık gelen DGM (PWM) modülünün karşılaştırma yazmaçlarına (compare-registers) işlenmiştir. Bu sayede her örneklem periyodunda DGM modül girişleri güncellenip hesaplamalar neticesinde oluşturulan akım referanslarına karşılık gelen anahtarlama dalga-biçimleri oluşturulmuştur. Ana kontrol kartı üzerinde bulunan DSP'nin kod akış şeması Şekil 5.2'de görüldüğü gibidir.



Şekil 5.2. DSP Akış Diyagramı

Şekil 5.2'de görülen akış şemasında DSP başlatıldıktan sonra, örneklem ve anahtarlama frekansları için gerekli ADC ve DGM konfigürasyonları yapılmıştır. Sonrasında PAGF'nin şebeke bağlantısı yapılan kontaktörü ön-şarj seviye kontrolünün ardından DSP ya da kullanıcı tarafından verilen komutla kapatılarak IGBT anahtarlama yapılmakısızın FKD ve referans çıkartım bloklarının bulunduğu kod kısmına girilmektedir. Referans çıkartım bloklarının anahtarlama öncesinde kullanılmasının

sebebi sistemin geçici tepkisinin oturması esnasında meydana gelebilecek aşmalardan (overshoot) kaçınılmak istenmesidir. PAGF'nin anahtarlama başlama komutu kullanıcı tarafından verildiğinde, sırasıyla DA- bağ ve harmonik kompanzasyon referanslarının takibi adına akım kontrol bloğuna girilmektedir. Akım kontrol bloğun çıktısı olan hata sinyalleri UVDGM yöntemi kullanılarak nihai ateşleme sinyallerini oluşturmaktadır. Anahtarlama sinyalleri analog elektronik sistemden, IGBT sürücülerinden ya da DSP tarafından yapılan sayısal kontrol nedeniyle bir hata oluşturulmadığı durumda her ADC periyodunda sürekli olarak başa dönerek sonsuz bir döngü dahilinde çalışmasını devam ettirmektedir. Elektronik sistemin ve IGBT'lerin ürettiği analog hataların yanında, DSP ile alınan PAGF akım-gerilim değişkenleri belirlenen anlık maksimum değerleri aştığı takdirde DSP tarafından hata sinyali üretilip sistem ayrıca durdurulabilmektedir. Hata durumunda öncelikle anahtarlama kesilip, PAGF şebeke bağlantısının yapıldığı kontaktöre açma sinyali gönderilmektedir.

Bileşenlerine dair açıklamalara yer verilen PAGF elektronik sistemi fiziksel olarak bir anakart üzerine raf (rack) biçiminde yerleştirilmiş baskı devre kartlarından oluşup Şekil 5.3'te görülmektedir.

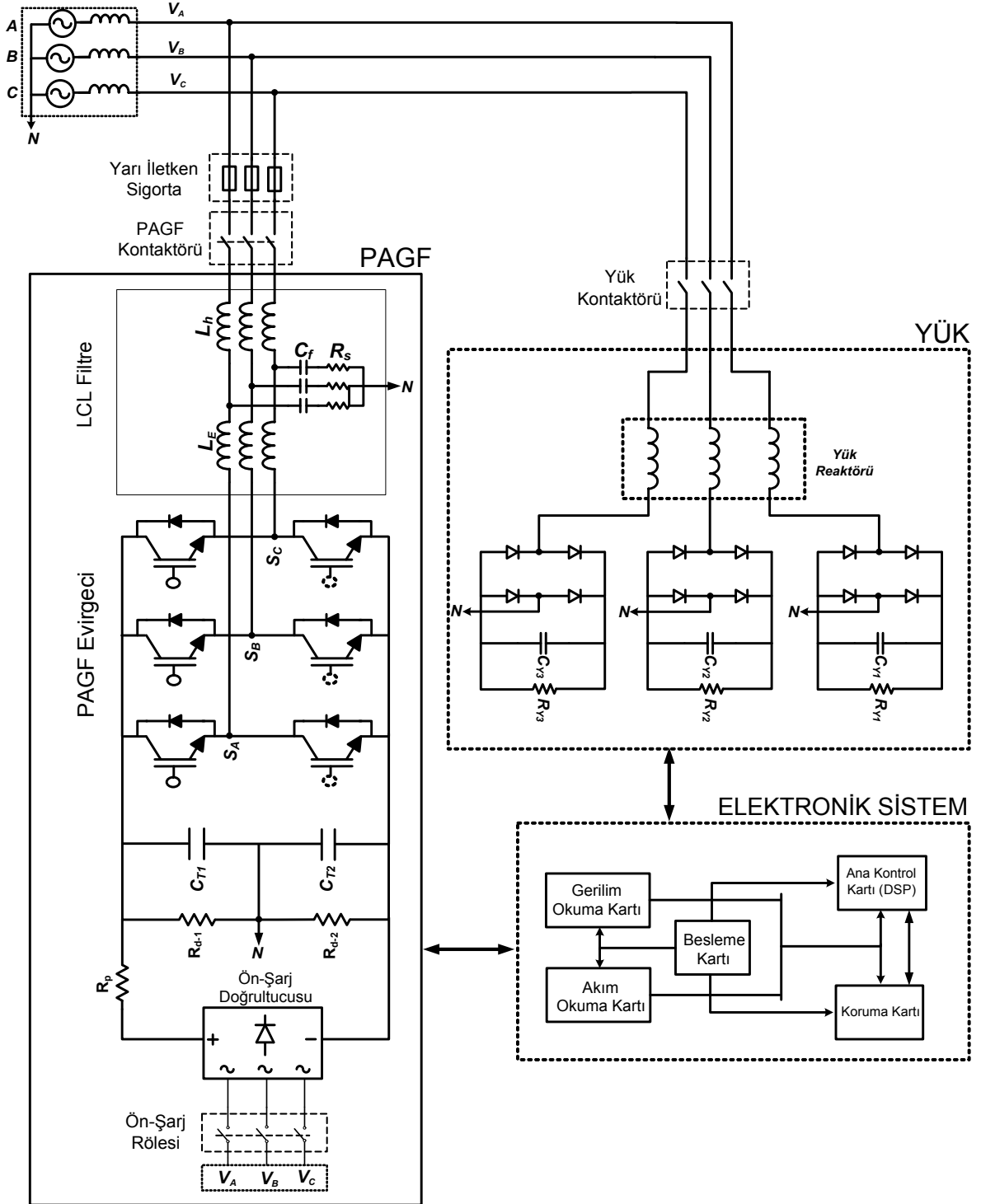


- 1 - Ana Kontrol Kartı
- 2 - Gerilim Okuma Kartı
- 3 - Akım Okuma Kartı
- 4 - Besleme Kartı
- 5 - Koruma Kartı

Şekil 5.3. PAGF Elektronik Kart Rafı

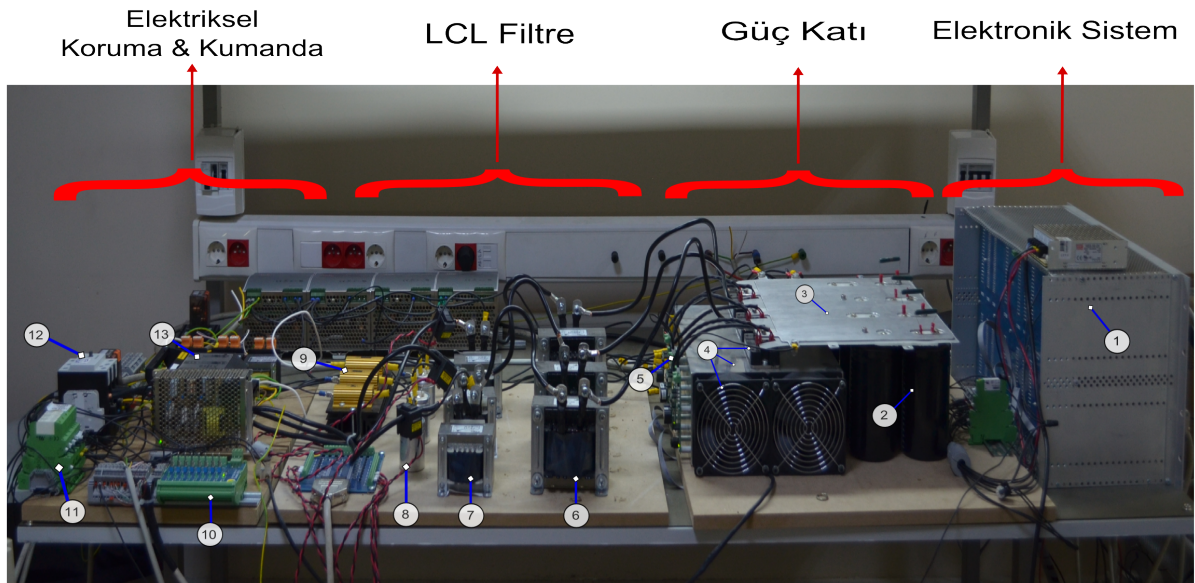
## 5.1.2 Güç Katı Bileşenleri

Bölüm 3'te ön tasarım çalışması yapılan PAGF güç katı bileşenlerinin, donanımsal detayları ve diğer PAGF bileşenleri ile son durumda ortaya çıkan elektriksel şeması Şekil 5.4'te verilmiştir.



Şekil 5.4. PAGF Test Düzeneği Şematik Gösterim

Şekil 5.4'te görüldüğü gibi PAGF şebeke bağlantısı bir yarı-iletken sigorta (protistor) ve devamındaki kontaktör yardımıyla yapılmıştır. Yarı iletken sigorta hata durumlarında oluşabilecek aşırı akımlardan özellikle IGBT'leri korumak adına temin edilmiş olup tepki süreleri standart sigorta veya şalterlere oranla çok daha kısadır. Devamında kullanılan kontaktör ise PAGF'nin devreye alınıp çıkarılmasını sağlayan ve elektronik sistemin tarafından optik izolasyonlu çıkışlarla sürülen bir röle grubuyla kontrol edilmektedir. Bezer bir kontaktör yük grubu içinde kullanılmış olup yükün devreye alınıp çıkarılma işlemi bu sayede yapılabilmektedir. Öncesinde değinilen ön-şarj işlemi içinse kontaktör yerine düşük akım anma değerli 3-kontaklı standart bir röle tercih edilmiş olup, röle kontak girişleri faz gerilimlerine çıkışları ise standart bir köprü doğrultucuya bağlanmıştır. Diyot doğrultucunun çıkışları DA bağa bir direnç ( $R_p = 470\Omega$ ) yardımıyla bağlanmış olup ön şarj esnasında bu direnç yardımıyla DA bağ kapasitörleri şarj edilmekte ve ön şarj işlemi sonrasında elektronik sistem tarafından ön-şarj rölesine gönderilen komutla köprü diyot girişlerinin faz bağlantıları kesilip ön-şarj devresinin işlevi sonlandırılmaktadır. Son durumda oluşturulan PAGF test düzeneği bileşenleri Şekil 5.5'te görülmektedir.



- |                              |  |                           |
|------------------------------|--|---------------------------|
| 1 - Elektronik Kart Rafı     | 6 - LCL Filtre Reaktörleri ( $L_e$ )   | 11 - Röle Grubu           |
| 2 - DA Bağ Kapasitörleri     | 7 - LCL Filtre Reaktörleri ( $L_h$ )   | 12 - PAGF Kontaktörü      |
| 3 - Lamine Bara              | 8 - LCL Filtre Kapasitörleri ( $C_f$ ) | 13 - Yarı İletken Sigorta |
| 4 - IGBT, Soğutucu ve Fanlar | 9 - LCL Filtre Dirençleri ( $R_s$ )    |                           |
| 5 - IGBT Sürücüleri          | 10 - Röle Kumanda Anahtarları          |                           |

Şekil 5.5. PAGF Test Düzeneği Fotoğrafı



## 5.2 PAGF Deneysel Sonuçlar

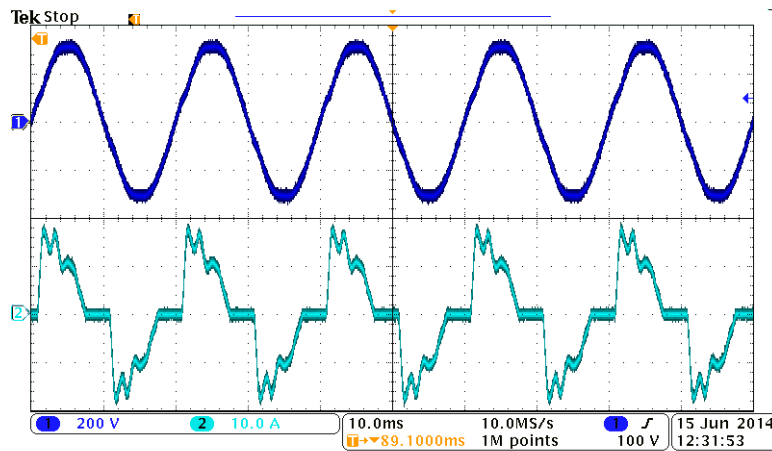
Bu bölümde; teorik analizi, donanım tasarımı ve entegrasyonu yapılmış olan PAGF'nin deneysel verilerle gerçekleştirim sonuçlarına ve başarım analizine yer verilecektir. Bu bölümde incelenen dalga biçimleri ve sistem parametreleri sayısal osiloskop (Tektronix-DPO3034), akım-gerilim probları (Tektronix TCP0150 Current Probe -Pintek DP100 HV Differential Voltage Probe) ve güç kalitesi analizörü (Chauvin Arnoux-8335) yardımıyla alınmış olup veri analizi MATLAB ortamında yapılmıştır.

Bölüm 4'te benzetim çalışması yapılan PAGF'nin test düzeneğinde PAGF'ye ait sistem bileşen ve sistem bileşen değerleri aynı kalmakla birlikte, test düzeneğinin kurulu olduğu laboratuvarın elektriksel alt yapı koşulları nedeniyle maksimum yük parametreleri izelge 5.1'deki gibi belirlenmiştir.

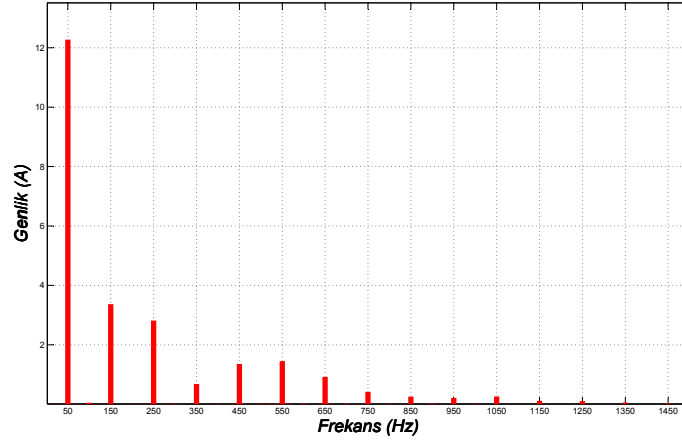
Yük Bileşenleri	Değer
Giriş Reaktörü ( $L_y$ )	1.5mH
Yük Direnci ( $R_{Y1}, R_{Y2}, R_{Y1}$ )	28 $\Omega$
Yük Kapasitörü ( $C_{Y1}, C_{Y2}, C_{Y1}$ )	100 $\mu F$

Çizelge 5.1. Test Düzeneği Yük Bileşen Değerleri

Çizelge 5.1'de görülen değerler ile oluşturulan yükün gücü 5.8KW ve THB değeri %40 olup, faz akım gerilim dalga biçimleri ile akım-harmonik spektrumu sırasıyla Şekil 5.6 ile Şekil 5.7'de görülmektedir.

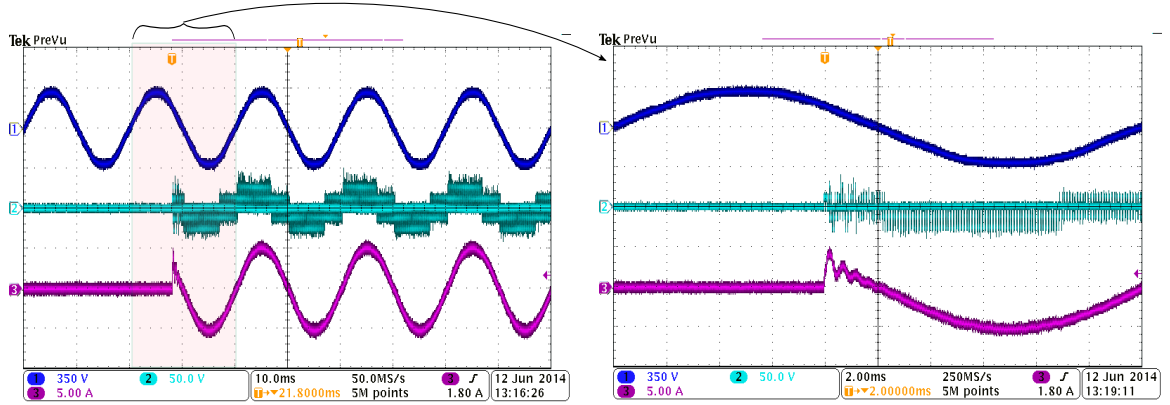


Şekil 5.6. Yük Akım Gerilim Dalga Biçimleri, (1): Yük Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (2): Yük Faz Akımı ( $I_{ya}$ )



Şekil 5.7. Yük Akımı Harmonik Spektrumu

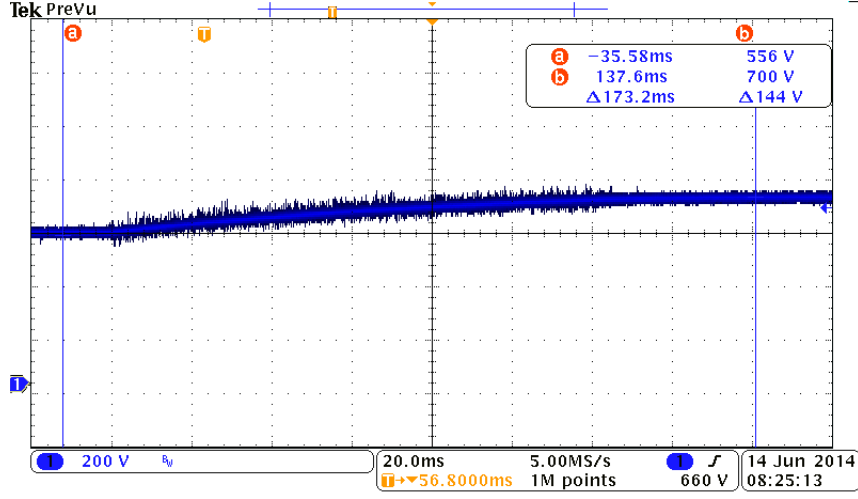
PAGF harmonik kompanzasyon sonuçlarına değinmeden önce kontrol sisteminin FKD, RDFT, referans takip başarımı ve geçici hal tepkisini test etmek adına PAGF test düzeneği ile faz-gerilimine senkron üretilen bir faz akım bileşeni oluşturulmaya çalışılmıştır. Dışarıdan bağlanan bir DA kaynak yardımıyla düşük bir DA bağ geriliminde ( $V_{DA-1} = V_{DA-2} = 20 V$ ), PAGF çıkış kontaktörünün şebeke bağlantısı kesilip, faz çıkışları kısa devre yapılarak alınan sonuçlar Şekil 5.8'de görülmektedir.



Şekil 5.8. PAGF FKD ve Geçici Hal Akım Referans Takip Başarımı  
(1): Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (2): Faz Anahtarlaması ( $S_{an}$ ), (3): Faz Akımı ( $I_{Fa}$ )

Şekil 5.8'den görülebileceği gibi PAGF evirgeci tarafından test amaçlı faz gerilimine senkron biçimde üretilen 5A büyüklüğünde referans akım ( $I_{Fa}$ ) anahtarlama başlangıcı andan itibaren 2ms'lik bir zaman aralığında tepkisini oturtmuştur. Bu sayede eş zamanlı biçimde hem FKD hem de RDFT tarafından çıkartımı yapılan gerilim faz bilgisinin doğruluğu ile akım kontrolcüsünün işlevselliğini ortaya konmaktadır.

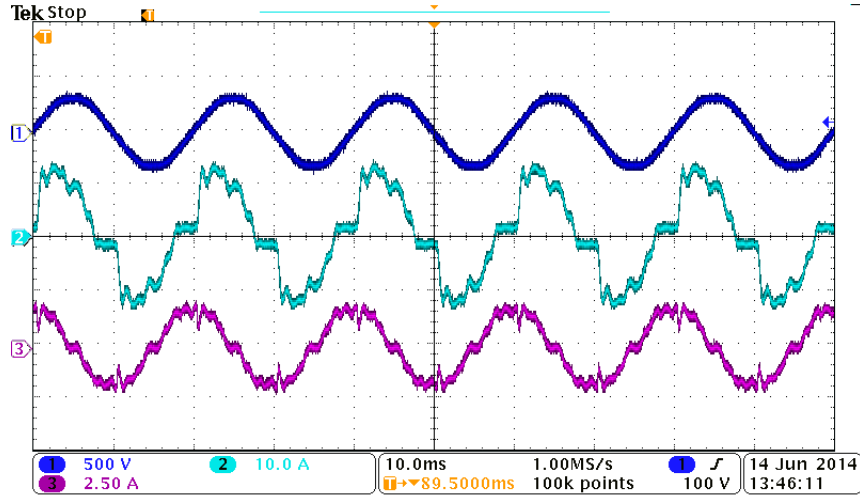
PAGF DA bağ gerilim kontrolü PAGF devreye alınıp ön-şarj aşaması tamamlandıktan sonra yapılmakta olup 700V'luk gerilim referansının takibi anahtarlamaların başlatıldığı andan itibaren Şekil 5.9'daki gibi gerçekleşmiştir.



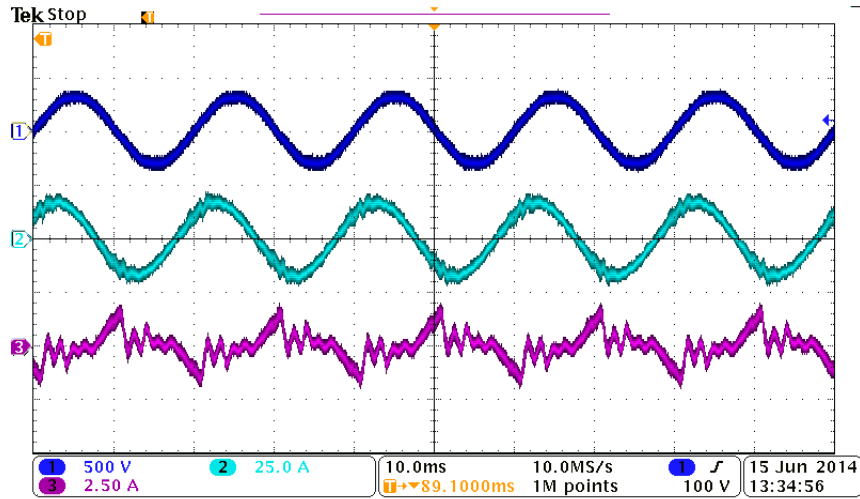
Şekil 5.9. DA Bağ Gerilim Kontrolü ( $V_{DA1} - V_{DA2}$ )

Şekil 5.9'da görüldüğü gibi ön-şarj işlemi ile şebeke gerilim tepesine şarj edilen DA bağ evirgeç anahtarlamalarının başlamasının ardından yaklaşık 130ms sonra 700V'luk referans değerine ulaşmıştır. PAGF evirgeci tarafından üretilen DA bağ akım referansı ile gerilim kontrolü sağlanmış olup, geçici hal aralığından çıkıldıktan sonra gerilim dalgacığı azalmış ve de kararlı biçimde 700V seviyesi yakalanmıştır. Bunun yanında sayısal ortamda işletilen DA bağ kontrolcüsünün PI bloğunun çıkış değerleri sınırlanarak sistemde bir aşma gerilim oluşmasına mani olunmuş ve anahtarlama elemanlarının bu sebeple zarar görmesi engellenmiştir. DA bağ referans oturma süresinin sistem geçici hal tepkisinden yavaş olmasının sebebi Şekil 2.19'da görülen kontrol şemasında DA bağ değerinin düşük kesme frekanslı ( $f_c = 15Hz$ ) bir DGF ile filtrelenmesi ve kullanılan yüksek sızgılı DA bağ kapasitörlerinden ileri gelmekte olup sistem kararlılığı açısından herhangi bir dezavantaj oluşturmamaktadır.

Gelinen aşamada PAGF kontrol bloklarının işlevselliği oluşturulan test düzeneği üzerinde sınanmış olup son aşamada gerçekleşen PAGF harmonik kompanzasyon başarımını incelemek adına, PAGF kontaktörünün kapatıldığı ve ardından harmonik kompanzasyonun başlatıldığı esnada alınan dalga biçimleri sırasıyla Şekil 5.10 ve Şekil 5.11'de görülmektedir.



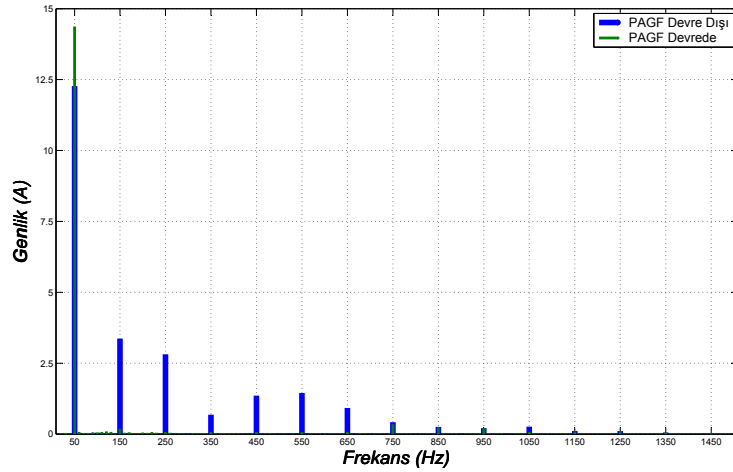
Şekil 5.10. Anahtarlama Öncesi Kaynak-PAGF Faz Gerilim ve Akımları, (1): Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (2): Kaynak Faz Akımı ( $I_{sa}$ ), (3): PAGF Faz Akımı ( $I_{Fa}$ )



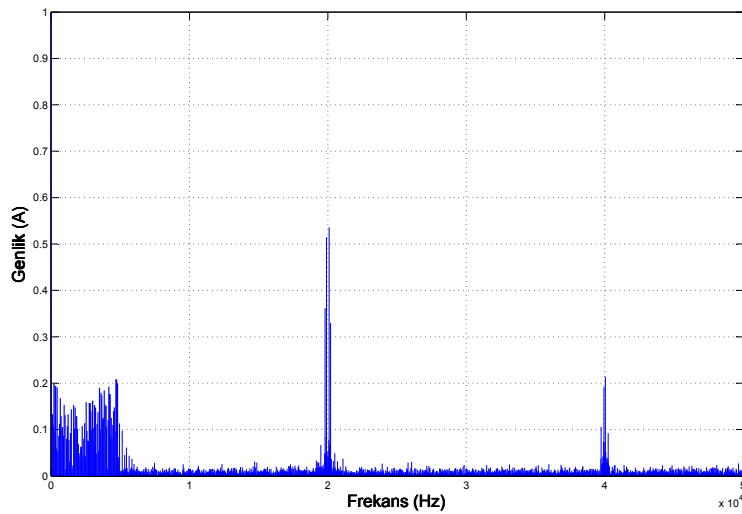
Şekil 5.11. PAGF Harmonik Kompansasyon Kaynak-PAGF Faz Gerilim ve Akımları (1): Faz Gerilimi ( $V_a$ ), (2): Kaynak Akımı ( $I_{sa}$ ), (3): PAGF Akımı ( $I_{Fa}$ )

Şekil 5.10'da görüldüğü gibi PAGF şebeke kontaktörü yardımıyla devreye alınıp anahtarlama başlamaksızın elde edilen dalga biçimlerinde PAGF akımının LCL filtre kapasitöründen ( $C_f = 20\mu F$ ) kaynaklı 1.4A etkin değerli kapasitif bir akım çektiği ve bu akım sebebiyle, kaynak tarafında yük akım bileşenine ek bir akıma sebep olmaktadır. Şekil 5.6'da görülen yük akımı ile karşılaştırıldığında bu etki görülmektedir. Bunun yanında şebeke geriliminde var olan baskın 5. gerilim harmoniği ( $\approx \%2$ ) sebebiyle PAGF akımında bu ana bileşen yanında 5. harmonik içeren bir akım bileşeni ( $\approx \%10$ ) bulunmaktadır.

Şekil 5.11'de görüldüğü gibi PAGF anahtarlamaları başlatılıp harmonik kompanzasyon komutu DSP tarafından verildikten sonra Şekil 5.10'da görülen dalga biçimine sahip kaynak akımı sinüzoidal bir form kazanıp harmonikler büyük oranda süzülüp kompanzasyon öncesindeki bozunum seviyesi (THB) %40 civarındayken kompanzasyon sonrasında bu değer %4 civarına indirgenmiştir. Aynı esnada yüksek frekans anahtarlama kaynaklı akım dalgacığı faz gerilimine yansıyor gerilim bozunumunu arttırmış olsa dahi, bu bozunum değeri ihmal edilebilecek seviyededir. PAGF'nin operasyon bantgenişliğindeki kaynak akım spektrumu kompanzasyon öncesi ve sonrasında Şekil 5.12'de görülürken 50kHz'e kadar olan spektrum Şekil 5.13'de görülmektedir.



Şekil 5.12. Kaynak Akımı Spektrumları(50Hz-1500Hz)



Şekil 5.13. Kaynak Akımı Spektrumu (50Hz-50000Hz)

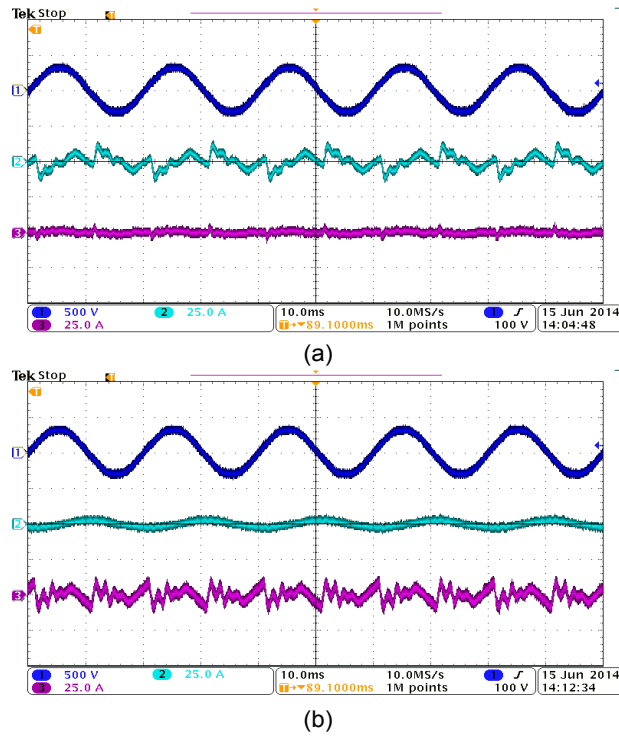
Şekil 5.12’de görüldüğü gibi PAGF kaynak akımında yer alan baskın harmonikleri büyük oranda süzmekle birlikte yükselen harmonik sırası ve düşen harmonik genliğiyle beraber, performansı görece olarak düşmektedir. Bunun muhtemel sebepleri, akım trafoları ve elektronik sistemin kaynaklanan okuma hataları ile kontrol döngüsündeki zaman gecikmeleri (time-delay) ve nümerik hassasiyet sınırlarıdır. Ana bileşendeki (50Hz) artış ise PAGF evirgecinin kayıplarından kaynaklanmakta olup belirlenen yük ve PAGF koşullarında yaklaşık 1.6kW olarak gerçekleşmiştir. Bu değer in ön tasarım çalışmasında belirlenen değerle (1.5kW) yaklaşık olarak örtüştüğü söylenebilir. Bunun yanında Şekil 5.13’ten görüldüğü gibi kaynak akımı beklenildiği gibi temel anahtarlama frekansı (20kHz) ve katları ile LCL filtre rezonans frekansında (4.6kHz) bileşenler içermesine karşın ihmal edilebilecek büyüklüklerde olup akım dalgacığının büyük oranda elendiği görülmüştür. Benzetim çalışmasındaki sonuç oranla rezonans frekansı civarında görülen harmonik içeriğinin düşük olmasının sebebi akım kontrol döngüsünde kullanılan oransal katsayının ( $K_c$ ) düşük tutulmasıdır. Bunun temel sebebi uygulamada karşılaşılan zaman gecikmelerinin sistemin faz payını azaltması ve elektronik sistemden kaynaklanan rasgele gürültünün (random-noise) bu katsayıyla artış gösterip sayısal kontrolcünün kararlılığına olumsuz yönde etki yapmasıdır. Bu sebeple gerçel sistemde oluşan salınımlar ileri aşamada sistem kararlılığının tamamen yitirilmesine sebep olmaktadır. Bu durumdan kaçınmak adına oransal katsayı sistem harmonik kompanzasyon ihtiyaçlarını karşılayacak minimum bir değerde ( $K_c = 7$ ) tutulmuştur. Bunların yanında belirlenen anahtarlama ve örnekleme frekansının sistem performansına ve kararlılığına önemli biçimde etkileyip, örnekleme frekansının arttığı durumlarda PAGF’nin daha iyi kompanzasyon performansı sağlıyor olduğu görülmüştür. Buna karşın kullanılan DSP’nin özellikle RDFT yönteminin getirdiği işlem yükünden kaynaklı döngü sürelerini aşması nedeniyle yüksek örnekleme hızlarına çıkılamamıştır. Son durumda belirtilen yük parametreleri ile kompanzasyon sonuçlarına ait veriler Çizelge 5.2’de listelenmiştir.

	<b>Kaynak Akımı Harmonik Bileşenleri (A)</b>							
<b>Harmonik Sırası</b>	$I_{S1}$	$I_{S3}$	$I_{S5}$	$I_{S7}$	$I_{S9}$	$I_{S11}$	$I_{S13}$	<b>THB(%)</b>
<b>PAGF Devre Dışı</b>	12.2	3.30	2.7	0.7	1.3	1.4	0.8	39.6
<b>PAGF Devrede</b>	14.4	0.19	0.07	0.07	0.07	0.07	0.08	3.81

Çizelge 5.2. PAGF Harmonik Kompanzasyon Sonuçları

Analizi yapılan harmonik kompanzasyon sonuçlarının yanında 3-Faz 4-Telli PAGF’nin

nötr akım regülasyon performansı verili yük koşullarında Şekil 5.14'te görüldüğü gibi gerçekleşmiştir.



Şekil 5.14. PAGF Nötr Akım Regülasyonu, (a) Kompanzasyon Öncesi Kaynak-PAGF Faz Gerilim ve Akımları, (b) Kompanzasyon Sonrası Kaynak-PAGF Faz Gerilim ve Akımları (1: Faz Gerilimi ( $V_a$ ), 2: Kaynak Nötr Akımı ( $I_{sn}$ ), 3: PAGF Nötr Akımı ( $I_{Fn}$ ))

Şekil 5.14'ten de görüldüğü gibi PAGF harmonik kompanzasyona başlamadan önce nötr teli üzerinden akmakta olan 0-sekans akım harmonik bileşenleri, harmonik kompanzasyonunun başlayıp PAGF nötr bağlantısında oluşturulan akım bileşeni sayesinde büyük oranda elenmiştir. Nötr akımının etkin değeri 9.7 A'dan 3.6 A düşürülmüş olup, kalan ana bileşen akımın yük düzeneğinde var olan fazlar arası dengesizlik sebebiyle oluştuğu söylenebilir.

### 5.3 Özet

Bu bölümde analiz, ön tasarım ve benzetim çalışmaları yapılan 3-Faz 4-Telli PAGF'nin oluşturulan test düzeneği yardımıyla gerçekleştirim çalışmaları yapılmış ve alınan sonuçlarla başarımlı analize yer verilmiştir. Çizelge 4.5 ve Çizelge 5.2'deki sonuçlar karşılaştırıldığında, gerçekleştirim çalışmasında alınan harmonik kompanzasyon sonuçlarının benzetim çalışmasıyla uyumlu olduğu ve Çizelge 1.1'de listelenen IEEE 519 standardının harmonik bozunum limitlerini sağladığı görülmüştür.

## 6. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında önemli güç kalitesi problemlerinden biri olan harmoniklerin elenmesinde kullanılan aktif güç filtrelerinden, gerilim kaynaklı evirgeç tabanlı 3 faz 4 telli PAGF yapısal ve fonksiyonel açıdan incelenip; tasarım, benzetim ve gerçekleştirim çalışmalarına yer verilmiştir. 3 faz 4 telli PAGF'ler özellikle faz nötr bağlı 0-sekans bileşen üreten yüklerin ağırlıklı olarak bulunduğu yerlerde kullanılmakta olup faz akımlarında bulunan harmoniklerin yanısıra nötr akımının da harmoniklerinin elenmesine olanak tanımaktadırlar. Bu tez kapsamında PAGF'lerde bu işlevleri yerine getirmek adına kullanılan çeşitli yöntem ve yapılar ayrıntılı biçimde incelenip, öne çıkan yöntem ve yapıların (RDFT, UVDGM ve LCL filtre) benzetim ve gerçekleştirim çalışmalarıyla işlevsellikleri ortaya konmuştur.

PAGF'lerde referans çıkartım başlığında genellikle tercih edilen zaman alanlı yöntemlerin, içerilmesine karar verilen kompanzasyon işlevleri açısından taşıdıkları uygulama dezavantajları ve frekans alanında kullanılan standart DFT ya da FFT gibi yöntemlerin gerçek zamanlı uygulama zorluklarından ötürü son yıllarda güç elektroniği uygulamalarında da kullanılmaya başlanmış frekans alanlı bir yöntem olan RDFT, harmonik referans çıkartım algoritması olarak kullanılıp, yöntemle ilişkin detaylar aktarılmıştır. Evirgeç anahtarlama sırasında UVDGM yöntemi taşıdığı avantajlardan ötürü temel modülasyon yöntemi olarak belirlenmiş olup; 3 telli ve 4 telli sistemlerdeki farklılıklarına, kullanılan evirgeç topolojisine uyarlanışına ve sayısal ortam uygulamasına yer verilmiştir. Arayüz filtrelerinin incelendiği bölümde ise L filtrelere göre birçok açıdan avantajlı olan LCL filtrelerin uygulama esaslarına değinilip, temel analizine yer verilmiştir. Sistem ön tasarım çalışmasında PAGF'nin güç katı bileşenlerinin değerleri planlanan anma değerlerine göre belirlenmiş olup kullanılan malzemelere ilişkin seçim kriterleri ortaya konulmuş ve bunun yanında lamine bara tasarım detaylarına değinilmiştir. Benzetim çalışmasında belirlenen yük ve şebeke koşullarında PAGF fonksiyonel bloklarının ve bir bütün olarak sistemin işlevselliği PSCAD ortamında oluşturulan bir benzetim modeli yardımıyla ortaya konulmuştur. Gerçekleştirim çalışmasında ise benzetim çalışmasındaki yöntem ve sıra ile kompanzasyon başarımına ait sonuçlar yorumlanmıştır.

Bu tez çalışmasında kullanılan yöntem ve yapıların birçoğu (RDFT, UVDGM ve LCL filtre) son zamanlarda tercih edilmeye başlanmış yöntemler olup tez çalışması da-



hilinde birçok açıdan detaylı biçimde incelenmişlerdir. Bu yöntemlerden; gerçek zamanlı uygulamalara kolaylıkla entegre edilebilen RDFT yöntemiyle akım harmoniklerinin hızlı ve hassas biçimde çıkartımının yapılabildiği benzetim ve gerçekleştirim çalışmalarıyla ortaya konmuştur. UVDGM yöntemi ise 3 faz 4 telli yapılar için SDGM yöntemine göre verimlilik anlamında ciddi bir fark oluşturmamasına karşın, üretilen sinyal bozunum oranlarının SDGM yöntemine göre daha düşük olmasından dolayı tercih edilmiş ve bu modülasyon şeması ile evirgeç anahtarlama gerçekleştirilmiştir. LCL filtre başlığında, belirlenen filtre bileşen değerleri ile hedeflenen yüksek frekans bileşen azaltım oranlarına ulaşıldığı, benzetim ve gerçekleştirim çalışmaları itibariyle ortaya konulmuştur.

Sonuç olarak PAGF'nin; analiz, tasarım, benzetim ve gerçekleştirim aşamalarından sonra ortaya çıkan sonuçlarla, hedeflenen harmonik kompanzasyon başarımlarının farklı yük koşulları ve harmonik akım seviyelerinde, IEEE-519 standardı dahilinde sağlandığı görülmüştür.

Gelecekte yapılacak olası çalışmalara yön göstermesi açısından PAGF sisteminde; özellikle gerçekleştirim aşamasında karşılaşılan referans takip başarımı, yüksek sıralı harmonik referans çıkartımı hassasiyeti, gürültü dayanımı ve genel harmonik kompanzasyon performansının artırılması adına daha yüksek örnekleme hızlarıyla DGM çözünürlüğüne sahip yüksek işlem kapasiteli DSP'lerin kullanılmasının gereğinden bahsedilebilir. Bunun yanında LCL filtrelerde, pasif sönümlendirmeye alternatif olabilecek aktif sönümlendirme yöntemlerinin kullanılmasının ileri aşamada, sistemdeki sönümlendirme dirençlerine gerek bırakmayarak PAGF'ye hem malzeme adedi hem de güç kayıpları açısından fayda sağlayabileceği söylenebilir. Bu çalışma ile aynı zamanda endüstriyel uygulaması yapılacak olan bir PAGF sisteminin başarılı bir prototipi ortaya çıkarılıp, bu ve önceki bölümlerde değinilen ileri yöntemler için bir uygulama zemini oluşturulmuştur.

## KAYNAKLAR

- [1] R.C. Dugan, M.F. Mcgranaghan, S. Santoso H.W Beaty *Electrical Power System Quality*, 2<sup>nd</sup> ed. McGraw-Hill, 2002.
- [2] IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, *IEEE Std. 1159-1995*
- [3] Elektrik İletim Sistemi Arz Güvenilirliği ve Kalitesi Yönetmeliği *T.C. Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu*, 2004.
- [4] Elektrik Piyasasında Dağıtım Sisteminde Sunulan Elektrik Enerjisinin Tedarik Sürekliliği, Ticari ve Teknik Kalitesi Hakkında Yönetmelik *T.C. Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu*, 2006.
- [5] IEEE Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, *IEEE Std. 519-1992*, 1998.
- [6] Electromagnetic compatibility (EMC) *Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A*, IEC 61000-3-4 Ed.1, 1998.
- [7] H. Özkaya *Parallel Active Filter Design, Control and Implementation*, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ, 2002.
- [8] A. Dominjan, E.E. Santander *A Summary and Evaluation of Recent Developments on Harmonic Mitigation Techniques Useful To Adjustable Speed Drives*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, No.1, University of Florida 1992.
- [9] H. Akagi *Active Harmonic Filters* , Proceedings of the IEEE, Vol. 93, No. 12, 2005.
- [10] H. Akagi *New Trends in Active Filters for Power Conditioning* , IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 12, 1996.
- [11] A.Lindemann, *A new IGBT with Reverse Blocking Capability* 2001, <http://www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXAN0049.pdf> (2014)
- [12] M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa *Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Power Filters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No.2, 2007.
- [13] M. Ucar and E. Ozdemir, *Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition*, Electric Power Syst. Res. vol. 78 pp. 58-73, 2008.
- [14] C.A. Quin, N. Mohan *Active Filtering of Harmonic Currents in three-phase, four-wire systems with three phase and single phase nonlinear loads*, Proceeding of IEEE, pp. 829-836, 1992.
- [15] Kouzou A, Mahmoudi M.O and Boucherit M.S, *The Space Vector Modulation PWM Control Methods Applied on Four Leg Inverters*, 2011.

- [16] N. Mendalek, *Modeling and Control of Three-Phase Four-Leg Split-Capacitor Shunt Active Power Filter*, ACTEA '09. International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications, pp. 121-126 2009.
- [17] F. Z. Peng, *Application issues of active power filters*, IEEE Industrial Application Magazine, pp. 21-30, 2001.
- [18] S. Bhattacharya, D. Divan, *Active filter solutions for utility interface of industrial loads*, IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth (PEDES 96), pp. 1078- 1084, 1996.
- [19] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, *Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 20, no. 3 pp. 625-630, 1984.
- [20] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, IEEE Press, Wiley, 2007.
- [21] S. J. Jeon, *Unification and Evaluation of the Instantaneous Reactive Power Theories* IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 20, no. 3 pp. 625-630, 2006.
- [22] S. Bhattacharya, *Shunt compensation* Industrial Electronics Magazine, IEEE, vol.3, no.3, pp.38,49, 2009.
- [23] 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 '07 , vol., no., pp.674, 681, 2007.
- [24] Nicastrì, A. Nagliero, A., *Comparison and evaluation of the PLL techniques for the design of the grid-connected inverter systems*, Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on, vol., no., pp.3865,3870, 4-7 2010.
- [25] *The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames*, Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on, vol.1, no., pp.422,427 vol.1, 1999.
- [26] R. Hao, Z. Cheng, X. You, *A Novel Harmonic Currents Detection Method Based on Rotating d-q Reference Frame for Active Power Filter*, Power Elects. Specialists Conf, pp. 3034-3038, 2004.
- [27] S. Peterson, *Comparative Study of Microcontroller Controlled Four Wire Voltage and Current Source Active Power Filters*, Tampere University of Technology, PHD Thesis, 2009.
- [28] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, *Detection Is Key*, IEEE Industrial Application Magazine, pp. 22-33, 2007.
- [29] J. W. Cooley and J. W. Tukey *An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series*, Mathematics of Computation Vol. 19, No.90 pp. 297-301, 1965.
- [30] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer *Digital Signal Processing*, Prentice Hall, 1975.

- [31] J. W. Cooley and J. W. Tukey *An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series*, Mathematics of Computation Vol. 19, No.90 pp. 297-301, 1965.
- [32] Srianthumrong, S.; Sangwongwanich, S., *Recursive computation of the Fourier transform*, Harmonics and Quality of Power Proceedings. 8th International Conference On , vol.1, no., pp.127,132 vol.1, 14-18, 1998.
- [33] Hartley, R.; Welles, K. *An active power filter with harmonic detection method based on recursive DFT* IEEE International Symposium on , vol., no., pp.1792,1795 vol.3, 1990.
- [34] Won Y. Yang · Tae G. Chang · Ik H. Song · Yong S. Cho · Jun Heo · Won G. Jeon · Jeong W. Lee · Jae K. Kim *Digital Signal Processing with MATLAB* Springer, 2009.
- [35] Sun-kyoung Lim; Jun-Ha Kim; Kwanghee Nam, *A DC-link voltage balancing algorithm for 3-level converter using the zero sequence current*, PESC 99. 30th Annual IEEE , vol.2, no., pp.1083,1088, 1999.
- [36] Donghua Chen; Shaojun Xie, *Review of the control strategies applied to active power filters*, Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on, vol.2, no., pp.666,670 Vol.2, 5-8, 2004.
- [37] Green, T.C.; Marks, J.H., *Control techniques for active power filters*, IEE Proceedings, vol.152, no.2, pp.369, 381, 2005.
- [38] Heredia, A.L.; Gaztanaga, H.; Etxeberria-Otadui, I.; Bacha, S.; Roye, D.; Guiraud, J.; Reyero, R., *Evaluation of stationary frame and fixed switching frequency digital current control techniques for power active filters*, IEEE Power Electronics and Applications-European Conference (EPE), 2005.
- [39] A. Martins, J. Ferreira, H.Azevedo, *Active Power Filters for Harmonic Elimination and Power Quality Improvement*, Power Quality, Mr Andreas Eberhard (Ed.), ISBN: 978-953-307-180-0, InTech, 2011.
- [40] Mohan T, Undeland T, and Robbins, W, *Power Electronics Converters, Applications and Design*, Wiley, 1995.
- [41] Bin Wu *High Power Converters and AC Drives* Wiley, 2006.
- [42] A. M. Hava, R.J. Kerkman, T.A Lipo, *Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp. 49-61, 1999.
- [43] Pinheiro, H.; Botteron, F.; Rech, C.; Schuch, L.; Camargo, R. F.; Hey, H.L.; Grundling, H.A.; Pinheiro, J.R., *Space vector modulation for voltage-source inverters: a unified approach*, IECON 02 Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the , vol.1, no., pp.23,29 vol.1, 2002.
- [44] C. Zhan *Four-Wire Dynamic Voltage Restorer Based on a Three-Dimensional Voltage Space Vector PWM Algorithm*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 4, 2003.

- [45] Villalva, M.G.; Ruppert, F., E, *3-D space vector PWM for three-leg four-wire voltage source inverters*, Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual , vol.5, no., pp.3946,3951 Vol.5, 2004.
- [46] D.G. Holmes, T.A.Lipo *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principle and Practice*, New Jersey: IEEE Press, 2003.
- [47] M. Routimo and H. Tuusa, *LCL type supply filter for active power filter, comparison of an active and a passive method for resonance damping*, Proc. Power Electr. Specialists Conf. PESC pp. 2939-2945, 2007.
- [48] Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S., *Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier*, Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.41, no.5, pp.1281,1291, 2005.
- [49] Biying Ren; Xiangdong Sun; Shaoliang An; Xiangui Cao; Qi Zhang, *Analysis and design of an LCL filter for the three-level grid-connected inverter*, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International , vol.3, no., pp.2023,2027, 2012.
- [50] T. C. Green, J. H. Marks, *Rating of active power filters*, IEEE Pro-Electr.Power Appl., Vol. 150, No. 5, 2003.
- [51] Salcone, M.; Bond, J., *Selecting film bus link capacitors for high performance inverter applications," Electric Machines and Drives Conference*, 2009.
- [52] ST. Schütze, *Design Aspects for Inverters with IGBT High Power Modules*, Eupec, 1997.
- [53] PSCAD v4.2.1 *Manitoba HVDC Research Centre*, 2006.
- [54] MATLAB R2012a *Mathworks Inc.* 2012.
- [55] İ. Kaşıkçı, *Short Circuits in Power Systems:A Practical Guide to IEC 60909* Wiley, 2002.
- [56] TMS320F28335 Digital Signal Controllers Data Manual, SPRS439M , *Texas Instruments*, 2012.

## ÖZGEÇMİŞ

### Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı: Çağın Barış CENGİZ

Doğum Yeri: Ankara

Medeni Hali: Bekar

E-posta: caginbaris@gmail.com

Adresi: Yeni Batı mahallesi 2026. Sokak D3/3 Batıkent /Yenimahalle / ANKARA

### Eğitim

Lise: Mamak Anadolu Lisesi, ANKARA

Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ANKARA

Yüksek Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ANKARA

### Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce, İyi

### İş Deneyimi

2011-2014, Endoks Enerji Sistemleri

### Deneyim Alanları

Güç Elektroniği, Gömülü Sistemler, Sinyal İşleme

### Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

### Tezden Üretilmiş Yayınlar

-

### Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

-