

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ \* FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÜÇ FAZLI DARBE GENİŞLİK AYARLI (DGA) LCL FİLTRELİ  
YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS**

**ERDAL ŞEHİRLİ**

**Anabilim Dalı: Elektrik Eğitimi**

**Danışman : Yrd. Doç. Dr Meral ALTINAY**

**KOCAELİ, 2009**

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ \* FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÜÇ FAZLI DARBE GENİŞLİK AYARLI (DGA) LCL FİLTRELİ  
YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Erdal ŞEHİRLİ**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 22 MAYIS 2009**

**Tezin Savunulduğu Tarih: 07 TEMMUZ 2009**

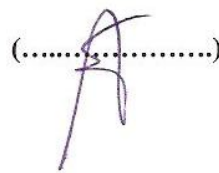
**Tez Danışmanı  
Yrd.Doç.Dr. Meral ALTINAY**



**Üye  
Doç.Dr. Fevzi BABA**



**Üye  
Yrd.Doç.Dr. Tarık ERFİDAN**



**KOCAELİ, 2009**

## ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Bu tezde, şebeke komütasyonlu doğrultucuların sebep olduğu, güç kalite problemlerini azaltmak ve çıkış DA geriliminin kontrolünü sağlamak için kullanılan, iyileştirilmiş güç kaliteli doğrultucular incelenmiştir. Ayrıca, bu tip doğrultucular içerisinde bulunan, DGA yükseltici tipi doğrultucunun modellenmesi, kullanılan L ve LCL filtre ile birlikte gerçekleştirilmiştir. LCL filtreli DGA yükseltici tipi doğrultucunun kontrolü, a – b – c, d – q ve nonlinear kontrol yöntemleri kullanılarak bilgisayar ortamında yapılmıştır. Bu yöntemlerin uygulanmasında, MATLAB/SIMULINK simülasyon programı kullanılmıştır. Uygulanan kontrol yöntemlerinden sabit referans ve yükte nonlinear kontrol en iyi performansı sağlamıştır. Ani yük ve ani referans – yük değişiminde, harmonik bozunumu ve çıkış DA gerilimi kararlı durum hatası bakımından d – q kontrolün daha iyi olduğu gösterilmiştir. Ancak nonlinear kontrolün referans gerilim değerine daha hızlı oturduğu ve her durumda sinüsoidalliği daha yüksek şebeke akımları sağladığı belirtilmiştir. Anahtarlama yöntemi olarak a – b – c kontrolde histeresis ve SDGA, d – q ve nonlinear kontrol yöntemlerinde SDGA anahtarlama yöntemi kullanılmıştır.

Öncelikle tez çalışmamda bana yardımcı olan tez danışmanım sayın Yrd.Doç.Dr Meral ALTINAY `a teşekkür ederim.

Boğaziçi Üniversitesi `ndeki çalışma arkadaşlarıma, ablam Neslihan ŞEHİRLİ'ye ve aileme teşekkürü bir borç bilirim.

## İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR .....	i
İÇİNDEKİLER .....	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	iv
TABLolar DİZİNİ.....	ix
SİMGELER.....	x
ÖZET .....	xiii
İNGİLİZCE ÖZET.....	xiv
1.GİRİŞ.....	1
1.2. Tezin Amacı ve Gerekçesi .....	2
1.3. Literatür Taraması .....	3
1.4. Tez Organizasyonu.....	6
2.DOĞRULTUCULAR .....	8
2.1. Şebeke Komütasyonlu Kontrolsüz Doğrultucular.....	8
2.2. Şebeke Komütasyonlu Kontrollü Doğrultucular .....	12
2.3. İyileştirilmiş Güç Kaliteli Doğrultucular .....	17
2.3.1. Tekyönlü yükseltici tip doğrultucular .....	17
2.3.2. Çiftyönlü yükseltici tip doğrultucular .....	18
2.3.3. Tekyönlü alçaltıcı tip doğrultucular .....	19
2.3.4. Çiftyönlü alçaltıcı tip doğrultucular .....	20
2.3.5. Tekyönlü alçaltıcı-yükseltici tip doğrultucular .....	21
2.3.6. Çiftyönlü alçaltıcı-yükseltici tip doğrultucular .....	22
2.3.7. Tekyönlü çok seviyeli doğrultucular.....	23
2.3.8. Çiftyönlü çok seviyeli doğrultucular.....	24
2.3.9. Tekyönlü çok darbeleri doğrultucular .....	25
2.3.10. Çiftyönlü çok darbeleri doğrultucular.....	25
2.4. Doğrultucu Topolojisi Seçimi .....	26
3.DGA YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCU.....	27
3.1.1. L Filtreli DGA Yükseltici tip Doğrultucu.....	29
3.1.2. LCL Filtreli DGA Yükseltici tip Doğrultucu .....	29
3.2. DGA Yükseltici tip Doğrultucunun Çalışması.....	31
4.DGA YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN MATEMATİKSEL MODELİ.....	37
4.1.1. L Filtre Matematik Modeli .....	37
4.1.1.1. Ortalama modeli.....	38
4.1.1.2. d – q koordinatlarındaki matematiksel modeli .....	45
4.1.2. LCL Filtre Matematik Modeli .....	49
4.2 LCL Filtre Tasarım Yöntemi .....	51
5.DGA YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN KONTROLÜ.....	54
5.1. Duran Referans Ekseninde (a – b – c Koordinatlarında) Akım Kontrolü.....	56
5.2. Döner Referans Çerçeve de Akım Kontrolü.....	57

5.3. Nonlinear Kontrol.....	63
6.DGA YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN GİRİŞ – ÇIKIŞ LİNEERLEŞTİRMELİ NONLİNEER KONTROLÜ.....	67
7.YAPILAN SİMÜLASYONLAR .....	72
7.1. Duran Referans Ekseninde (a – b – c Koordinatlarında) Akım Kontrolü.....	73
7.1.1. SDGA anahtarlama kullanan simülasyon sonuçları.....	76
7.1.2. Histeresis anahtarlama kullanan simülasyon sonuçları.....	84
7.2. d – q Referans Çerçeve de Dekuplajlı Akım Kontrolü .....	93
7.3. Giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrol.....	104
8.SİMÜLASYON SONUÇLARI .....	116
9.SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	120
KAYNAKLAR .....	122
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER.....	128
ÖZGEÇMİŞ .....	129

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1: Doğrultucuların sınıflandırılması.....	8
Şekil 2.2: Üç fazlı diyotlu doğrultucu .....	9
Şekil 2.3: Üç fazlı diyot doğrultucunun Matlab/Simulink modeli .....	9
Şekil 2.4: Üç fazlı diyot doğrultucu tek faza ait, şebeke akım-gerilim grafiği.....	10
Şekil 2.5: Üç fazlı diyot doğrultucu DA çıkış gerilimi .....	10
Şekil 2.6: Üç fazlı diyot doğrultucu DA çıkış gerilimi kararlı durum hatası.....	11
Şekil 2.7: Üç fazlı diyot doğrultucunun üç faza ait şebeke akımlarının harmonik bozunumları .....	11
Şekil 2.8: Üç fazlı tristör köprü doğrultucu (Graetz köprü).....	13
Şekil 2.9: $\alpha$ ateşleme açısının gösterimi.....	13
Şekil 2.10: Tristör köprü doğrultucu Matlab/Simulink simülasyon modeli .....	14
Şekil 2.11: Tristör köprü doğrultucu, tek faza ait, şebeke akım-gerilim grafiği.....	15
Şekil 2.12: Tristör köprü doğrultucu DA çıkış gerilimi .....	15
Şekil 2.13: Tristör köprü doğrultucu çıkış DA gerilimi kararlı durum hatası .....	16
Şekil 2.14: Tristör köprü doğrultucunun üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	16
Şekil 2.15: Tek yönlü yükseltici tip doğrultucu topolojileri .....	18
Şekil 2.16: Çift yönlü yükseltici tip doğrultucu topolojileri .....	19
Şekil 2.17: Tek yönlü alçaltıcı tip doğrultucu topolojileri .....	20
Şekil 2.18: Çift yönlü alçaltıcı tip doğrultucu topolojileri .....	21
Şekil 2.19: Tek yönlü alçaltıcı yükseltici tip topolojileri.....	22
Şekil 2.20: Matris çevirici tabanlı çiftyönlü yükseltici tip doğrultucu.....	22
Şekil 2.21: Tek yönlü çok seviyeli doğrultucu yapıları .....	23
Şekil 2.22: Çift yönlü çok seviyeli doğrultucu yapıları .....	24
Şekil 2.23: Tek yönlü çok darbeli çevirici yapıları .....	25
Şekil 2.24: Çift yönlü çok darbeli çeviriciler.....	26
Şekil 3.1: Üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu .....	27
Şekil 3.2: L filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu .....	29
Şekil 3.3: LCL filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu .....	30
Şekil 3.4: Geribesleme döngülü üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu.....	31
Şekil 3.5: DGA'nın oluşturulması .....	33
Şekil 3.6: Doğrultucunun çalışma bölgeleri.....	34
Şekil 3.7: DGA doğrultucuların anahtarlama durumları.....	35
Şekil 3.8: DGA yükseltici tip doğrultucu tek faza ait akımların akış yönü .....	36
Şekil 3.9: DGA doğrultucunun çalışabilmesi için DA gerilim şartları .....	36
Şekil 4.1: L filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu .....	37
Şekil 4.2: Güç anahtar sembolleri.....	38
Şekil 4.3: Faz ayağı .....	39

Şekil 4.4: Faz ayağının tek kutuplu, iki konumlu gösterilmesi.....	39
Şekil 4.5: Faz ayağının darbe genişliği, akım ve gerilim dalga şekilleri.....	40
Şekil 4.6: Tek faz ayağı ortalama modeli.....	40
Şekil 4.7: Duran referans ekseninde yükseltici tip doğrultucunun ortalama modeli.....	41
Şekil 4.8: $R_{DS}$ anahtarlama direnci eklenmiş üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu.....	42
Şekil 4.9: a – b – c koordinatlarındaki blok diyagramı .....	45
Şekil 4.10: d – q koordinatlarında ortalama model .....	47
Şekil 4.11: d – q koordinatlarındaki blok diyagramı .....	47
Şekil 4.12: $\alpha$ – $\beta$ koordinatlarındaki blok diyagramı.....	48
Şekil 4.13: a – b – c, d – q, $\alpha$ – $\beta$ koordinatları vektör diyagramı .....	48
Şekil 4.14: LCL filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu.....	49
Şekil 5.1: a – b – c koordinatlarında direk akım kontrolü blok diyagramı .....	57
Şekil 5.2: d – q koordinatlarında akım kontrolü blok diyagramı .....	59
Şekil 5.3: GYK vektör diyagramı; akım koordinat dönüşümleri .....	61
Şekil 5.4: DGA yükseltici tip doğrultucunun dekaplajlı akım kontrolü .....	62
Şekil 6.1: LCL filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu .....	67
Şekil 6.2: Giriş – çıkış lineerleştirilmiş akım denetleyici .....	70
Şekil 6.3: Giriş – çıkış lineerleştirilmiş akım ve gerilim denetleyici diyagramı .....	71
Şekil 6.4: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol blok diyagramı .....	71
Şekil 7.1: Duran referans ekseninde akım kontrolü Matlab/Simulink modeli.....	74
Şekil 7.2: a – b – c koordinatları akım kontrolü akım denetleyici iç yapısı.....	74
Şekil 7.3: SDGA anahtarlama yöntemi .....	75
Şekil 7.4: Histeresis anahtarlama yöntemi .....	75
Şekil 7.5: SDGA` lı a – b – c kontrol, sabit referansta $V_{da}$ gerilimi.....	76
Şekil 7.6: SDGA` lı a – b – c kontrol, sabit referansta $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası .....	76
Şekil 7.7: SDGA` lı a – b – c kontrol, sabit referansta tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli.....	77
Şekil 7.8: SDGA` lı a – b – c kontrol, sabit referansta üç faza ait şebeke akımları .....	77
Şekil 7.9: SDGA` lı a – b – c kontrol, sabit referansta üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	78
Şekil 7.10: SDGA` lı a – b – c kontrol, 0.5. sn`de ani yükü yüklendiğinde; $V_{da}$ gerilimi .....	78
Şekil 7.11: SDGA` lı a – b – c kontrol, 0.5. sn`de ani yükü yüklendiğinde; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası.....	79
Şekil 7.12: SDGA` lı a – b – c kontrol, 0.5. sn`de ani yükü yüklendiğinde; tek faza ait şebeke akım ve gerilimi dalga şekli.....	79
Şekil 7.13: SDGA` lı a – b – c kontrol, 0.5. sn`de ani yükü yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları .....	80
Şekil 7.14: SDGA` lı a – b – c kontrol, 0.5. sn`de ani yükü yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	80
Şekil 7.15: SDGA` lı a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; $V_{da}$ gerilimi .....	81
Şekil 7.16: SDGA` lı a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası.....	81

Şekil 7.17: SDGA`lı a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli.....	82
Şekil 7.18: SDGA`lı a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları genel görünümü.....	82
Şekil 7.19: SDGA`lı a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları .....	83
Şekil 7.20: SDGA`lı a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	83
Şekil 7.21: Histeresisli a – b – c kontrol, sabit referansta; $V_{da}$ gerilimi .....	84
Şekil 7.22: Histeresisli a – b – c kontrol, sabit referansta; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası.....	85
Şekil 7.23: Histeresisli a – b – c kontrol, sabit referansta; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli.....	85
Şekil 7.24: Histeresisli a – b – c kontrol, sabit referansta; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli.....	86
Şekil 7.25: Histeresisli a – b – c kontrol, sabit referansta; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	86
Şekil 7.26: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.6. sn`de ani yükü yüklendiğinde; $V_{da}$ gerilimi .....	87
Şekil 7.27: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.6. sn`de ani yükü yüklendiğinde; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası.....	87
Şekil 7.28: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.6. sn`de ani yükü yüklendiğinde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli.....	88
Şekil 7.29: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.6. sn`de ani yükü yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli .....	88
Şekil 7.30: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.6. sn`de ani yükü yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	89
Şekil 7.31: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; $V_{da}$ gerilimi .....	90
Şekil 7.32: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası .....	90
Şekil 7.33: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli.....	91
Şekil 7.34: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları genel görünümü .....	91
Şekil 7.35: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli.....	92
Şekil 7.36: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	92
Şekil 7.37: d – q kontrol Matlab/Simulink simülasyon modeli .....	93
Şekil 7.38: d – q denetleyici blok şeması.....	94
Şekil 7.39: d – q kontrol sabit referansta, $V_{da}$ gerilimi.....	95
Şekil 7.40: d – q kontrol sabit referansta, $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası.....	95
Şekil 7.41: d – q kontrol sabit referansta, tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli .....	96



Şekil 7.42: d – q kontrol sabit referansta, üç faza ait şebeke akımları .....	96
Şekil 7.43: d – q kontrol sabit referansta, üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	97
Şekil 7.44: d – q kontrol, 0.4. sn`de ani yükü yüklendiğinde; $V_{da}$ gerilimi .....	98
Şekil 7.45: d – q kontrol, 0.4. sn`de ani yükü yüklendiğinde; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası .....	98
Şekil 7.46: d – q kontrol, 0.4. sn`de ani yükü yüklendiğinde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli .....	99
Şekil 7.47: d – q kontrol, 0.4. sn`de ani yükü yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli .....	99
Şekil 7.48: d – q kontrol, 0.4. sn`de ani yükü yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	100
Şekil 7.49: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; $V_{da}$ gerilimi .....	101
Şekil 7.50: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası .....	101
Şekil 7.51: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli .....	102
Şekil 7.52: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; üç faza ait şebeke akımları .....	102
Şekil 7.53: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; üç faza ait şebeke akımları genel görünümü .....	103
Şekil 7.54: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumu .....	103
Şekil 7.55: Giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrol Matlab/ Simulink simülasyon modeli .....	105
Şekil 7.56: Giriş – çıkış lineerleştirme bloğu .....	105
Şekil 7.57: Giriş – çıkış denetleyici bloğu .....	106
Şekil 7.58: DA gerilim denetleyici blok diyagramı .....	106
Şekil 7.59: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, sabit referansta $V_{da}$ gerilimi .....	107
Şekil 7.60: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, sabit referansta $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası .....	107
Şekil 7.61: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, sabit referansta tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli .....	108
Şekil 7.62: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, sabit referansta üç faza ait şebeke akımları .....	108
Şekil 7.63: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, sabit referansta üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları .....	109
Şekil 7.64: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.6. sn`de ani yükü yüklendiğinde; $V_{da}$ gerilimi .....	110
Şekil 7.65: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.6. sn`de ani yükü yüklendiğinde; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası .....	110
Şekil 7.66: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.6. sn`de ani yükü yüklendiğinde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli .....	111

Şekil 7.67: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.6. sn`de ani yükle yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli.....	111
Şekil 7.68: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.6. sn`de ani yükle yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları.....	112
Şekil 7.69: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.5. sn`de referans ve 0.7. sn`de ani yük değişiminde; $V_{da}$ gerilimi.....	113
Şekil 7.70: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.5. sn`de referans ve 0.7. sn`de ani yük değişiminde; $V_{da}$ gerilimi kararlı durum hatası.....	113
Şekil 7.71: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.5. sn`de referans ve 0.7. sn`de ani yük değişiminde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli.....	114
Şekil 7.72: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.5. sn`de referans ve 0.7. sn`de ani yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli.....	114
Şekil 7.73: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.5. sn`de referans ve 0.7. sn`de ani yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları genel değişimi.....	115
Şekil 7.74: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.5. sn`de referans ve 0.7. sn`de ani yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları.....	115

## TABLolar DİZİNİ

Tablo 1.1: 120V – 69kV luk genel dağıtım sistemi için akım bozunum sınırı.....	1
Tablo 1.2: 69.001 – 161kV luk alt dağıtım sistemi için akım bozunum sınırı .....	2
Tablo 1.3: >161kV genel dağıtım sistemleri için akım bozunum sınırı.....	2
Tablo 1.4: Gerilim bozunum sınırı .....	2
Tablo 7.1: Statik referans çerçevede akım kontrolünde kullanılan parametre değerleri.	73
Tablo 7.2: D – q referans çerçevede akım kontrolü parametre değerleri.....	94
Tablo 7.3: Sabit referans sabit yüklü giriş – çıkış denetleyici parametre değerleri.....	106
Tablo 7.4: Giriş – çıkış lineerleştirmeli akım kontrolü ani referans ve yükte kullanılan parametre değerleri .....	109

## SİMGELER

A	: A katsayı matrisi
B	: B katsayı matrisi
C	: Kondansatörü, (F)
d	: Anahtarlama fonksiyonu
D	: Diyot
e	: Hata değeri
E	: Dekuplaj matrisi
f	: f fonksiyonu
g	: g fonksiyonu
h	: Skalar fonksiyon
i	: Akım, (A)
I	: Akım, (A)
k	: Sabit değeri
K	: Denetleyici sabiti
L	: Endüktans, (H)
r	: LCL filtre bobin katsayısı
R	: Elektriksel direnç, ( $\Omega$ )
S	: Güç anahtarı
t	: Zaman, (s)
T	: Anahtarlama periyodu
u	: Kontrol giriş değişkeni
U	: Gerilim değeri, (V)
v	: yeni kontrol değişkeni
V	: Gerilim değeri, (V)
x	: LCL filtre kondansatör katsayısı
X	: Durum değişkeni
Y	: Kontrol çıkış değişkeni
Z	: Katsayı matrisi, Alt indisle birlikte empedans değeri, ( $\Omega$ )
$\varepsilon$	: Kontrol faz açısı, (Derece)
$\varphi$	: Akım faz açısı, (Derece)
$\omega$	: açısal frekans, (rad/s)
$\Delta$	: fark

### Alt indisler

a	: a fazı, V ile a fazı şebeke gerilimi
a1	: şebeke tarafı, i ile a fazı çevirici tarafı akımı
a2	: çevirici tarafı
AK	: Anot – katot arası

abcref	: a, b, c fazları referans değeri
b	: b fazı, V ile b fazı Şebeke gerilimi, Z ve C ile genel değer
b1	: i ile b fazı çevirici tarafı akımı
c	: c fazı, V ile c fazı Şebeke gerilimi
c1	: i ile c fazı çevirici tarafı akımı
cs	: V ile filtre kondansatörü gerilimi
d	: d bileşeni (aktif bileŐen), C ile da tarafı kondansatörü, V ile d bileşeni doğrultucu tarafı gerilimi
da	: da tarafı
dref	: d bileşeni referans değeri
Dp	: Dp diyotu
f	: L ile f fonksiyonu Lie türevi
g	: L ile g fonksiyonu Lie türevi
G	: i ile tristör akımı
h	: i ve v ile kullanıldığında akım, gerilim harmoniği
hsw	: anahtarlama frekansı civarındaki harmonik
i	: K ile integral kontrol sabiti
j	: sabit sayı
L	: i ile yük akımı
m	: maksimum değer
max	: maksimum geribesleme değeri
n	: negatif taraf
p	: pozitif taraf, K ile oransal kontrol sabiti
park	: T ile park matrisi
q	: q bileşeni (reaktif bileŐen), V ile q bileşeni doğrultucu tarafı gerilimi
qref	: q bileşeni (reaktif bileŐen) referans değeri
r	: h ile harmonik derecesi
ref	: referans değer
res	: $\omega$ ile rezonans frekansı
rms, sw	: I ile akım harmoniği etkin değeri
s	: C ile LCL filtre kondansatörü, R ile sönüm direnci, T ile örnekleme zamanı
sw	: $\omega$ ile anahtarlama frekansı
sc	: kısa devre
taşıyıcı	: taşıyıcı dalga
Tn	: Tn transistörü
z	: sıfır geçiŐ
$\phi$	: tek faz ayağı
$\phi_p$	: tek faz ayağı pozitif tarafı
$\phi_n$	: tek faz ayağı negatif tarafı
$\alpha$	: $\alpha$ bileşeni
$\beta$	: $\beta$ bileşeni
1	: Birinci, V ile a fazı doğrultucu tarafı gerilimi
10	: K ile geri besleme birinci kontrol değeri

- 2 : İkinci, V ile b fazı doğrultucu tarafı gerilimi  
20 : K ile geri besleme ikinci kontrol değeri  
3 : Üçüncü, V ile c fazı doğrultucu tarafı gerilimi

### Üst indisler

- r<sub>j</sub> : Türev derecesi  
\* : referans değer

### Kısaltmalar

- a – b – c : a – b – c koordinatı  
AA : Alternatif akım  
BESS : Batarya enerji depolama sistemi (Battery energy storage system)  
BJT : Bipolar jonksiyon transistör  
CF : Tepe faktörü (Crest factor)  
d – q : d – q koordinatı  
DA : Doğru akım  
DGA : Darbe genişlik ayarı(ayarlı), (Pulse width modulation,(modulated))  
DGK : Direk güç kontrol  
EMI : Elektromanyetik parazit (Electromagnetic interference)  
FACT : Esnek AA iletimi (Flexible ac transmission)  
FFT : Hızlı fourier dönüşümü (Fast fourier transform)  
G<sub>c</sub> : Genel denetleyici gösterimi  
GYK : Gerilim yönlendirmeli kontrol  
GTO : Kapıdan kapanabilir tristör (Gate turn off tyristors)  
HVdc : Yüksek gerilim DA (High voltage dc)  
IGBT : Yalıtılmış kapı bipolar transistör (Insulated gate bipolar transistor)  
L : L filtre  
LCL : LCL filtre  
MATLAB : Matris laboratuvarı (Matrix Laboratory)  
MOSFET : Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör (Metaloxide semiconductor field effect transistor)  
P : P tipi denetleyici  
PFC : Güç faktör düzeltimi (Power factor correction)  
PI : PI tipi denetleyici  
PLL : Faz kilit döngüsü (Phase locked loop)  
RFI : Radyo frekans parazit (Radio frequency interference)  
SDGA : Sinüs darbe genişlik ayarı (Sinusoidal pulse width modulation)  
TDD : Toplam talep bozunumu (Total demand distortion)  
THD : Toplam harmonik bozunumu (Total harmonic distortion)  
UPS : Kesintisiz güç kaynağı (Uninterruptible power supply)  
UVA : Uzay vektör ayarı (Space vector modulation)  
VSI : Gerilim beslemeli evirici (Voltage sourced inverter)

# ÜÇ FAZLI DARBE GENİŞLİK AYARLI (DGA) LCL FİLTRELİ YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN KONTROLÜ

Erdal ŞEHİRLİ

**Anahtar Kelimeler :** DGA Yükseltici Tip Doğrultucu, a – b – c Kontrol, d – q Kontrol, Nonlinear Kontrol, LCL filtre, Matlab/Simulink.

**Özet :** Elektrik enerjisi dönüşümünde en çok kullanılan araçlardan birisi doğrultuculardır. Şebeke komütasyonlu doğrultucular; harmonik seviyesi yüksek, sinüsoidal olmayan şebeke akımları nedeniyle, güç kalite problemlerine neden olurlar. Ayrıca; tam olarak kontrol edilemeyen DA gerilimi sağlarlar. Bu çalışmada, şebekedeki güç kalite problemlerini azaltan ve kontrollü DA gerilim sağlayan, iyileştirilmiş güç kaliteli doğrultucu yapıları tanıtılmaktadır. Bu doğrultucu yapılarından biri olan, L ve LCL filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu incelenerek modellenmektedir. Matlab/Simulink simülasyon programı yardımıyla; üç fazlı darbe genişlik ayarlı LCL filtreli yükseltici tip doğrultucunun; a – b – c, d – q ve nonlinear kontrolü gerçekleştirilmektedir. Bunun yanı sıra; bu kontrol yöntemlerinin, güç kalitesi ve çıkış DA gerilimi üzerindeki etkileri incelenmektedir. Gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda, d – q ve nonlinear kontrol durumunda; sistemde, harmonik seviyesi düşük, güç faktörü yüksek ve sinüsoidallığe daha yakın şebeke akımları elde edilmiştir. Buna ek olarak; kararlı durum hatası oldukça küçük olan kontrollü DA gerilimi de sağlanmıştır. Ayrıca, a – b – c koordinatlarındaki kontrolde, d – q ve nonlinear kontrole göre daha zayıf sonuçlar elde edilmiştir.

## **CONTROL OF PULSE WIDTH MODULATED (PWM) LCL FILTER BASED THREE PHASE BOOST RECTIFIER**

**Erdal ŞEHİRLİ**

**Keywords:** PWM Boost Rectifier, a – b – c Control, d – q Control, Nonlinear Control, LCL filter, Matlab/Simulink.

**Abstract:** In the conversion of the electrical energy, one of the most used equipments is rectifiers. Line commutated rectifiers cause power quality problems due to the high harmonic distortion and non sinusoidal line currents. Besides, they supply inaccurately controlled DC link voltage. In this study, improved power quality rectifier structures, providing reduced power quality problems and controlled DC link voltage, are introduced. L and LCL filter based three phase PWM boost rectifier, one of these structures, are modeled by analysing. With the help of Matlab/Simulink simulation software, the control of LCL filter based three phase PWM boost rectifier, including a – b – c, d – q, nonlinear control is realized. Furthermore, the effects of the simulations realized; when applying d – q and nonlinear control are the system has lower harmonic distortion, higher power factor and nearly sinusoidal line currents and controlled DC link voltage with lower steady state error is provided. Moreover, when realizing a – b – c control, compared with d – q and nonlinear control, poor results are obtained.



## 1. GİRİŞ

Günümüzde elektrik enerjisi dönüşümünde AA' yı – DA' ya çeviren şebeke komütasyonlu kontrolsüz ve şebeke komütasyonlu kontrollü doğrultucular yaygın olarak kullanılırlar. Şebeke komütasyonlu doğrultucular kontrolsüz, şebeke komütasyonlu kontrollü doğrultucular kontrollü ama kararlı durum hatası yüksek, çıkış DA gerilimi sağlarlar. Bununla birlikte, bu tip doğrultucular şebekede; güç faktörü problemlerine ve yüksek harmonik bozunumlarına neden olurlar.

Harmonik bozunumu; şebekeye bağlı diğer yüklerin düzgün olarak çalışmaması, veri iletişiminde hatalar, bağlantı noktalarında aşırı yüklenmeler, iletkenlerde aşırı ısınmalar ve izolasyon yaşlanmaları gibi istenmeyen etkilere sebep olur. Bu istenmeyen etkileri önleyebilmek için harmonik bozunumu sınırlarını belirlemek gerekir. Bunun için çeşitli standartlar geliştirilmiştir. Bu standartlar içinde güç elektroniği elemanlarına en uygun olanı IEEE 519 – 1992 standardıdır. Bu standarda göre; Tablo 1.1'de, Tablo 1.2 'de ve Tablo 1.3 'de maksimum akım harmonik bozunum seviyesi belirtilir. Tablo 1.4 'de ise harmonik gerilim bozunumu sınır değerleri verilmektedir[1].

Tablo 1.1 : 120V – 69kV' luk genel dağıtım sistemi için akım bozunum sınırı

Maksimum Akım Harmonik Bozunumu						
Bireysel h harmonik sırası						
$I_{sc}/ I_L$	<11	$11 \leq h < 1$	$1 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	TDD (Toplam talep bozunumu)
20	4	2	1.5	6	0.3	5.0
20 50	7	3.5	2.5	1	0.5	8.0
50 100	10	4.5	4	1.5	0.7	12.0
100 1000	12	5.5	5	2	1.0	15.0
$\geq 1000$	15	7.0	6	2.5	1.4	20.0

Tablo 1.2: 69.001 – 161kV' luk altdağıtım sistemi için akım bozunum sınırı

Maksimum Akım Harmonik Bozunumu						
Bireysel h harmonik sırası						
$I_{sc}/I_L$	<11	$11 \leq h < 1$	$1 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	TDD
20	2	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50 100	5.0	2.25	2	0.75	0.35	6.0
1001000	6.0	2.75	2.5	1	0.5	7.5
$\geq 1000$	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	20.0

Tablo 1.3 : >161kV genel dağıtım sistemleri için akım bozunum sınırı

Maksimum Akım Harmonik Bozunumu						
Bireysel h harmonik sırası						
$I_{sc}/I_L$	<11	$11 \leq h < 1$	$1 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	TDD
50	2	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$\geq 50$	3	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Tablo 1.4 : Gerilim bozunum sınırı

Bağılantı noktası gerilimi	Tekil harmonik büyüklüğü	Toplam gerilim bozunumu
$\leq 6$	3.0	5.0
69.001 – 161 kV	1.5	2.5
161 kV	1.0	1.5

Belirtilen sakıncaları giderebilmek ve istenilen harmonik bozunumunu değerlerini sağlayabilmek için iyileştirilmiş güç kaliteli doğrultucu topolojilerine ihtiyaç duyulur. Bu topolojiler içinde darbe genişlik ayarlı (DGA) yükseltici tip doğrultucu; güç kalite problemlerini giderebildiği ve kontrollü çıkış DA gerilimi sağlayabildiği için ideal bir çözümdür.

## 1.2. Tezin Amacı ve Gerekçesi

Şebeke komütasyonlu kontrolsüz ve kontrollü doğrultucularda belirtilen güç kalite ve DA çıkış gerilimi problemlerini gidermek için DGA yükseltici tip doğrultucular tercih edilir. Bu doğrultucular, kontrollü DA gerilim elde edilebilmesi için geribesleme kontrol yöntemine ihtiyaç duyarlar. Geribesleme kontrol yöntemi,  $a - b - c$ ,  $\alpha - \beta$  ve

$d - q$  koordinatlarında dönüşümü içeren, değişik yapılarla gerçekleştirebilirler. Ayrıca kontrol yöntemleriyle birlikte uygulanabilecek çeşitli anahtarlama yöntemleri de mevcuttur. Bu tip doğrultucuların şebeke tarafında; L, LC, LCL olmak üzere çeşitli filtre yapıları kullanılabilir. Gerçekleştirilen kontrol, uygulanan anahtarlama yöntemi ve kullanılan filtre tipi, istenilen amaçların yüksek performansta elde edilebilmesini sağlayan etkenlerdir.

Bu tezde, DGA yükseltici tip doğrultucunun;  $a - b - c$  koordinatlarındaki akım kontrolü,  $d - q$  koordinatlarındaki dekuplajlı vektör kontrolü ve giriş - çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrolü, Matlab/Simulink simülasyon programının kullanılmasıyla gerçekleştirilir.

Her üç kontrol yönteminde de sistem, şebekeye LCL filtre üzerinden bağlanır.  $a - b - c$  koordinatlarındaki akım kontrolünde sinüsoidal darbe genişlik ayarı (SDGA) ve histeresis anahtarlama yöntemleri kullanılır.  $d - q$  dekuplajlı vektör kontrolünde ve giriş - çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrolde sadece SDGA anahtarlama yöntemi kullanılarak kontrol işlemi gerçekleştirilir.

Yapılan simülasyonlardan elde edilen sonuçlar; şebeke akımları harmonik bozunumları, şebeke akımlarının sinüsoidalliği, güç faktörü, DA çıkış gerilimi ve DA çıkış gerilimi kararlı durum hatası bakımından detaylıca karşılaştırılarak, kontrol yöntemlerinin avantajları ve dezavantajları belirtilir.

### **1.3. Literatür Taraması**

Bu bölüm, DGA doğrultucuların modellenmesi, kullanılan filtre ve anahtarlama yöntemleri hakkında yapılmış olan literatür çalışmasını paragraflar halinde ifade eder. DGA doğrultucuların kontrolünü daha detaylı bir şekilde anlatan literatür çalışması Bölüm 5 te yapılır.

DGA doğrultucularda, yüksek dinamik performans elde etmek için sabit anahtarlama frekanslı, akım kontrol yöntemi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca; bu doğrultucuların, üç fazlı değişkenlere dayanan genel matematiksel modeli çıkarılmıştır [2].

Üç fazlı değişkenlerin yanı sıra iki fazlı koordinat sistemine ( $d - q$ ) dayanan matematiksel modeli çıkarılmıştır. Bununla birlikte,  $a - b - c$ ,  $\alpha - \beta$  ve  $d - q$  koordinatlarındaki blok diyagramları verilmiştir [3].

DGA yükseltici tip ve alçaltıcı tip doğrultucuların nonlinear özellikte olmaları ve transfer fonksiyonlarının kolayca çıkarılmaması nedeniyle çeşitli yöntemler kullanılır. Bu yöntemlerden birisi, çalışma noktası aralığında lineerleştirme olan, küçük sinyal analizi yöntemidir. Bu yöntemle doğrultucu modellenmiştir. Çıkış değişkenleri olarak ise  $\alpha - \beta$  değerleri alınmıştır. Bu  $\alpha - \beta$  değerlerine, uzay vektör anahtarlama yöntemi (UVA) uygulanarak anahtarlama sinyalleri üretilmiştir [4].

DGA ile çalışan doğrultucuların, nonlinear modellerinden çıkarılan lineer modelleri sayesinde, çalışma noktasından bağımsız olan, lineer denetleyiciler elde edilmişlerdir [5].

Altı darbeli köprü doğrultucu için; seri L ve buna paralel C den oluşan LC, seri L ve buna paralel seri LC devresinden oluşan LCL filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir [6].

DGA kullanan doğrultucularda, giriş filtresinde oluşabilecek rezonansı önlemek için aktif sönümlenmeli LC filtre kullanılmıştır. Bununla birlikte, LC filtreli doğrultucunun matematiksel modeli çıkarılmıştır. Ayrıca, aktif sönüm kontrol döngüsünün en hızlı döngü olması gerektiği belirlenmiştir. Buna ek olarak, LC filtreli yapının, sensör sayısı bakımından, L fitreli yapı ile herhangi bir farkı olmadığı sonucuna varılmıştır [7].

LCL filtre kullanan DGA doğrultucularda; filtredeki rezonansı önlemek için pasif sönüm ve aktif sönüm olmak üzere iki sönüm yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemlerin performansları;  $z -$  düzlemi root locus kullanılarak incelenmiştir [8].

DGA doğrultucuların LCL filtre tasarım yöntemi gösterilmiştir ve  $d - q$  kontrolü yapılmıştır. Ayrıca bu çalışmada, LCL filtreli yapının, L filtreli yapı ile eşit bobin değerine sahip olduğu gösterilmiştir. Bununla birlikte, LCL filtre kullanıldığında harmoniklerin yarıya indirildiği sonucuna varılmıştır [9].

LCL filtreli, DGA doğrultucunun tasarımı yapılmıştır. Bu tasarım yapılırken; pasif elementlerin değeri, sensör pozisyonu, analog/digital filtreler ve AA akım / DA gerilim denetleyiciler gibi unsurların etkisi göz önüne alınmıştır [10].

LCL filtreli aktif sönümlü DGA doğrultucunun, iki farklı akım kontrol yöntemiyle kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemler; filtre parametre değişimi, harmonikler, kontrol algoritması zorluğu ve sensör pozisyonu gibi etkenlere göre karşılaştırılmıştır [11].

L ve LCL filtreli DGA doğrultucuların kontrolü yapılmış ve farklı aktif filtreleme kullanıldığında elde edilen performansları karşılaştırılmıştır. LCL filtre ile L filtrenin benzer filtreleme performansına sahip olduğu belirtilmiştir. Ayrıca, LCL filtrede anahtarlama frekansının azaltılabildiği ve DGA' nın neden olduğu harmonik bozunumunun düşürüldüğü gösterilmiştir [12, 13].

L filtreli DGA doğrultucunun,  $a - b - c$  ve  $d - q$  kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan kontrollerin performansları karşılaştırılmıştır. Bunun sonucunda,  $d - q$  koordinatlarındaki kontrolde DA çıkış geriliminin kararlı durum hatasının "0" a çok yakın olduğu gösterilmiştir [14].

L ve LCL filtreli DGA doğrultucunun matematiksel modelleri çıkarılmıştır. Ayrıca, LCL filtreli doğrultucunun,  $d - q$ , bulanık ve direk güç kontrolleri gerçekleştirilmiştir [15].

DGA doğrultucunun,  $d - q$  dönüşümü gerçekleştirilerek,  $z$  bölgesindeki kontrolü yapılmıştır. Bu kontrol sayesinde, referansın "0" aşım ile izlenmesi sağlanmıştır. [16].

DGA doğrultucularda kullanılan UVA, SDGA ve histeresis gibi anahtarlama yöntemlerinin karşılaştırıldığı bir çalışma yapılmıştır [17].

#### **1.4. Tez Organizasyonu**

Bu bölümde tezde bulunan dokuz bölüm kısaca tanıtılmaktadır.

Bölüm 1: Giriş: Bu bölümde; tez konusu olan çalışmanın önemi, amacı, literatürde yapılan çalışmalar, tezin nasıl yapıldığı kısaca açıklanır ve tez bölümleri tanıtılır.

Bölüm 2: Doğrultucular : Bu bölümde; temel doğrultucu yapılarının sınıflandırılması yapılır. Şebeke komütasyonlu kontrolsüz ve şebeke komütasyonlu kontrollü doğrultucuların simülasyonları gerçekleştirilir. Ayrıca, iyileştirilmiş güç kaliteli doğrultucuların çeşitleri ve devre diyagramları hakkında detaylıca bilgi verilir.

Bölüm 3: DGA yükseltici tip doğrultucular: DGA yükseltici tip doğrultucuların yapıları, avantaj, dezavantajları, çeşitleri tanımlanır ve çalışması açıklanır.

Bölüm 4: DGA yükseltici tip doğrultucunun matematiksel modeli: Bu bölümde, L ve LCL filtreli DGA yükseltici tip doğrultucunun duran ve senkron referans eksenlerindeki matematiksel modelleri çıkarılır. Ayrıca, LCL filtre parametre tasarım yöntemi gösterilir.

Bölüm 5: DGA yükseltici tip doğrultucunun kontrolü: DGA yükseltici tip doğrultucunun kontrolü ile ilgili literatür çalışması yapılır. Ayrıca, duran referans (a – b – c ), d – q ve nonlinear kontrol yöntemleri açıklanır.

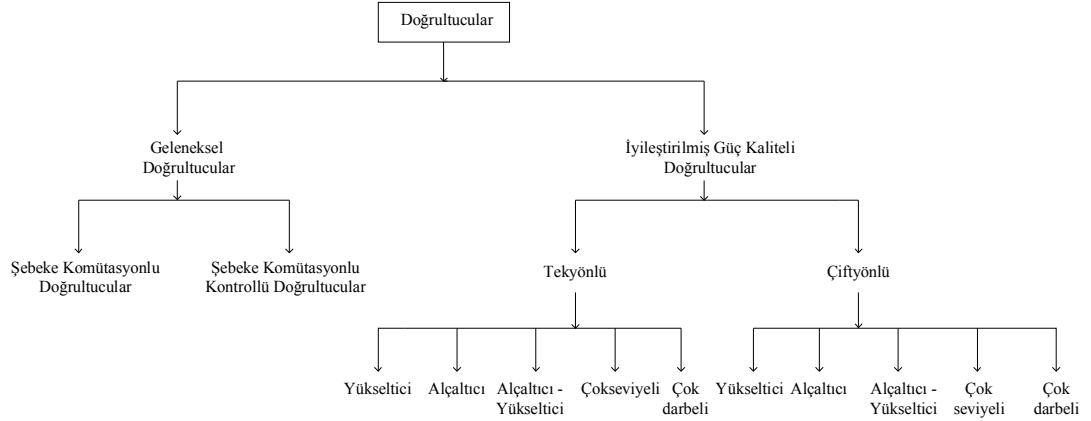
Bölüm 6: DGA yükseltici tip doğrultucunun giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrolü: DGA yükseltici tip doğrultucu, giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrolünün matematiksel işlemleri gerçekleştirilir.

Bölüm 7: Yapılan simülasyonlar: Bölüm 5 ve Bölüm 6’ da açıklanan kontrol yöntemlerinin Matlab/Simulink ortamında simülasyonları gerçekleştirilir. Simülasyon sonuçları gösterilir.

Bölüm 8: Simülasyon sonuçları: Bu bölümde; Bölüm 2 ve Bölüm 7’ de yapılan simülasyonlardan elde edilen sonuçlar incelenir.

Sonuç bölümünde; Bölüm 8’ de incelenen sonuçlar değerlendirilir ve kullanılan kontrol yöntemlerinin sağlayabileceği faydalar belirtilir.

## 2. DOĞRULTUCULAR



Şekil 2.1 : Doğrultucuların sınıflandırılması

Doğrultucular, Şekil 2.1’ de gösterildiği gibi; geleneksel doğrultucular ve iyileştirilmiş güç kaliteli doğrultucular olarak ikiye ayrılabilirler. Geleneksel doğrultucular da şebeke komütasyonlu kontrolsüz ve şebeke komütasyonlu kontrollü olarak ikiye ayrılır. İyileştirilmiş güç kaliteli doğrultucular ise tek yönlü ya da çift yönlü; alçaltıcı tip, yükseltici tip, alçaltıcı-yükseltici tip, çok seviyeli, çok darbeli olmak üzere on kategoride sınıflandırılırlar [18 – 19].

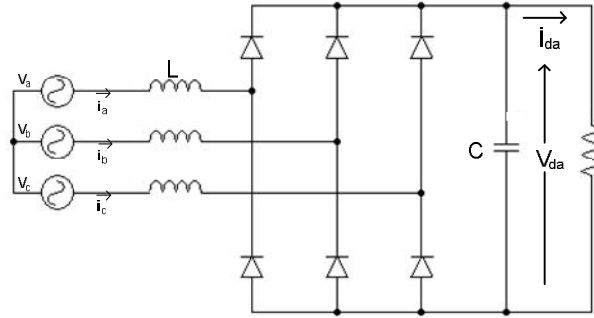
### 2.1. Şebeke Komütasyonlu Kontrolsüz Doğrultucular

Şebeke komütasyonlu kontrolsüz doğrultucular ucuz olmaları nedeniyle AA motor sürme sistemleri ve DA servo sürme sistemleri gibi uygulamalarda kullanılırlar. Bu uygulamaların çoğunda doğrultucular, pahalı ve hantal transformatörler olmaksızın doğrudan şebeke kaynağından beslenmişlerdir. Ancak, bu tip doğrultucularda güç akışı, sadece şebeke AA tarafından DA tarafına doğru olabilir.



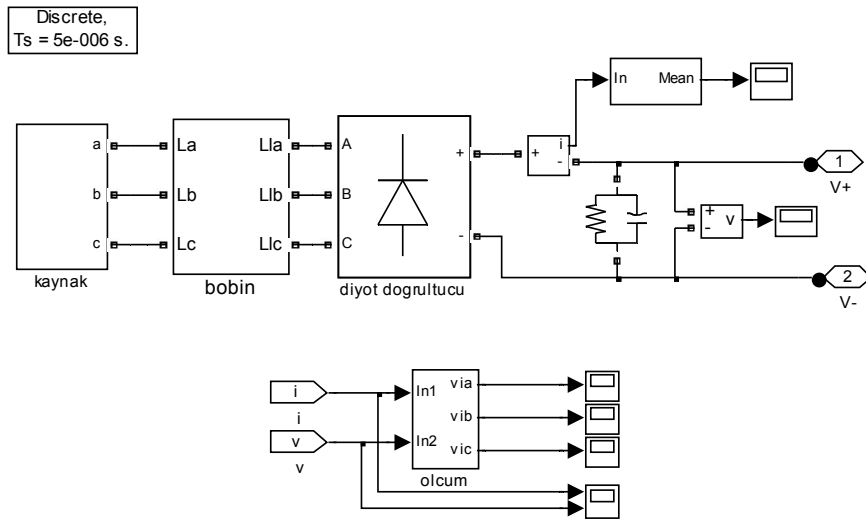
Şekil 2.2' de üç fazlı bir doğrultucu görülmektedir. Bu yapıda; akım, üst bacakta bulunan bir diyottan alt bacaktaki bir diğer diyoda akar. Üst bacakta anodu en yüksek gerilim seviyesinde olan diyot iletime geçerken diğer ikisi ters yönde kutuplanır. Alt bacakta ise katodu en düşük gerilim seviyesinde olan iletime geçerken diğer ikisi ters yönde kutuplanacaktır [18].

Doğrultucunun çıkış doğru geriliminin salınımsız olması için, DA tarafına filtre olarak büyük bir kondansatör bağlanır. Şebeke akımı dalga şeklini düzeltmek için de AA tarafına, seri bir bobin eklenir [18].



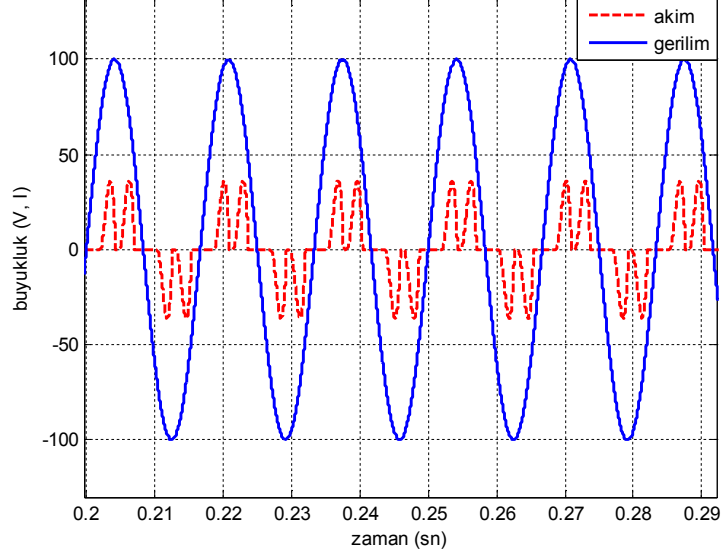
Şekil 2.2 : Üç fazlı diyotlu doğrultucu

Şekil 2.3' de sistemin Matlab/Simulink modeli görülmektedir.



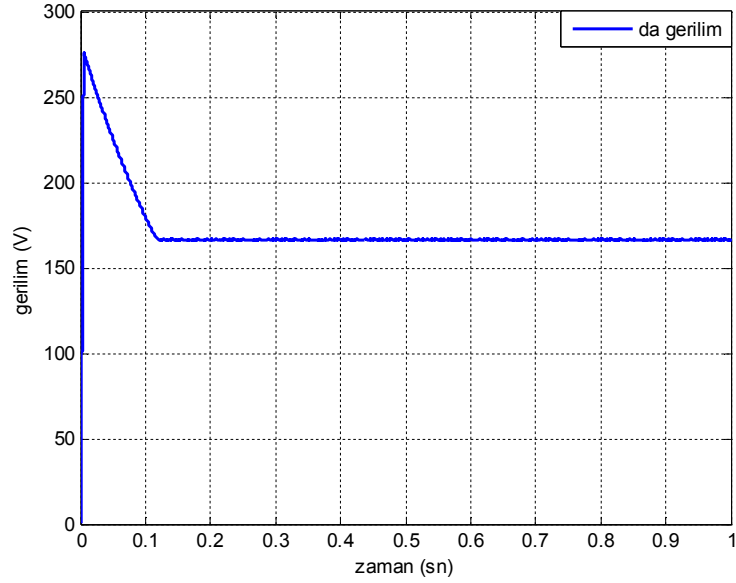
Şekil 2.3 : Üç fazlı diyot doğrultucunun Matlab/Simulink modeli

Kaynak gerilimi 100V, 60Hz, filtre bobini  $L= 0.1\text{mh}$ , kondansatör  $C = 2200\mu\text{F}$  ve yük  $100\Omega$  dur.

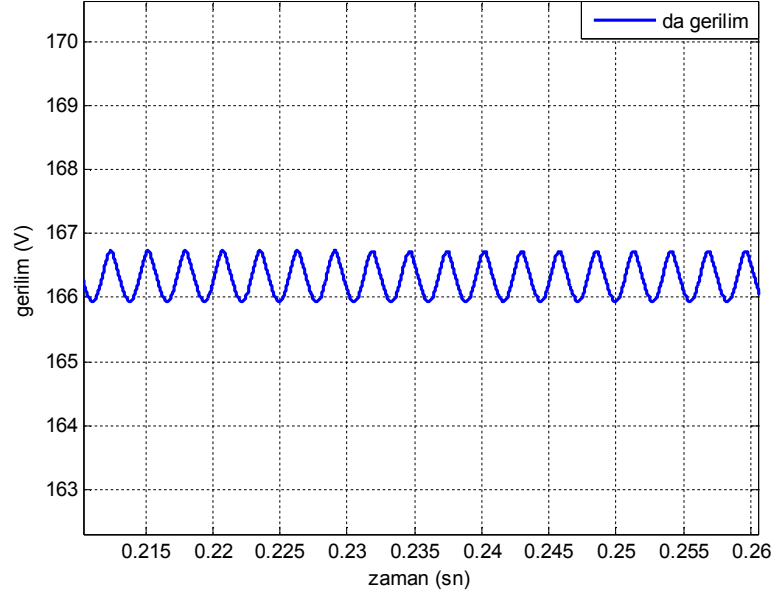


Şekil 2.4 : Üç fazlı diyot doğrultucu tek faza ait, şebeke akım-gerilim grafiği

Şekil 2.4' de görüldüğü gibi akım sinüsoidal değildir. Güç faktörü de şebeke akımındaki harmonik nedeniyle çok düşüktür. Şekil 2.5 – 2.6' da çıkış DA gerilimi ve kararlı durum hatası görülmektedir.

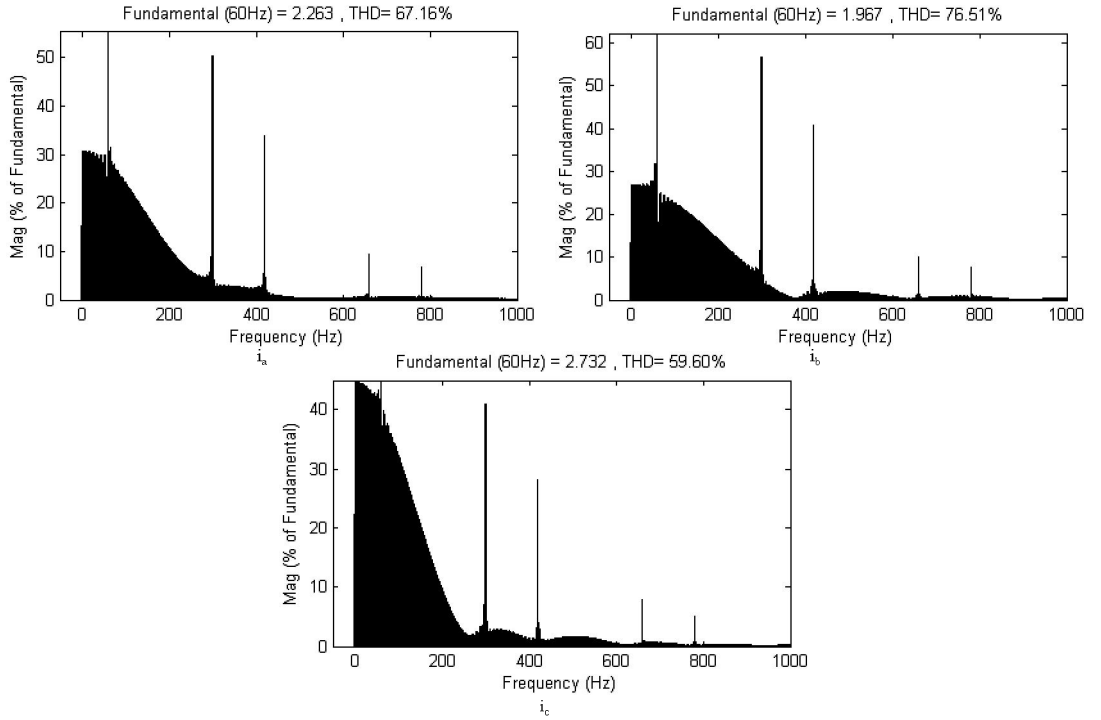


Şekil 2.5: Üç fazlı diyot doğrultucu DA çıkış gerilimi



Şekil 2.6 : Üç fazlı diyot doğrultucu DA çıkış gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 2.7' den de görüleceği gibi harmonik bozunumu oldukça yüksektir.



Şekil 2.7: Üç fazlı diyot doğrultucunun üç faza ait şebeke akımlarının harmonik bozunumları

Şebeke akımlarının harmonikli olması; AA gerilim dalga biçiminin kalitesini önemli ölçüde etkileyip aynı kaynağa bağlı hassas yüklerde sorun oluşturur. Ayrıca bu harmonikli akımlar şebekede ek harmonik kayıpları oluşturup büyük gerilimlere yol açan elektriksel rezonansları uyarırlar, ek olarak devre bağlantılarının aşırı yüklenmesine de neden olurlar [18].

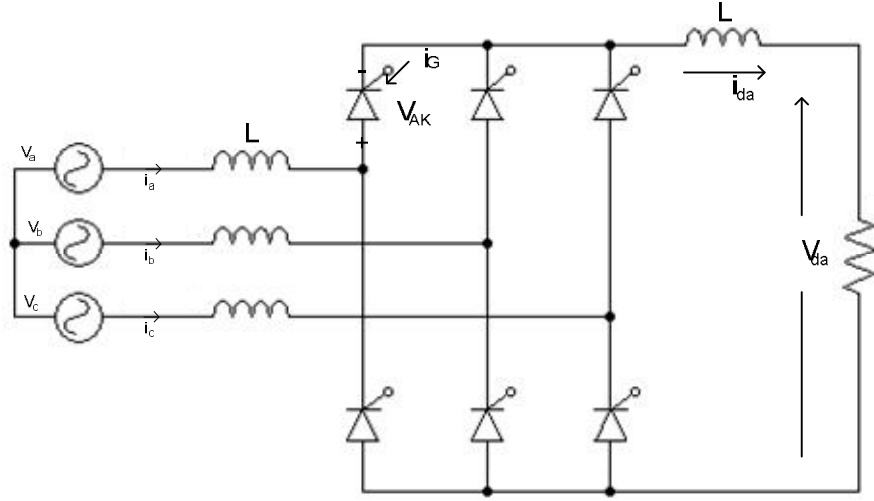
Diyotlu doğrultucular harmonik bozunumlarının yüksek , güç faktörlerinin düşük olması ve kontrol edilememelerinden dolayı hassas uygulamalarda tercih edilmezler. Ancak maliyetlerinin düşük olması nedeniyle kullanılmaya devam edilmektedirler. Harmonik standartlarının düzenlenmesiyle kullanım alanlarının iyice kısıtlanması kaçınılmazdır.

## **2.2. Şebeke Komütasyonlu Kontrollü Doğrultucular**

Akü doldurma devreleri ve DA-AA motor sürme devrelerinin bir kısmında DA geriliminin kontrol edilebilir olması gereklidir. Şebeke komütasyonlu kontrollü çeviricilerde kullanılan tristör yardımıyla, AA'nın kontrollü DA' ya çevrilmesi gerçekleşir. Anma gerilimi ve akımı yüksek, daha iyi kontrol edilebilir anahtarların yaygınlaşmasıyla, tristörlü çeviricilerin kullanımı üç fazlı yüksek güçlü ve güç akışının iki yönlü olması gereken uygulamalarla sınırlanır.

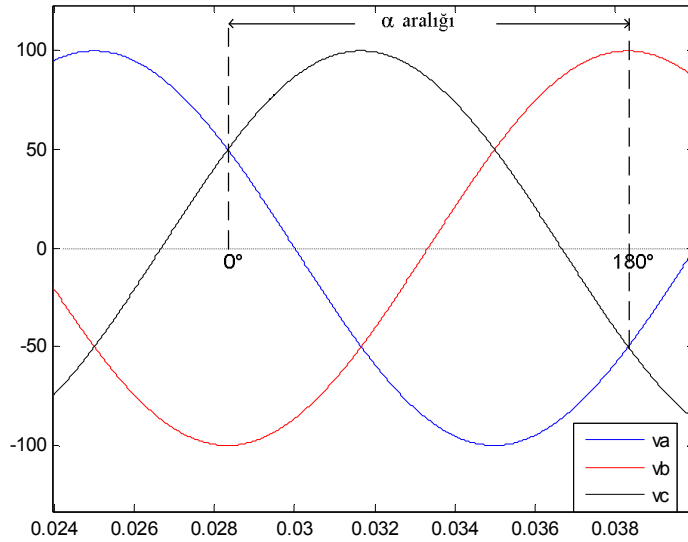
Şebeke komütasyonlu kontrollü doğrultucuların; üç fazlı yarım dalga doğrultucu, altı darbeleri ya da çift yıldız doğrultucu, arafaz bağlantılı çift yıldız doğrultucu, yarı kontrollü köprü çevirici ve üç fazlı tam dalga doğrultucu ya da Graetz köprü gibi çeşitleri vardır. Şekil 2.8' de en çok kullanılan şebeke komütasyon kontrollü doğrultucu olan üç fazlı tam dalga doğrultucu gösterilir [20].

Bu tip çeviricilerde tristörler, anot-katod gerilimi pozitif olduğunda ve kapı girişine tetikleme akımı uygulandığında ilettime geçerler. Diğer tristör ilettime geçtiğinde ya da akım negatif değere ulaşmaya çalıştığında da kesime giderler.



Şekil 2.8 : Üç fazlı tristör köprü doğrultucu (Graetz köprü)

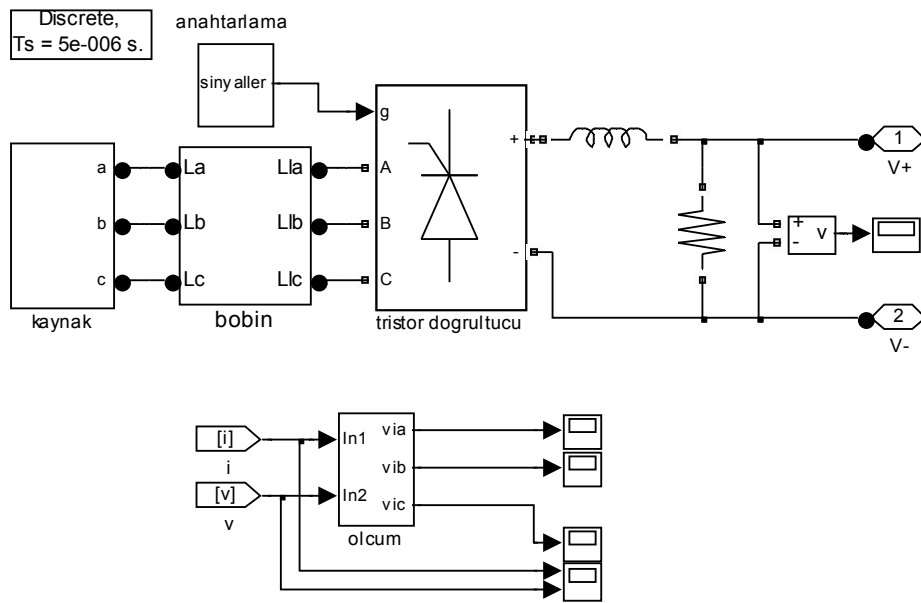
Ayrıca bu doğrultucularda;  $V_{da}$  gerilimi, tristörlerin ateşleme sinyalinin ayarlanmasıyla kontrol edilir. Şekil 2.9’ da gösterildiği gibi; ateşleme sinyali,  $\alpha$  açısıyla belirlenir ve  $0^\circ$  ve  $180^\circ$  arasında değişir. Ateşleme açısı  $\alpha$ , kaynak gerilimlerinin kesişme noktasından ölçülür. Bu noktada anot – katod tristör gerilimi  $V_{ak}$  pozitif olmaya başlar ve tristör iletime geçer. Komütasyon problemi yüzünden gerçekte maksimum ateşleme açısı ise  $160^\circ$  civarındadır [20].



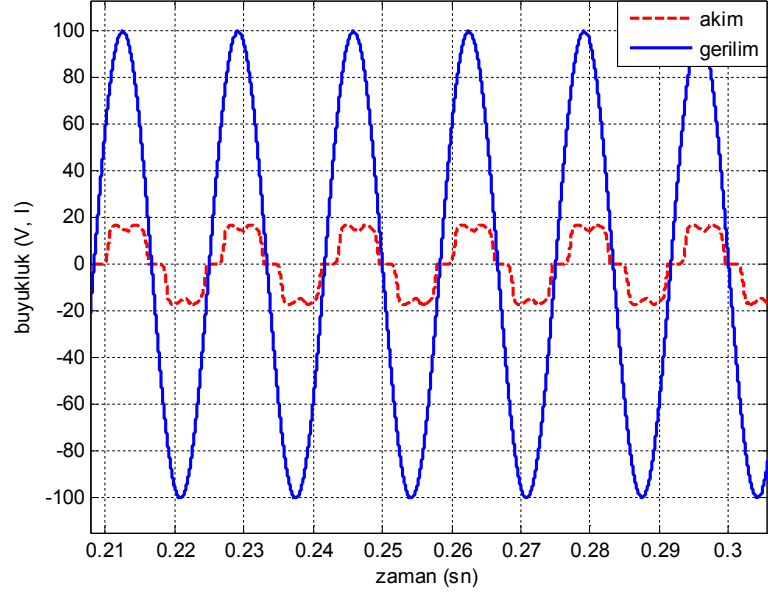
Şekil 2.9 :  $\alpha$  ateşleme açısının gösterimi

Şebeke komütasyonlu kontrollü çeviriciler; güç akışının AA dan DA tarafına olan durumu doğrultma ve DA dan AA tarafına doğru olan durumu evirme olmak suretiyle iki bölgede çalışabilirler.  $\alpha$  açısı,  $90^\circ$  'den küçükse  $V_{da}$  pozitif olur ve çevirici, doğrultucu olarak çalışır.  $\alpha$  açısı,  $90^\circ$  'den büyük olduğunda ise  $V_{da}$  negatif olur ve çevirici, evirici olarak çalışır. Ancak evirici olarak çalışabilmesi için DA tarafında bir güç kaynağının olması gereklidir [20].

Şekil 2.10' da tristör köprü doğrultucunun simülasyon modeli gösterilmiştir. Parametre değerleri ise; kaynak gerilimi 100V, 60 Hz, giriş AA ve çıkış DA filtre bobinleri  $L = 0.001H$ , yük  $100\Omega$  alınarak kullanılır.

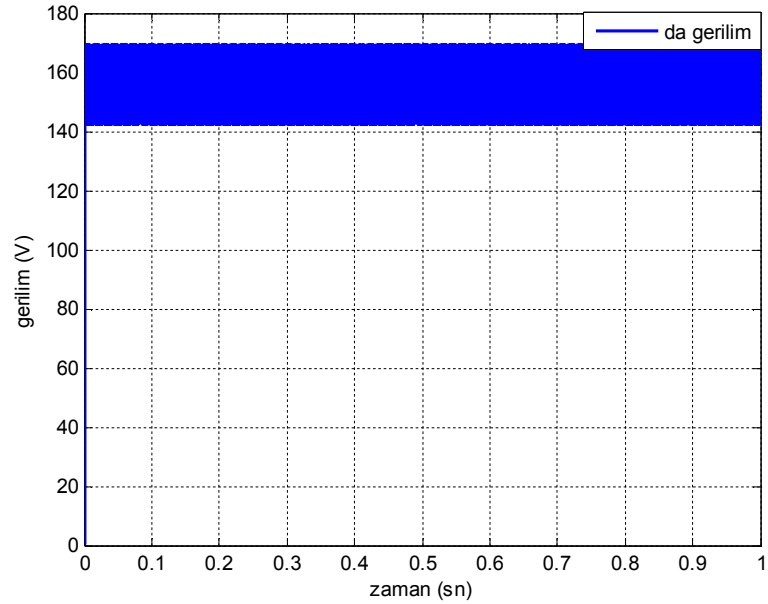


Şekil 2.10 : Tristör köprü doğrultucu Matlab/Simulink simülasyon modeli



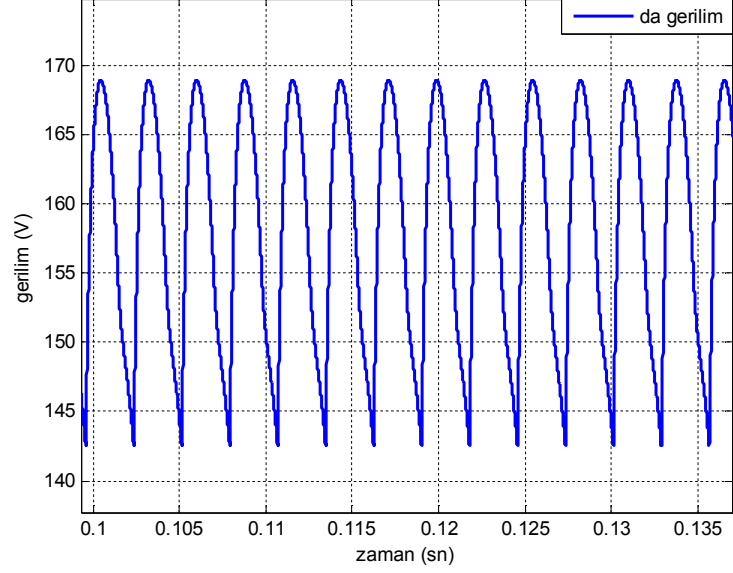
Şekil 2.11 : Tristör köprü doğrultucu, tek faza ait, şebeke akım-gerilim grafiği

Şekil 2.11' de gösterildiği gibi akım sinüsoidal değildir. DA gerilimin, referans değeri takip ettiği Şekil 2.12' den görülmektedir.



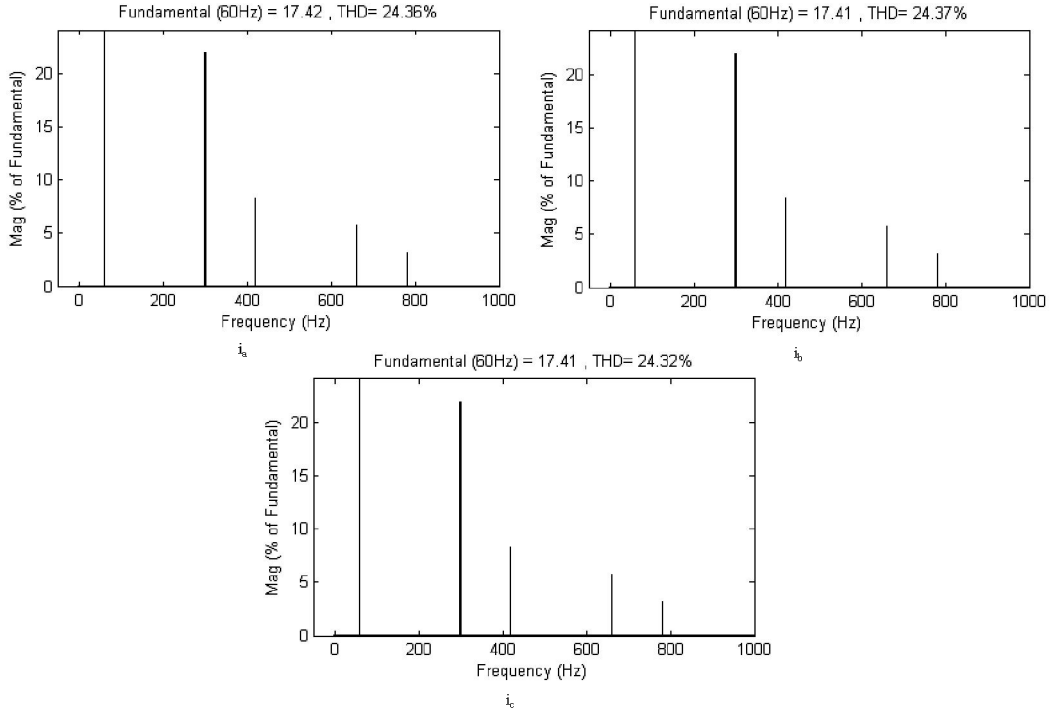
Şekil 2.12 : Tristör köprü doğrultucu DA çıkış gerilimi

Şekil 2.13’de DA geriliminin kararlı durum hatası gösterilir.



Şekil 2.13: Tristör köprü doğrultucu çıkış DA gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 2.14’ de görüldüğü gibi bu tip doğrultucularda da harmonik oldukça yüksek olup, her faz için sırasıyla; %24.36, %24.37, % 24.32’ dir.



Şekil 2.14 : Tristör köprü doğrultucunun üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları



### **2.3. İyileştirilmiş Güç Kaliteli Doğrultucular**

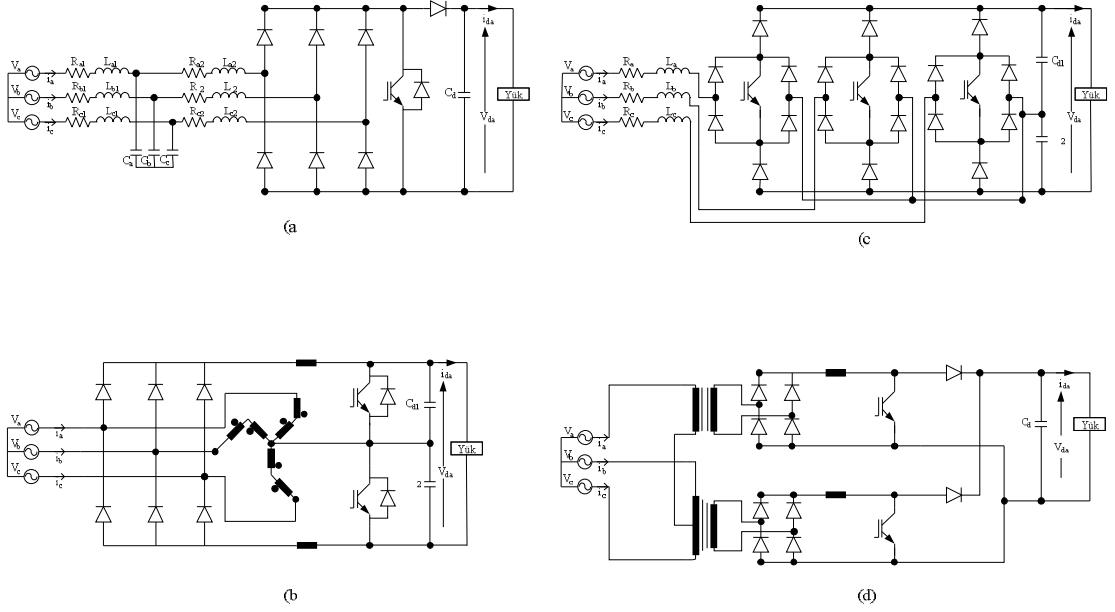
İyileştirilmiş güç kaliteli doğrultucular tekyönlü ya da çiftyönlü güç akışlı; alçaltıcı, yükseltici, alçaltıcı-yükseltici, çok seviyeli ve çok darbeli olmak üzere on kategoride sınıflandırılırlar [19].

Bu tip doğrultucularda genel amaç;

- Ayarlanabilir güç faktörü
- Sinüs şebeke akımları
- Harmoniksiz şebeke akım ve gerilimleri
- Ayarlanabilir çıkış DA gerilimi
- Şebekede daha düşük elektromanyetik parazit (EMI) ve radyo frekans paraziti (RFI) elde etmektir.

#### **2.3.1. Tekyönlü yükseltici tip doğrultucular**

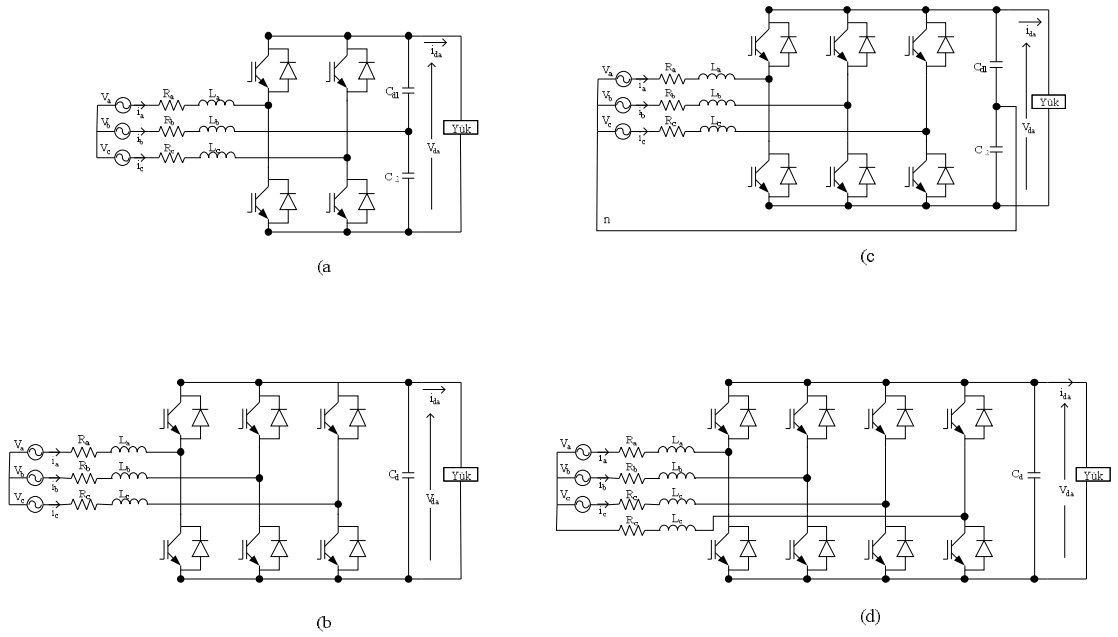
Tek yönlü yükseltici tip doğrultucular; değişken referans ve yüklerde sabit DA çıkış gerilimi verirler. Ayrıca; güç kalitesi bakımından daha iyi performansa sahiptirler. Bu gibi avantajları sayesinde diyotlu doğrultucular yerine kullanılmaktadırlar. Şekil 2.15’ de bu tip doğrultucuların öncü yapıları görülmektedir. 2.15 a)’ da tek anahtarlı, 2.15 b)’ de zig zag trafolu Minnesota doğrultucu, 2.15 c)’ de Vienna doğrultucu ve 2.15 d)’ de Scott trafolu iki anahtarlı doğrultucu gösterilir. Bununla birlikte, bu grupta bulunan diğer yapılar, tek fazlı yükseltici tip ve diğer topolojilerin kombinasyonu ile elde edilirler. Bu tip doğrultucular, çoğunlukla güç kaynaklarında ve motor hız kontrolünde kullanılırlar.



Şekil 2.15: Tek yönlü yükseltici tip doğrultucu topolojileri  
a) Tek anahtarlı, b)Zig zag trafolu Minnesota doğrultucu, c)Üç anahtarlı (Vienna doğrultucu), d) Scott bağlantı trafolu iki anahtarlı

### 2.3.2. Çift yönlü yükseltici tip doğrultucular

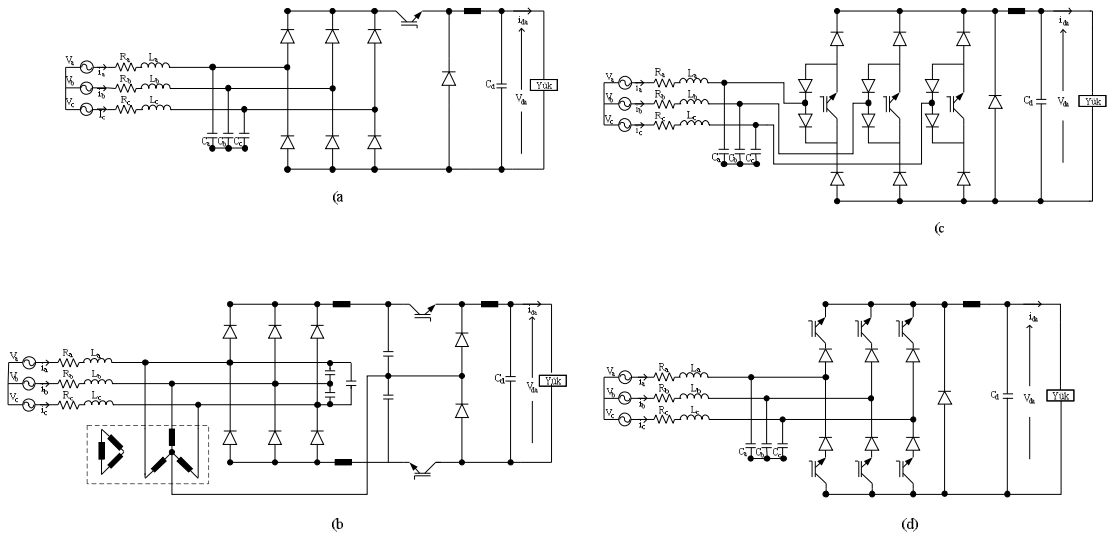
Çift yönlü yükseltici tip doğrultucular; iki yönlü güç akışının gerektiği uygulamalarda kullanılırlar. Bu uygulamalar içerisinde; kaldıraç, vinç, asansör, batarya enerji depolama sistemleri (BESS) ve şebeke etkileşimli kesintisiz güç kaynağı (UPS) gibi uygulamalar bulunur. Şekil 2. 16' da bu çevirici yapılarının temel devreleri gösterilir. Şekil 2.16 a) güç anahtarı maliyetini azaltmak için dört anahtarlı olarak yapılır. Şekil 2.16 b) bu doğrultucular içerisinde en çok kullanılan yapıdır, gerilim beslemeli doğrultucu (VSR) olarak bilinir. Şekil 2.16 c) ve 2.16 d)' de gösterilen dört – telli yapılar dengesiz kaynak gerilimlerinde de daha iyi performans elde etmek için kullanılırlar.



Şekil 2.16 : Çift yönlü yükseltici tip doğrultucu topolojileri  
a) Dört anahtarlı; b) VSI köprü tipi; c) Dört telli; d) Dört ayaklı

### 2.3.3. Tek yönlü alçaltıcı tip doğrultucular

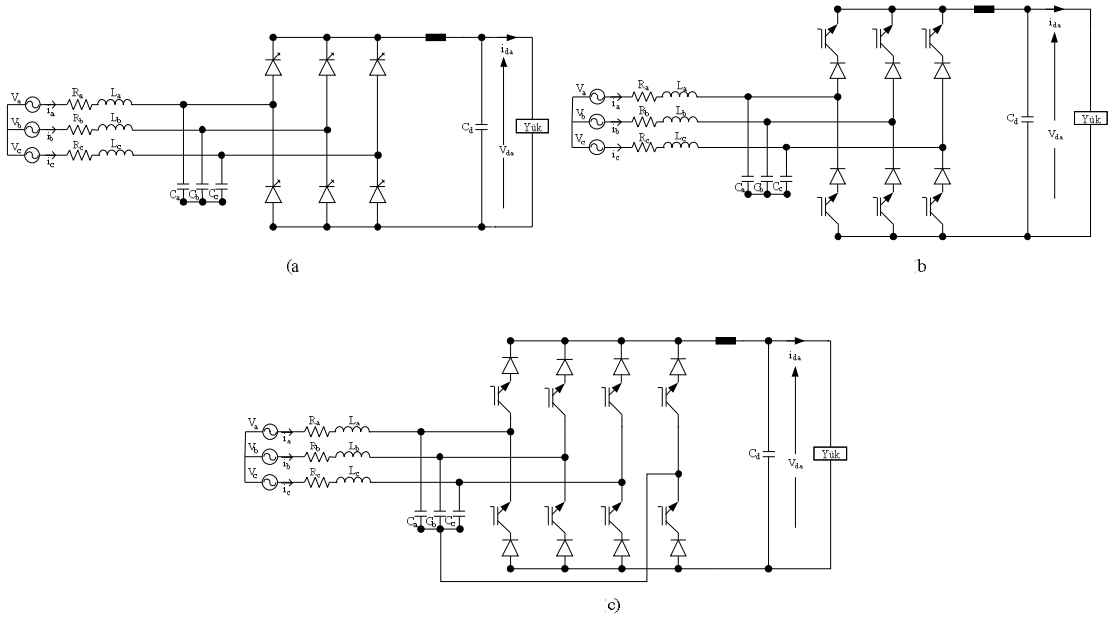
Tek yönlü alçaltıcı tip doğrultucular; tristör köprü doğrultucuda bulunan, güç kalite ve DA çıkış problemlerini gidermek için kullanılırlar. Şekil 2.17' de bu doğrultucu yapılarına ait devre şemaları gösterilir. Bu yapılarıdaki güç anahtarlarının DGA kontrolü, kullanılan filtrenin boyutunu düşürür ve sistemin verimini artırır. Ayrıca, anahtarlama elemanlarının, akım yönüne seri bağlanması sayesinde, boşa çektikleri akımlar düşük değerdedir. Buna karşın, bu tip doğrultucular, giriş geriliminden aşağıda bir gerilim sağladıkları için filtre gereksinimi daha büyüktür. Bununla birlikte, bu tip doğrultucular, batarya şarjı ve DA motor hız kontrolü gibi uygulamalarda kullanılırlar.



Şekil 2.17: Tek yönlü alçaltıcı tip doğrultucu topolojileri  
a) Tek – anahtarlı; b) Çift anahtarlı; c) Üç anahtarlı; d) Üç fazlı CSI tipi

### 2.3.4. Çift yönlü alçaltıcı tip doğrultucular

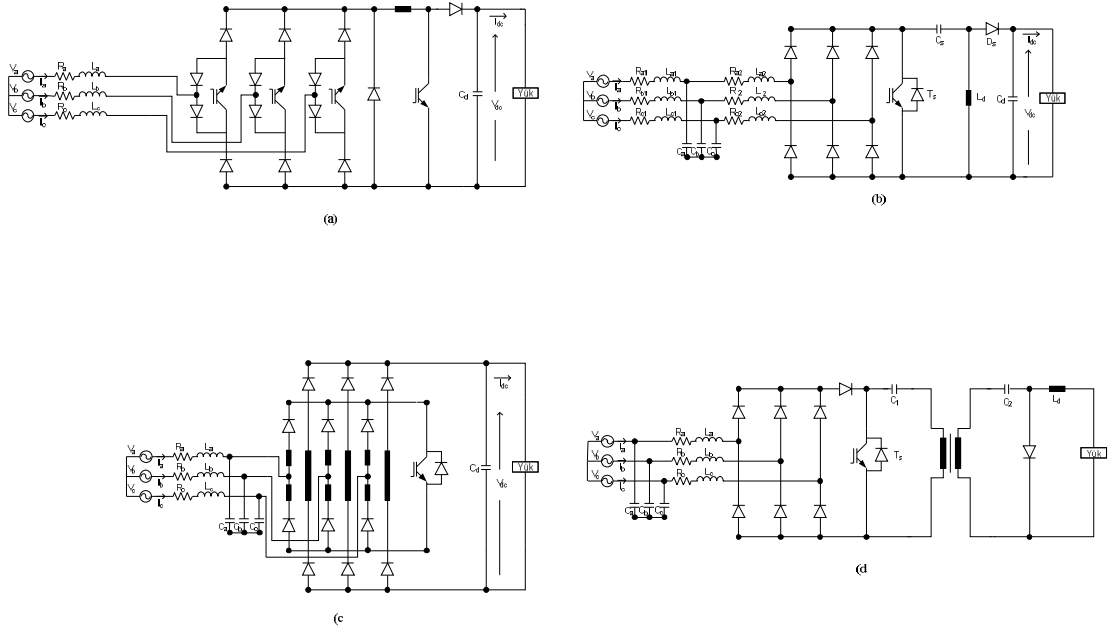
Çift yönlü alçaltıcı tip doğrultucular; tristör köprü doğrultucularla benzer işlev sağlarlar. Ancak bu tip doğrultucuların güç kaliteleri daha iyidir ve iki yönlü güç akışına da izin verirler. Şekil 2.18’ de bu tip doğrultuculardan bazıları gösterilir. Yüksek güç uygulamalarında Şekil 2.18 a) da gösterilen GTO’lu yapı, düşük güç uygulamalarında ise Şekil 2.18 b) de gösterilen IGBT’li yapı kullanılır. Şekil 2.18 c)’ deki dört ayaklı yapı, dengesiz şebeke gerilimlerinde de yüksek performans sağlanması için kullanılır.



Şekil 2.18 : Çift yönlü alçaltıcı tip doğrultucu topolojileri  
a) GTO kullanan; b) IGBT kullanan; c) Dört kutuplu

### 2.3.5. Tek yönlü alçaltıcı-yükseltici tip doğrultucular

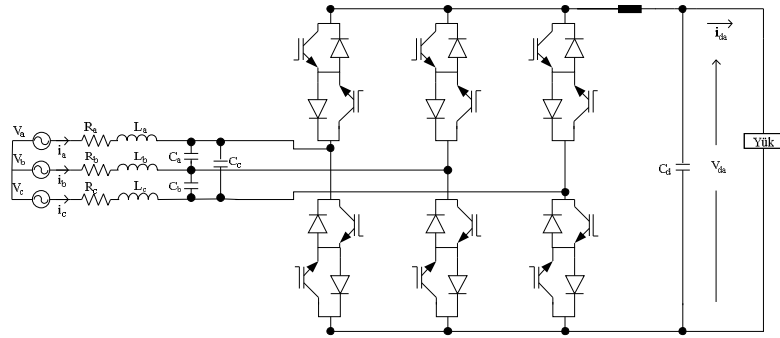
Tek yönlü alçaltıcı – yükseltici tip doğrultucular; üç fazlı diyot köprü, alçaltıcı tip, yükseltici tip ve alçaltıcı – yükseltici tip DA – DA çeviricilerin kombinasyonları ile yapılırlar. Bu doğrultucular şebekeden yalıtımlı ya da yalıtımsız DA çıkış verebilirler. Şekil 2.19’ da bu doğrultucu yapılarından bazıları gösterilmektedir. Şekil 2.19 a)’ da dört anahtarlı, b)’ de SEPIC çıkarımlı, c)’ de Flyback çıkarımlı ve 2.19 d)’de Cuk çıkarımlı yapılar verilmektedir. Bu doğrultucular, pil şarj devreleri ve güç kaynakları gibi bir çok uygulamada kullanılırlar.



Şekil 2.19 : Tek yönlü alçaltıcı yükseltici tip topolojileri  
a) Dört anahtarlı; b) SEPIC çıkarımlı; c) Flyback çıkarımlı; d) Yalıtımlı Cuk çıkarımlı.

### 2.3.6. Çift yönlü alçaltıcı-yükseltici tip doğrultucular

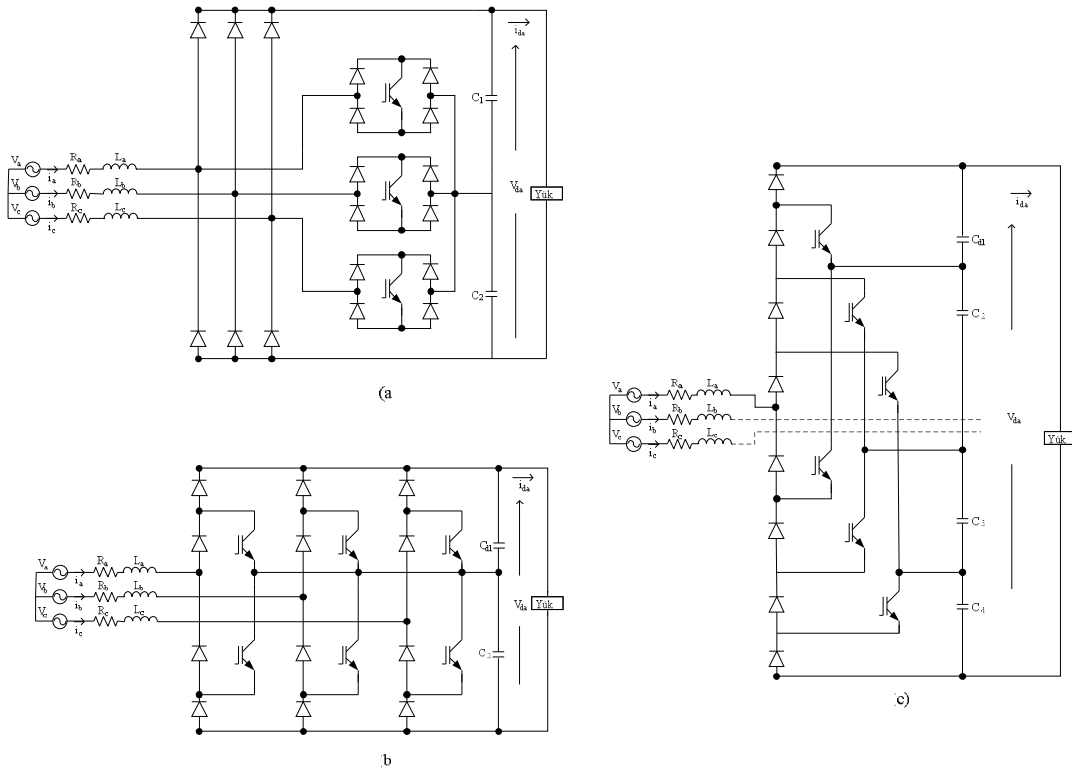
Çift yönlü alçaltıcı – yükseltici tip doğrultucular; iki yön güç akışı, alçaltıcı ve yükseltici tip olarak çalışabilme yeteneğindedirler. Bu doğrultucular, alçaltıcı ve yükseltici tip doğrultucuların seri bağlanmasıyla elde edilebilirler. Ancak, bu yapıyı gerçekleştirmenin en kolay yolu Matris çeviricinin kullanılmasıdır. Şekil 2.20’ de Matris çevirici kullanılarak yapılmış iki yönlü alçaltıcı – yükseltici tip doğrultucu yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.20 : Matris çevirici tabanlı çift yönlü yükseltici tip doğrultucu

### 2.3.7. Tek yönlü çok seviyeli doğrultucular

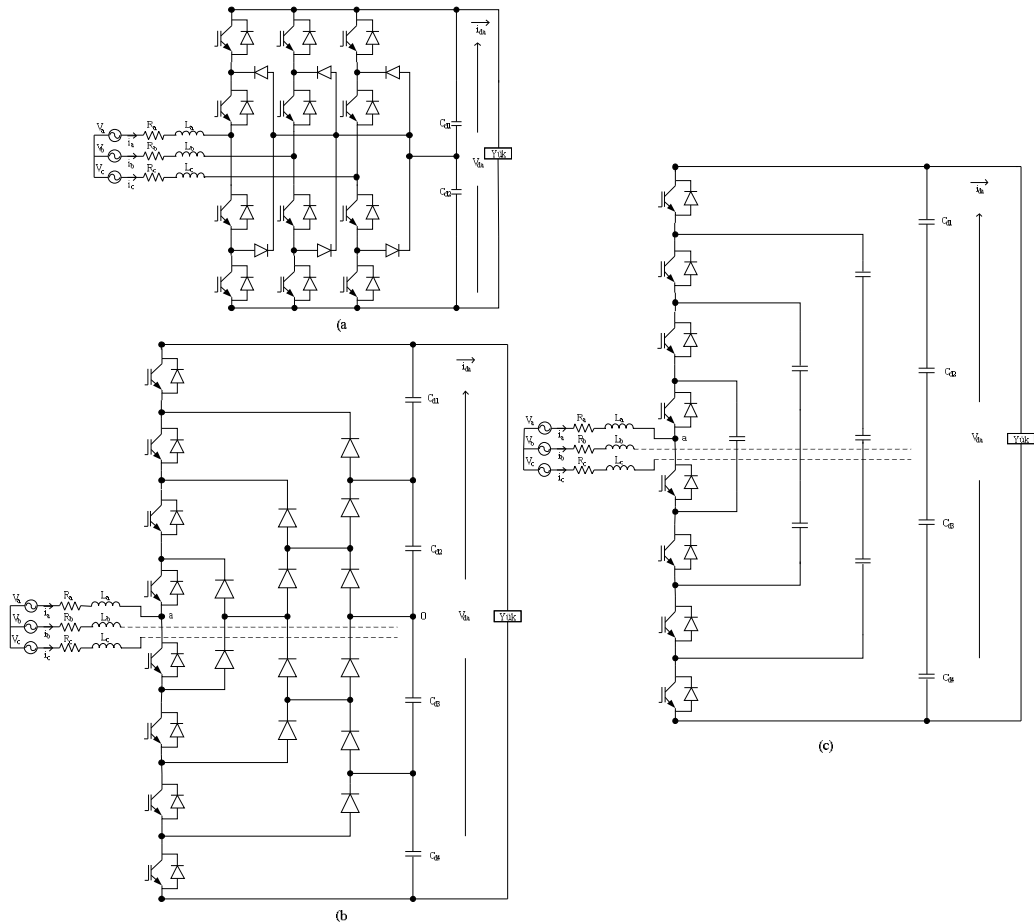
Tek yönlü çok seviyeli doğrultucular; düşük anahtarlama frekanslarında, doğrultucunun neden olduğu, anahtarlama kayıplarını ve harmonikleri azaltmak için kullanılırlar. Bu tip doğrultucular, devre elemanlarındaki gerilim baskısı düşüktür ve çıkışta yükseltme işlemi sağlarlar. Bu özellikleri nedeniyle, yüksek gerilim ve yüksek güç uygulamalarında kullanılırlar. Şekil 2.21 a) Üç anahtarlı, Şekil 2.21 b) Altı anahtarlı ve Şekil 2.21 c) ` de Beş seviyeli yapıyı göstermektedir.



Şekil 2.21 : Tek yönlü çok seviyeli doğrultucu yapıları  
a) Üç anahtarlı; b) Altı anahtarlı üç seviyeli; c) Beş seviyeli

### 2.3.8. Çift yönlü çok seviyeli doğrultucular

Çift yönlü çok seviyeli doğrultucular; güç kalite problemlerini en aza indirmek ve kaynak değişimlerinden etkilenmeyen, kararlı durum hatası az, kontrollü DA çıkış gerilimi elde etmek için yapılırlar. Şekil 2.22 a) ve b)' de kenetleme diyot tipi, 2.22 c)' de ise flying kondansatör tipi çok seviyeli çeviriciler gösterilmektedir. Bu yapılarda; düşük ve orta güç uygulamalarında IGBT' ler, yüksek güç uygulamalarında ise GTO' lar kullanılır. Batarya enerji depolama sistemleri, AA motor sürücüleri, yüksek doğru gerilim iletim sistemleri (HVdc), esnek alternatif akım iletim sistemleri (FACT) ve statik var düzeltimi gibi uygulamalarda kullanılırlar.

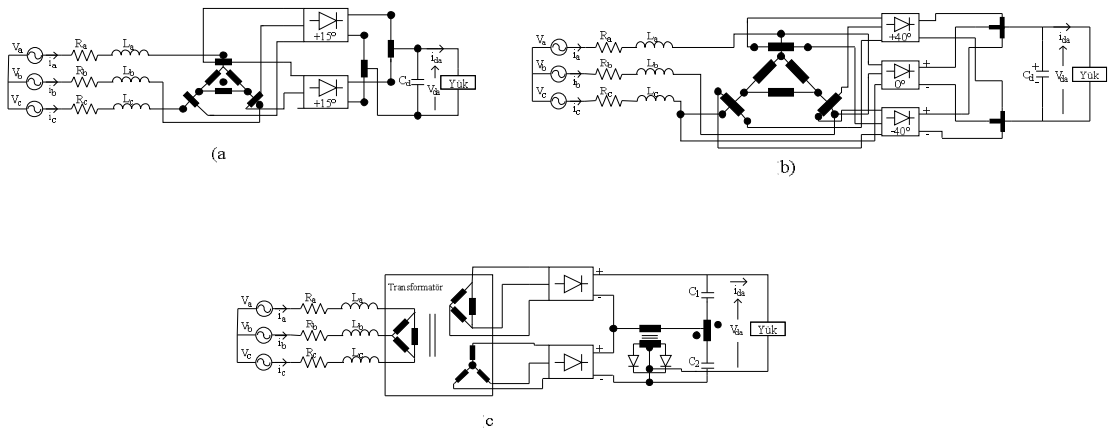


Şekil 2.22 : Çift yönlü çok seviyeli doğrultucu yapıları  
a) Üç seviyeli kenetleme diyotlu; b) Beş seviyeli kenetleme diyotlu  
c) Beş seviyeli flying kondansatörlü



### 2.3.9. Tek yönlü çok darbeleri doğrultucular

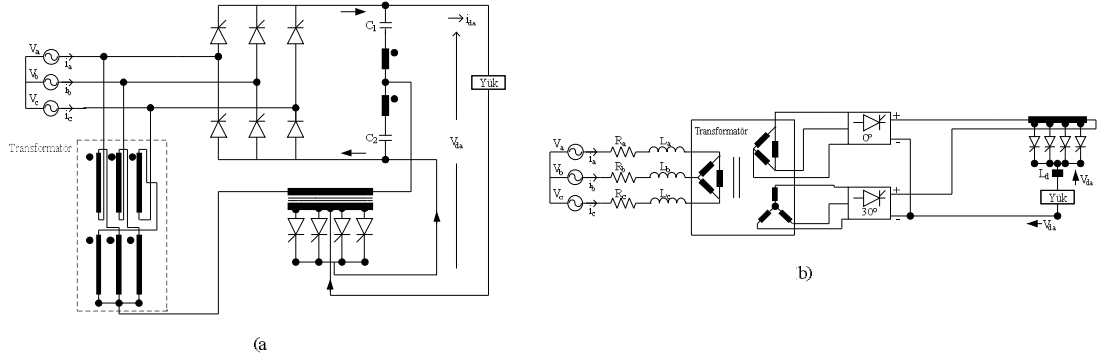
Tek yönlü çok darbeleri doğrultucular; şebekedeki harmonikleri ve DA çıkış gerilimindeki salınımı azaltmak için çok sinyalli diyot köprüler kullanılırlar. Bu tip doğrultucular; girişte kullanılan trafolar sayesinde, 12-, 18-, 24-, 30-, 36-, 48- darbeleri olarak yapılabilmektedirler. Şekil 2.23 a)' da 12, b)' de 18 ve c)'de 24 darbeleri doğrultucu yapıları gösterilmektedir.



Şekil 2.23 : Tek yönlü çok darbeleri çevirici yapıları  
a) 12 darbeleri; b) 18 darbeleri; c) 24 darbeleri

### 2.3.10. Çift yönlü çok darbeleri doğrultucular

Çift yönlü çok darbeleri doğrultucular, iki yönlü güç akışını sağlamak ve kontrollü DA çıkış gerilimi elde etmek için anahtarlama elemanı olarak tristör kullanılırlar. Harmonik azaltımı ise darbelerin artırılması ve trafoların kullanılmasıyla gerçekleşir. Girişte çok sargılı trafo, dağıtılmış reaktör kullanan darbe çoklayıcı ve injeksiyon trafosu sayesinde çok sayıda fazın kullanımı, giriş AA akımındaki harmonikleri ve çıkış DA gerilimindeki dalgacıkları azaltır. Şekil 2.24 a) 6-, 12- ve 24- darbeleri olarak çalışabilen çokdarbeleri doğrultucuları, Şekil 2.24 b)'de 12-, 24- ve 48 darbeleri olarak çalışabilen çokdarbeleri doğrultucuları gösterir. Bu çeviriciler; yüksek güçlü DA motor sürücülerinde, HVdc iletim sistemlerinde ve bazı güç kaynaklarında kullanılır.



Şekil 2.24 : Çift yönlü çok darbeli çeviriciler  
a) 24 darbeli; b) 48 darbeli.

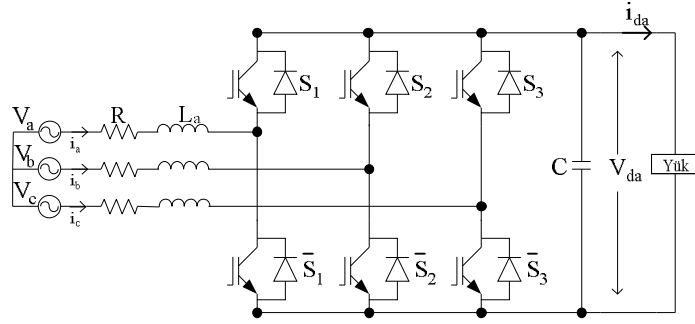
## 2.4. Doğrultucu Topolojisi Seçimi

Doğrultucu seçiminde; dikkate alınması gereken bazı noktalar vardır [19];

- Girişte, gerekli olan güç kalite seviyesi (izin verilen PF, CF, THD)
- Çıkış DA gerilim türü (sabit, ayarlı)
- Güç akışı (tekyönlü, çiftyönlü)
- Bölge sayısı (bir, iki, ya da dört)
- DA çıkış yapısı (izolasyolu, izolasyonsuz)
- DA çıkış gereksinimi (alçaltma, yükseltme, ve alçaltma-yükseltme);
- Çıkışta, istenen güç kalite seviyesi (gerilim dalgacığı, çökme, ve artma)
- DA yük tipi (lineer, nonlinear v.b.)
- Maliyet, boyut, ve ağırlık;
- Verim;
- Gürültü seviyesi (EMI, RFI, v.b.)
- Değer (kilowatt, megawatt, v.b.)
- Güvenilirlik
- Çevre (çevre ısısı, yükseklik, kirlenme seviyesi, nem, soğutma tipi, v.b.)

### 3. DGA YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCU

Doğrultucu topolojileri arasında en çok bilinen Şekil 3.1’ de gösterilen altı anahtarlı yükseltici tip doğrultucu topolojisidir. Bu çeviriciler iki yönlü akım, iki bölgede çalışabilen altı adet yarı iletken anahtara ihtiyaç duyarlar. Çeviricideki bobinler yükseltme işlemini yapmak için kullanılırlar. DA hat tarafındaki kondansatör ise DA gerilimindeki salınımı azaltmaya yardımcı olur. Ayrıca bobinler ve kondansatör; yüksek frekans anahtarlama harmoniklerini filtrelerken, alçak frekans AA bileşeni dalga şekillerine de çok az etkileri vardır. Bozunumsuz akım dalga şekilleri elde etmek için, DA çıkış gerilimi  $V_{da}$ , hattan hata AA giriş gerilimi tepe değerine eşit ya da daha büyük olmalıdır. Uygulamalarda;  $V_{da}$ , AA giriş gerilimi tepe değerinden biraz daha büyüktür. Yüksek frekanslı darbe genişlik ayarı ile kontrol edilen bu tip çeviriciler, doğrultucu olarak çalışmalarını dışında evirici olarak da çalışabilirler [20, 21].



Şekil 3.1 : Üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu

Yükseltici tip doğrultucunun diğer doğrultuculardan daha çok tercih edilme nedenleri ise[21];

- AA giriş akımları titreşimsizdir ve bu sayede çok küçük EMI filtrelemesi yeterlidir.
- Güç anahtarı akımları ve iletim kayıpları alçaltıcı, alçaltıcı – yükseltici tip doğrultucu topolojilerine göre daha azdır.

Şebeke komütasyonlu doğrultuculara göre avantajları [20];

- Daha az harmonik bozunumu üreterek akım ve gerilim ayarlanabilir.
- Sinüs giriş akımları elde edilebilir.
- Güç faktörü kontrol edilebilir. İleri veya geri güç faktörü elde edilebilir.
- Doğrultucu gerilim ve akım aradevrelili olarak yapılabilir.
- Tristörlü doğrultucuda güç dönüşümü DA taraftaki gerilim dönüşüyle olmasına karşın, DGA doğrultucularda gerilim ve akımın her ikisiylede güç dönüşümü gerçekleştirilebilir.

Yükseltici tip doğrultucu topolojisindeki diğer doğrultuculara göre, DGA yükseltici tip doğrultucunun dezavantajları ve avantajları [22] ;

Dezavantajları;

- Yüksek akım oranı.
- Arızalardan kolay etkilenmesi.
- Yüksek anahtarlama kayıpları.

Avantajları;

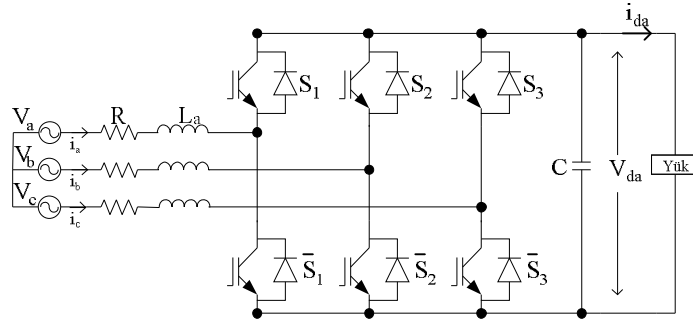
- Maliyetinin daha düşük olması.
- İki yönlü enerji akışı yeteneği.

DGA yükseltici tip doğrultucular kullanılan giriş firtresine göre ikiye ayrılabilir.

- L filtreli
- LCL filtreli

### 3.1.1. L Filtreli DGA Yükseltici tip Doğrultucu

Şekil 3.2’ de L filtreli üç fazlı yükseltici tip doğrultucu gösterilir. L filtre; kaynak empedansını belirtmek, hat akımı dalga şeklini düzeltmek ve yükseltme işlemini yapmak için kullanılır [18].



Şekil 3.2 : L filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu

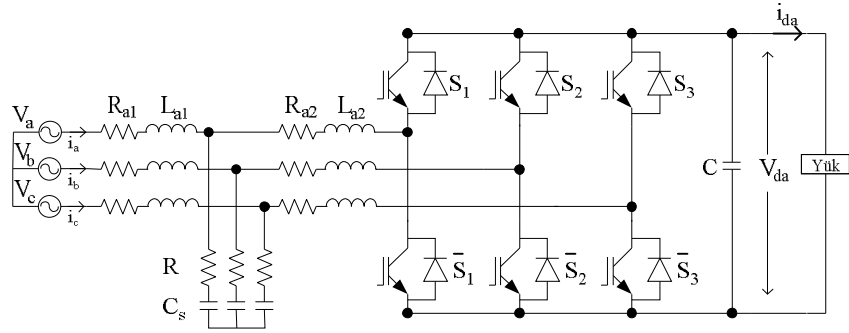
L filtre kullanılması durumunda sistemde bazı sakıncalar oluşabilir.

Bunlardan biri; akım harmoniklerini anahtarlama frekansı civarına düşürmek için yüksek değerli giriş bobinlerinin kullanılmasıdır. Yüksek değerli giriş bobinlerinin kullanılması, yüksek güçlü uygulamalarda oldukça pahalı olur ve ayrıca sistemin dinamik cevabını da zayıflatır [9].

Bir diğer sakınca ise yüksek dinamik performans elde etmek ve DGA’ dan kaynaklanan harmoniklerin azaltılmasını sağlamak için yüksek anahtarlama frekanslarının kullanılmasıdır [12].

### 3.1.2. LCL Filtreli DGA Yükseltici tip Doğrultucu

Şekil 3.3; LCL filtreli yükseltici tip doğrultucuyu göstermektedir. LCL filtre; şebeke ve doğrultucu tarafında bulunan, seri bağlı direnç – bobinlerden ve bu direnç – bobin gruplarına, paralel bağlı kondansatör – direnç gruplarından oluşur.



Şekil 3.3 : LCL filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu

LCL filtre kullanımının bir takım avantajları vardır [9, 12, 13];

- LCL filtreli yapı ile yüksek güçlerde küçük endüktans ve kapasitanslar kullanılarak optimum sonuçlar elde edilebilir. LCL filtre kullanımında, L filtreli yapıya kıyasla ek sensöre ihtiyaç duyulmaz.
- L filte ile karşılaştırıldığında LCL filtrenin en önemli avantajı, düşük anahtarlama frekanslarında, harmonik bozunumları daha az olan şebeke akımlarının elde edilebilmesidir. Anahtarlama frekansının düşük olması, çeviricinin verimini artırır ve yarıiletkenlerin anahtarlamasından kaynaklanan yüksek frekans harmonik bozunumunu azaltır.
- LCL filtre kullanılmasıyla, DGA' nın neden olduğu harmoniklerde azaltım ve yüksek dinamik performans aynı anda elde edilir.

LCL filtre kullanımının dezavantajları [12];

- Kullanılan kontrol sistemi pahalı ve karmaşık olur
- Ölü darbe cevabını elde etmek zordur.

LCL filtre kullanırken; filtre bobinleri ve kondansatörleri arasında oluşabilecek rezonansı önlemek için temelde iki yöntem kullanılır [8];

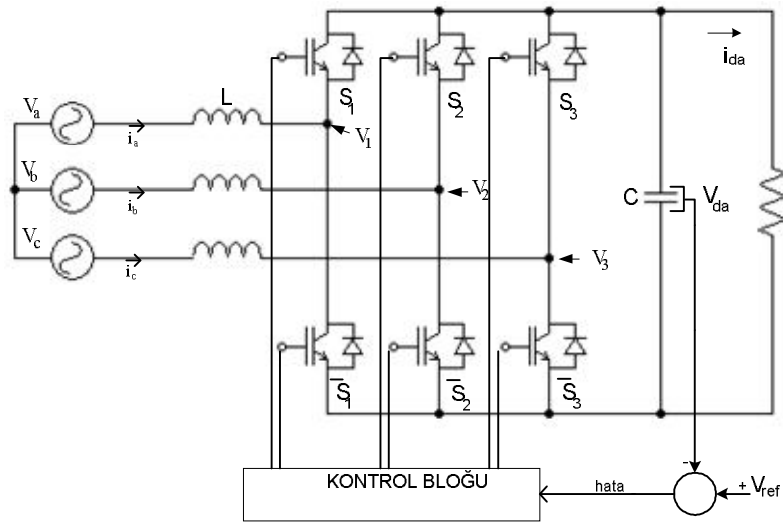
1. Filtre kondansatörlerine seri bağlı dirençlerin kullanılmasıyla yapılan pasif sönümlenme.
2. Kontrol mantığında değişiklik yapmak suretiyle uygulanan aktif sönümlenme.

Pasif sönümlenmede kullanılan dirençler sisteme ek bir maliyet getirecektir.

Aktif sönümlenmede ise sistemin kontrol yapısındaki karmaşıklık artacaktır.

### 3.2. DGA Yükseltici tip Doğrultucunun Çalışması

DGA yükseltici tip doğrultucunun temel çalışma prensibi, Şekil 3.4' de gösterildiği gibi, geribesleme kontrol döngüsü kullanarak DA gerilimini istenilen referans değerinde tutmaktır. Bu görevi gerçekleştirmek için DA tarafın  $V_{da}$  gerilimi C kondansatöründen ölçülür ve  $V_{ref}$  referans gerilimiyle karşılaştırılır. Bu karşılaştırmadan üretilen hata sinyali, doğrultucunun altı anahtarını açıp kapamak için kullanılır. Bu şekilde, güç DA gerilim ihtiyacına göre AA kaynağa gelir ya da dönebilir.



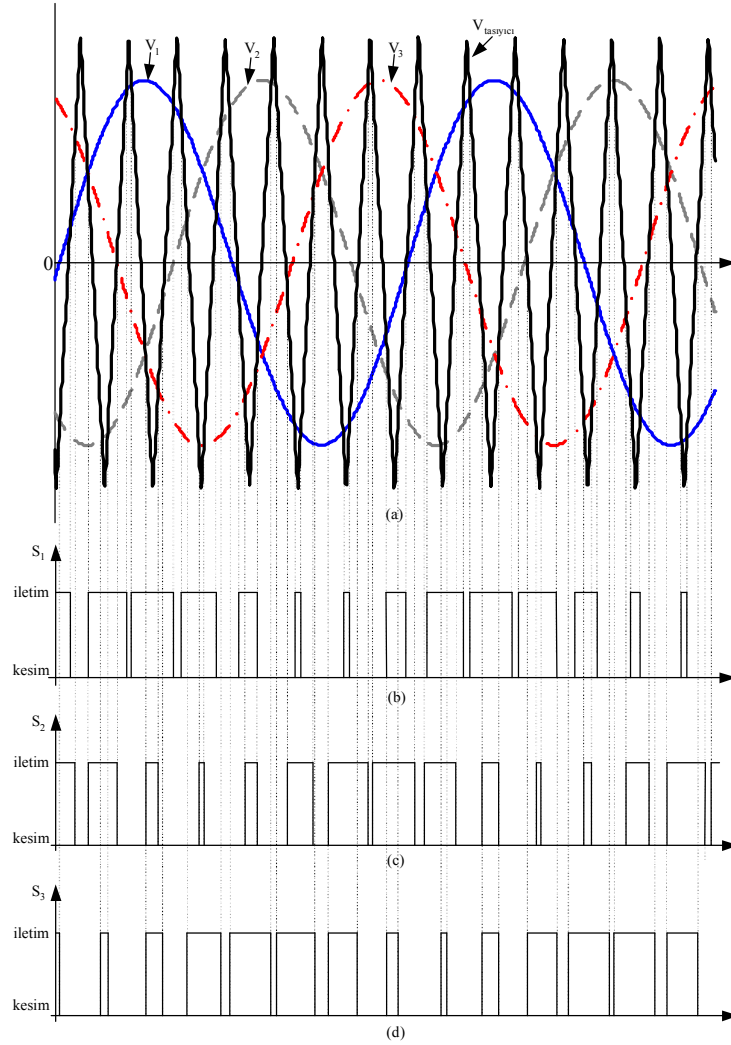
Şekil 3.4 : Geribesleme döngülü üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu

Doğrultma işlemi;  $i_{da}$  akımının pozitif olduğu yani C kondansatörünün boşaldığı durumdur. Bu durumda, oluşan hata sinyali kontrol bloğu vasıtasıyla AA kaynaktan daha fazla güç ister. Kontrol bloğu altı anahtar için uygun DGA sinyali üreterek kaynaktan gücü alır, böylece daha fazla akım AA dan DA ya akar ve kondansatör şarj olur. Evirme işlemi,  $i_{da}$  akımının negatif olduğu yani C kondansatörünün aşırı yüklendiği durumdur. Bu durumda, hata sinyali kontrol bloğundan kondansatörün boşalmasını ister ve sonuç olarak güç AA tarafa gider.

DGA sinyalleri ile yapılan kontrolde aktif gücün kontrolüyle birlikte reaktif güçte kontrol edilerek güç faktörü ayarlanır. Ayrıca, bu kontrol yöntemi şebekenin harmonik bozunumunu azaltır. Bu sayede; şebeke akım dalga şekillerinin sinüs olması sağlanır [20].

DGA' nın oluşturulması Şekil 3.5'de gösterildiği gibidir. DGA üretilirken; kontrol çıkışından şebeke ile aynı frekansta olan, sinüsoidal akım ya da gerilim referans değerleri alınır. Bu referans değerleri genellikle üçgen olan taşıyıcı sinyalle karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda değişken genlikli kare dalga sinyalleri elde edilir. Bu sinyallerin ve bu sinyallerin değerlerinin anahtarlara uygulanması ile anahtarların açılıp kapanması gerçekleşir [17, 23].

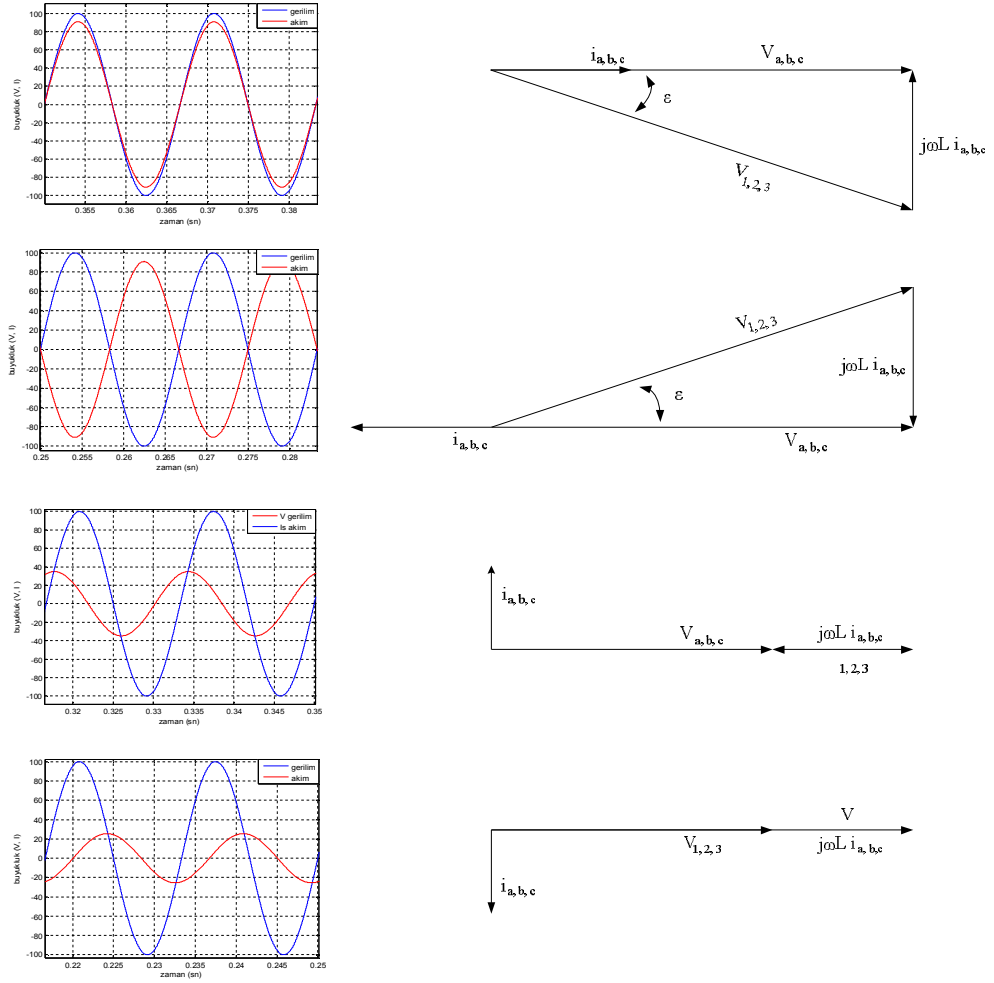




Şekil 3.5 : DGA nın oluşturulması

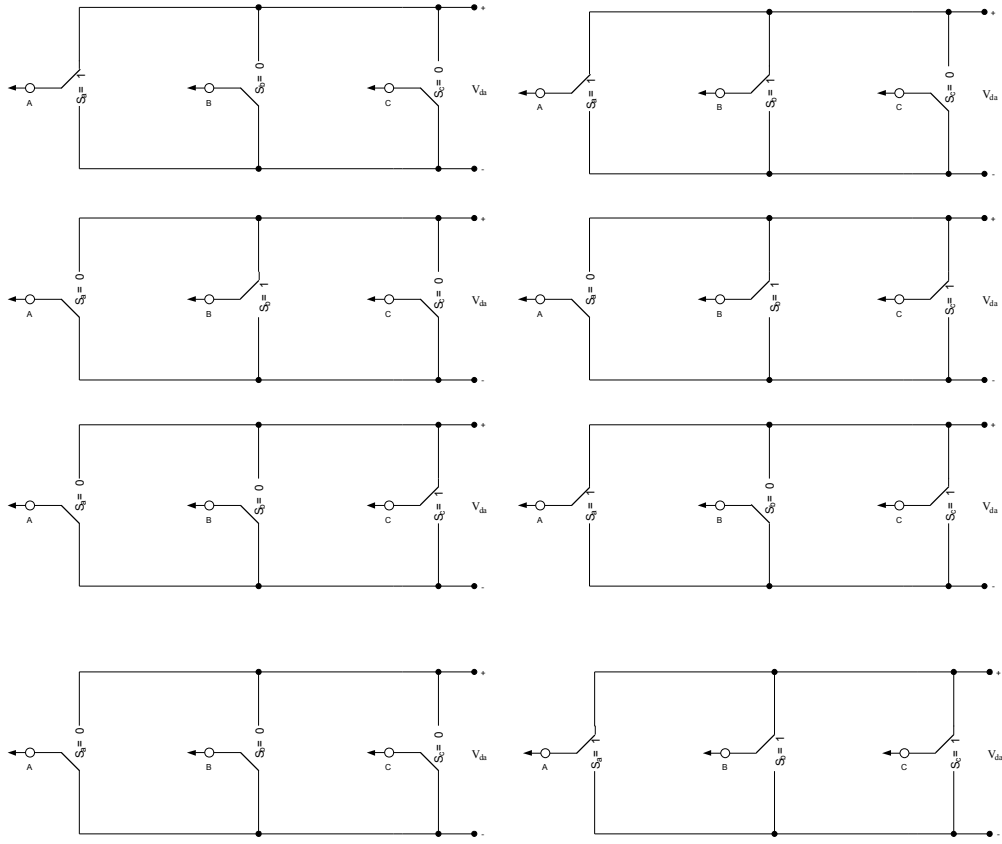
- a) Faz gerilimleri ile taşıyıcı gerilimin karşılaştırılması, b)  $S_1$  anahtarına uygulanacak DGA  
c)  $S_2$  anahtarına uygulanacak DGA, d)  $S_3$  anahtarına uygulanacak DGA

DGA üretilmesi için kullanılan  $V_{1,2,3}$  gerilimlerinin büyüklüğünün ve şebekeye göre faz farkının değiştirilmesiyle doğrultucunun dört bölgede çalışması gerçekleştirilir. Bu dört bölge; ileri güç faktörlü doğrultucu, geri güç faktörlü doğrultucu, ileri güç faktörlü evirici ve geri güç faktörlü evirici durumlarını içerir. Doğrultucunun dört bölgede çalışması sırasında  $V_{1,2,3}$  ve  $V_{a,b,c}$  gerilimleri arasındaki ilişki, Şekil 3.6'daki fazör diyagramı ile gösterilir [20].



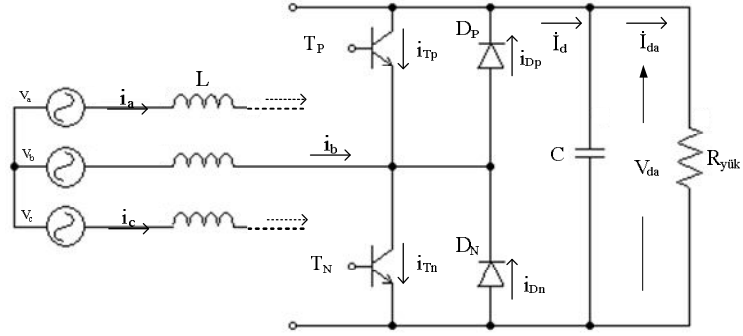
Şekil 3.6 : Doğrultucunun çalışma bölgeleri  
a) Birim güç faktöründe doğrultucu çalışma, b) Birim güç faktöründe evirici çalışma  
c) Kapasitif çalışma, d) Endüktif çalışma

DGA yükseltici tip doğrultucunun temel devresi IGBT'lerden ya da yüksek güç durumunda GTO'lardan oluşur. Anahtarlama durumları da Şekil 3.7'de verilmektedir [22].



Şekil 3.7 : DGA doğrultucuların anahtarlama durumları.

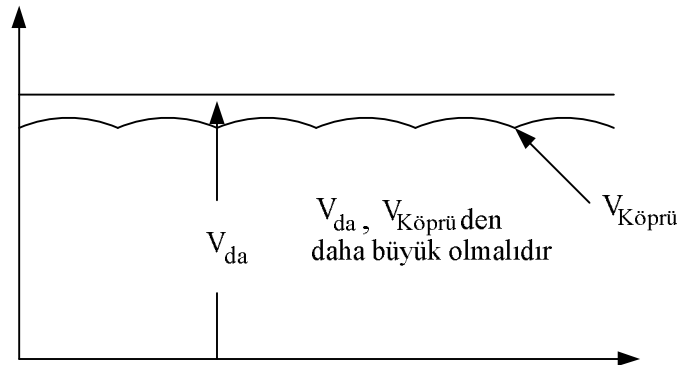
$i_b$  akımı, yarı iletkenler üzerinden, Şekil 3.8' de gösterildiği gibi akar. Pozitif yarı periyot boyunca, DA hattın negatif tarafına bağlı olan  $T_n$  transistörü iletime geçer ve  $i_b$  akımı  $T_n(i_{Tn})$  üzerinden akmaya başlar. Akım, en negatif fazla döngü oluşturur ve DA hattın aynı negatif ucuna bağlı diyot üzerinden geçerek kaynağa döner ve anahtarlara geri gelir. Akım DA yüküne de gidebilir (evirme) ve DA hattın pozitif ucuna yerleştirilmiş diğer transistör üzerinden döner.  $T_n$  transistörü kesime gittiğinde, akım yolu kesilmiştir ve akım, DA hattın pozitif ucuna bağlı  $D_p$  diyodu üzerinden akmaya başlar. Şekil 3.8' de  $i_{Dp}$  olarak adlandırılan bu akım,  $i_d$  akımının üretilmesine yardım ederek DA tarafa gider. Üretilen  $i_d$  akımı, yüke paralel bağlı C kondansatörünü şarj ederek doğrultucunun DA güç üretmesine izin verir. Bunun yanısıra, doğrultucunun AA tarafında kullanılan, L bobinlerinde, endüklenen gerilim sayesinde  $D_p$  diyotu iletime geçtiği için çalışma boyunca L bobinlerinin önemi oldukça büyüktür. Benzer işlem negatif yarı periyot boyunca da  $T_p$  ve  $D_n$  elemanları ile gerçekleşir [20].



Şekil 3.8 : DGA yükseltici tip doğrultucu tek faza ait akımların akış yönü

Evirme işleminde; transistörlerden akan akımlar, DA kondansatörü C den geldiği için yönleri farklıdır. Çevirici; doğrultma işlemi altında yükseltici tip çevirici, evirme işleminde ise alçaltıcı tip çevirici gibi çalışır [20].

DGA yükseltici tip doğrultucunun, çıkış DA gerilimi kontrol işlemini düzgünce gerçekleştirebilmesi için doğrultucunun altı diyotunun negatif kutuplandırılması gerekir. Eğer negatif kutuplandırılmazsa diyotlar iletecek ve DGA yükseltici tip doğrultucu diyot köprü doğrultucu gibi çalışacaktır. Şekil 3.9' da gösterildiği gibi, negatif kutuplandırma işlemini gerçekleştirebilmek için kondansatör üzerindeki  $V_{da}$  geriliminin, diyotlar tarafından üretilecek  $V_{köprü}$  geriliminden daha büyük olması gereklidir. Böylelikle diyotlar, sadece transistörlerden en az bir tanesi iletme geçirildiğinde ileteceklerdir.  $V_{da}$  geriliminin,  $V_{köprü}$  geriliminden daha büyük olmasını sağlamak için ise DGA doğrultucunun, Şekil 3.4' de gösterildiği gibi bir geri besleme kontrol döngüsüne sahip olması gereklidir [20].



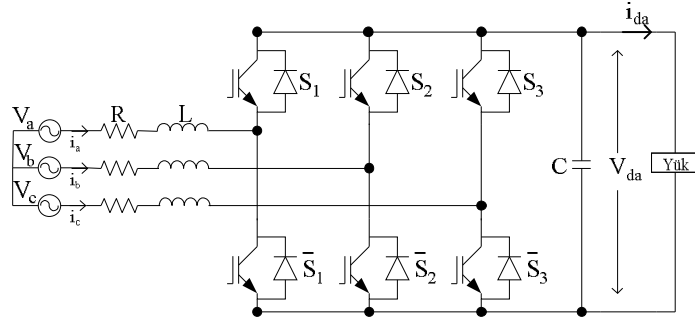
Şekil 3.9 : DGA doğrultucunun çalışabilmesi için DA gerilim şartları

#### 4. DGA YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN MATEMATİKSEL MODELİ

Bu bölümde, L ve LCL filtreye sahip üç fazlı yükseltici tip doğrultucunun duran ve senkron referans eksenlerindeki matematiksel modeli gerçekleştirilir [2, 3, 15, 24, 25]. Ayrıca kullanılan LCL filtre için parametre değerlerinin belirlenme yöntemi gösterilir [9].

##### 4.1.1. L Filtre Matematik Modeli

Şekil 4.1’ de L filtreli bir yükseltici tip doğrultucu görülmektedir. Bu doğrultucunun; ortalama ve genel matematiksel modelleri duran referans ekseninde çıkarılır. Daha sonra,  $d - q$  ve  $\alpha - \beta$  koordinatlarındaki modellemeleri gösterilir [2, 3, 25].



Şekil 4.1: L filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu

Şebeke akım ve gerilimleri, Denklem 4.1 – 4.5’ deki gibi tanımlanır.

$$V_a = V_m \cos \omega t \quad (4.1)$$

$$V_b = V_m \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (4.2)$$

$$V_c = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.3)$$

$$i_a = I_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (4.4)$$

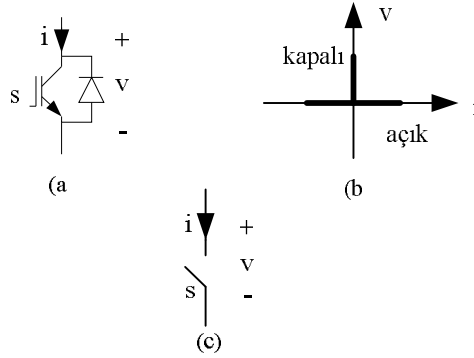
$$i_b = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad (4.5)$$

$$i_c = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad (4.6)$$

#### 4.1.1.1. Ortalama modeli

Ortalama model çıkarılırken; öncelikle tek faza ait model çıkarılır ve daha sonra diğer fazlarda eklenerek genel modele ulaşılır.

Şekil 4.2 (a) daki güç anahtarı, Şekil 4.2 (c) deki basit sembol yardımıyla da gösterilebilir.

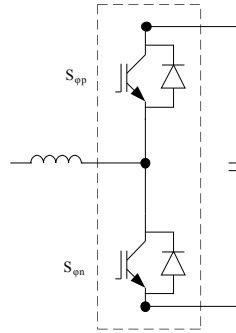


Şekil 4.2 : Güç anahtarı sembolleri;  
a) IGBT sembolü; b) akım gerilim işlem durumları; c) genel anahtar sembolü

S güç anahtarı açıkken, anahtar ya da paralel bağlı diyot kesimdedir ve sonuç olarak  $i$  akımı "0" olur. S güç anahtarı kapandığında ise, anahtar ya da paralel bağlı diyot iletme geçer ve bunun sonucunda  $V$  gerilimi "0" olur. Bu durum, Denklem 4.7' deki gibi ifade edilir.

$$S = \begin{cases} 0, i = 0, & s \text{ açıkça,} \\ 1, V = 0, & s \text{ kapalıysa.} \end{cases} \quad (4.7)$$

DGA yükseltici tip doğrultucularda, faz ayağı Şekil 4.3' de gösterildiği gibi iki tane güç anahtarından oluşur ve faz ayağının bir tarafında bobin (akım kaynağı), diğer tarafında ise kondansatör (gerilim kaynağı) bulunur.

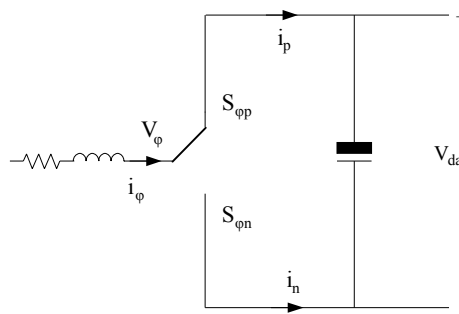


Şekil 4.3 : Faz ayağı

Faz ayağındaki güç anahtarları açılıp kapanırken kondansatörün kısa devre ve bobinin de açık devre olmamasına dikkat edilmelidir. Bu durumu gerçekleştirmek için ise, anahtarların aynı anda açılıp, aynı anda kapatılmamaları gerekir. Sonuç olarak faz ayağındaki güç anahtarları birbirleriyle ilişkilidir ve bu ilişki Denklem 4.8 ile belirtilir.

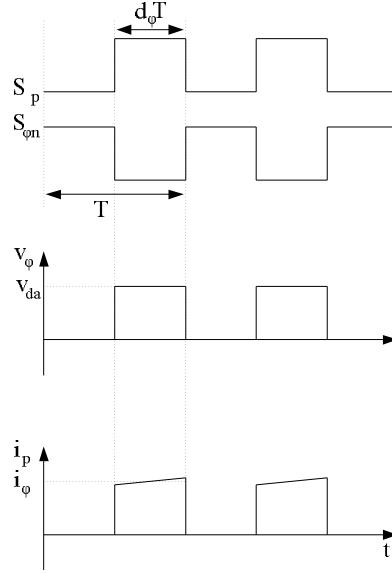
$$S_{\phi p} + S_{\phi n} = 1 \quad (4.8)$$

Faz ayağındaki güç anahtarları birbirleriyle ilişkili olduğu için Şekil 4.4' deki gibi tek konumlu, iki kutuplu anahtar yardımıyla da gösterilebilir.



Şekil 4.4: Faz ayağının tek kutuplu, iki konumlu gösterilmesi

Şekil 4.5’ de faz ayağının darbe genişliği, akım ve gerilim dalga şekilleri ile birlikte gösterilmektedir. Yine bu şekilde;  $T$  anahtarlama periyodunu,  $d_\varphi T$ ’de  $S_{\varphi p}$  anahtarının iletimde olduğu bölgeyi ifade eder.



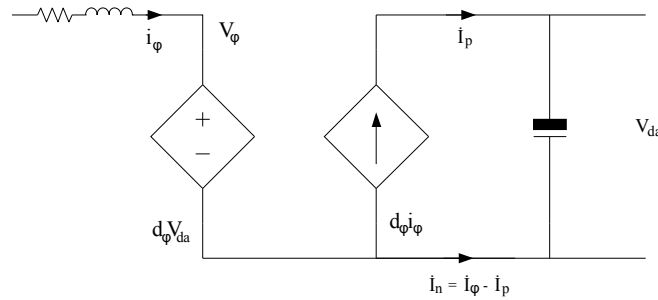
Şekil 4.5: Faz ayağının darbe genişliği, akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 4.5’ deki dalga şekillerine dayanarak, ortalama akım ve gerilim ilişkileri Denklem 4.9 – 4.10’ daki gibi tanımlanır.

$$V_\varphi = d_\varphi \cdot V_{da} \quad (4.9)$$

$$i_p = d_\varphi \cdot i_\varphi \quad (4.10)$$

Şekil 4.4 ve Denklem 4.9 – 4.10’ un kullanılmasıyla tek faz ayağı ortalama modeli Şekil 4.6’ da gösterildiği gibi olur.



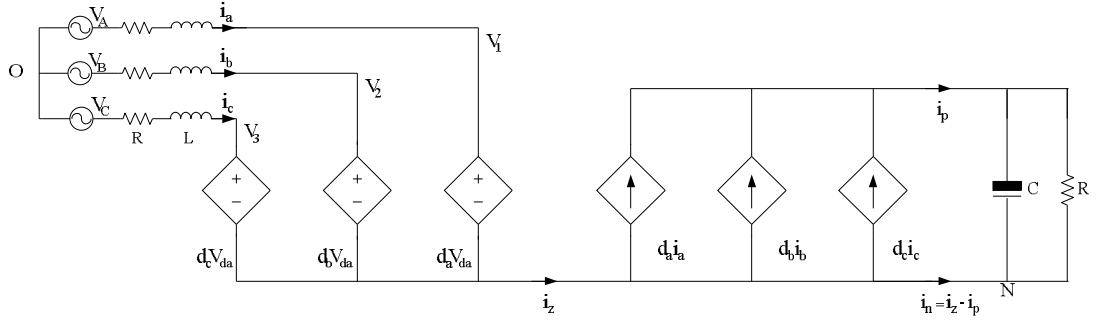
Şekil 4.6 : Tek faz ayağı ortalama modeli



Üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucunun ortalama modeli, üç faz ayağına ait ortalama modellerin ve diğer devre elemanlarının da birleştirilmesiyle, Şekil 4.7’de gösterildiği gibi elde edilir. Ayrıca DA tarafı pozitif ve negatif akımları,  $i_p$  ve  $i_n$  Denklem 4.11 – 4.12’ de tanımlanır.

$$i_p = d_a \cdot i_a + d_b \cdot i_b + d_c \cdot i_c \quad (4.11)$$

$$i_n = i_a + i_b + i_c - i_p = i_z - i_p \quad (4.12)$$



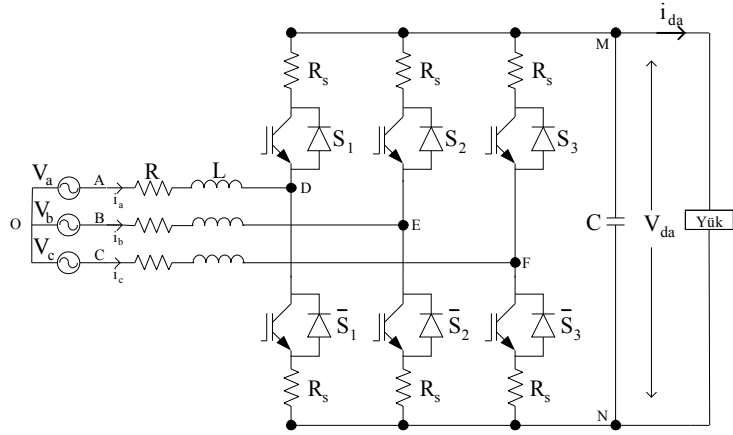
Şekil 4.7 : Duran referans ekseninde yükseltici tip doğrultucunun ortalama modeli

Üç faza ait ortalama matematiksel model, Denklem 4.13 – 4.14’ deki gibi elde edilir.

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{NO} \\ V_{NO} \\ V_{NO} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \cdot V_{da} \quad (4.13)$$

$$C \frac{dV_{da}}{dt} = \begin{bmatrix} d_a & d_b & d_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{V_{da}}{R} \quad (4.14)$$

Şekil 4.8’ de gösterildiği gibi, DGA yükseltici tip doğrultucunun anahtarlama direnci  $R_{DS}$ ’ nin de eklendiği genel matematiksel modeli Denklem 4.15 – 4.34’ deki gibi çıkarılır.



Şekil 4.8:  $R_{DS}$  anahtarlama direnci eklenmiş üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu

Şekil 4.8’ deki devrede tek faz için Denklem 4.15’ deki eşitlik elde edilir.

$$L \frac{di_a}{dt} + R i_a = V_{AD} = V_a - (V_{DN} + V_{NO}) \quad (4.15)$$

$S_1$  açık,  $\bar{S}_1$  kapalı iken anahtarlama fonksiyonu Denklem 4.16 ve  $V_{DN}$  gerilimi Denklem 4.17 deki gibi olur.

$$d_a = 1, d'_a = 0, \quad (4.16)$$

$$V_{DN} = i_a R_{DS} + V_{da} \quad (4.17)$$

$S_1$  kapalı,  $\bar{S}_1$  açık iken ise anahtarlama fonksiyonu Denklem 4.18 ve  $V_{DN}$  gerilimi Denklem 4.19’ da gösterildiği gibi bulunur.

$$d_a = 0, d'_a = 1, \quad (4.18)$$

$$V_{DN} = i_a R_{DS} \quad (4.19)$$

Denklem 4.17 ve Denklem 4.19’ daki ifadelerin, Denklem 4.15’ de yerine yazılmasıyla Denklem 4.20 elde edilir.

$$L \frac{di_a}{dt} + R i_a = V_a - [(i_a R_{DS} + V_{da})d_a + (i_a R_{DS})d'_a + V_{NO}] \quad (4.20)$$

Denklem 4.8' e benzer şekilde,  $S_1$  ve  $\bar{S}_1$  anahtarlarından sadece biri iletimde olduğundan Denklem 4.21' deki eşitlik sağlanır.

$$d_a + d'_a = 1 \quad (4.21)$$

Denklem 4.21' deki eşitliğin Denklem 4.20'de kullanılmasıyla, Denklem 4.22 elde edilir.

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = V_a - [i_a R_{DS} (d_a + d'_a) + V_{da} d_a + V_{NO}] \quad (4.22)$$

$R_{DS}$  direnci;  $R$  içerisinde gösterildiğinde üç faza ait eşitlikler, Denklem 4.23 – 4.25 ile gösterilir.

$$L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a - (V_{da} d_a + V_{NO}) + V_a \quad (4.23)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b - (V_{da} d_b + V_{NO}) + V_b \quad (4.24)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c - (V_{da} d_c + V_{NO}) + V_c \quad (4.25)$$

Üç fazlı dengeli sistemlerde akım ve gerilimler, Denklem 4.26 – 4.27' deki gibidir.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.26)$$

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (4.27)$$

Denklem 4.26 – 4.27' deki eşitlikler, Denklem 4.23 – 4.25' deki eşitliklerin toplamında yerine yazılarak, Denklem 4.28' de belirtilen  $V_{NO}$  değeri bulunur.

$$V_{NO} = -\frac{V_{da}}{3} \sum_{k=a}^c d_k \quad (4.28)$$

$$C \frac{dV_{da}}{dt} = i_a d_a + i_b d_b + i_c d_c - \frac{V_{da}}{R} \quad (4.29)$$

$V_{NO}$  değerinin, Denklem 4.23 – 4.25’ de yerine yazılmasıyla ve Denklem 4.29’ daki, DA tarafı eşitliğinin de eklenmesiyle, matematiksel model çıkarılmış olur. Çıkarılan matematiksel modelin, Denklem 4.30 ’daki formda yazılmasıyla Denklem 4.30 – 4.34’ deki matrisler elde edilir.

$$\bullet \\ ZX = AX + Bu \quad (4.30)$$

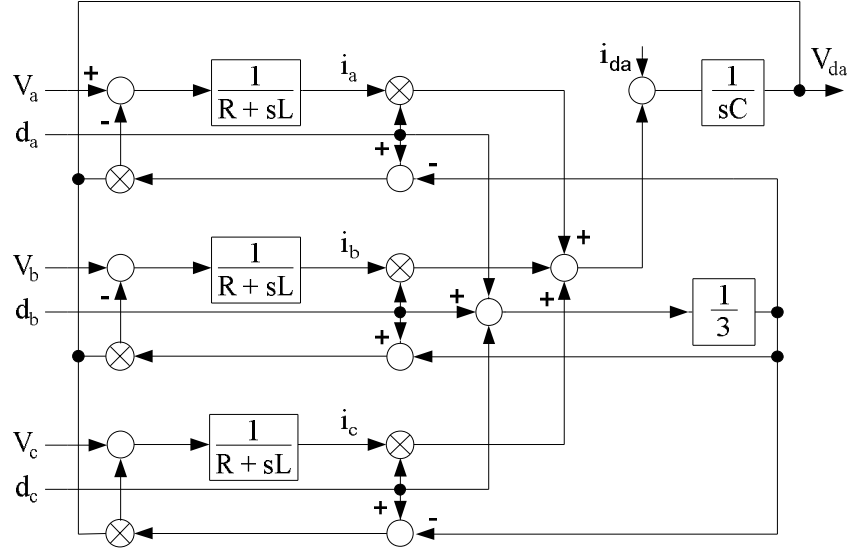
$$X = [i_a \ i_b \ i_c \ V_{da}]^T \quad (4.31)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -(d_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a}^c d_k) \\ 0 & -R & 0 & -(d_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a}^c d_k) \\ 0 & 0 & -R & -(d_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a}^c d_k) \\ d_a & d_b & d_c & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$Z = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$u = [V_a \ V_b \ V_c \ V_{da}]^T \quad (4.34)$$

Üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucunun a – b – c koordinatlardaki matematiksel modeline göre blok diyagramı Şekil 4.9’da gösterilir.



Şekil 4.9 : a – b – c koordinatlarındaki blok diyagramı

#### 4.1.1.2. d – q koordinatlarındaki matematiksel modeli

Denetleyici tasarımında ve işlemlerde kolaylık sağlayabilmek için sistem genellikle, senkron hızda dönen d – q koordinatlarına dönüştürülür. Bu dönüşüm Denklem 4.35’ te gösterilen  $T_{\text{park}}$  (Park) dönüşüm matrisiyle gerçekleştirilir.

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Ayrıca, Denklem 4.35’ deki  $\omega$  değerinin, AA şebeke frekansıyla aynı frekanslı olarak seçilmesi gereklidir.

Denklem 4.36, Denklem 4.37’de gösterildiği gibi, Denklem 4.13 – 4.14’e uygulanır. Bu işlem sonucunda, üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucunun döner referans koordinatlarındaki ortalama modeli, Denklem 4.38 – 4.39’ daki gibi elde edilir.

$$X_{dqz} = T \cdot X_{abc} \quad (4.36)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z/\sqrt{3} \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_z/\sqrt{3} \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_z/\sqrt{3} \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ V_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3V_N \end{bmatrix} - L \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_z \end{bmatrix} \cdot V_{da} \quad (4.38)$$

$$\frac{dV_{da}}{dt} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_d & d_q & d_{z/3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} - \frac{V_{da}}{RC} \quad (4.39)$$

Şekil 4.37’ de gösterilen  $i_z$ ,  $V_z$  ve  $d_z$  Denklem 4.40’ daki gibi tanımlanır.

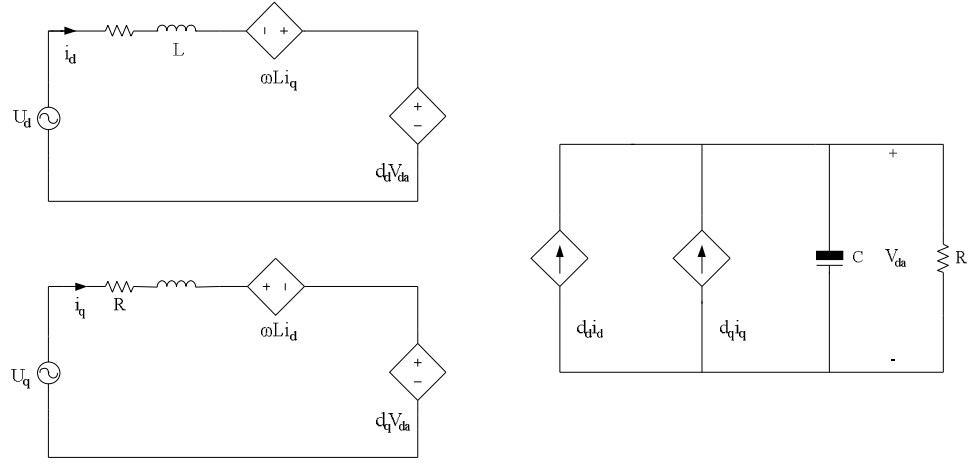
$$i_z = i_a + i_b + i_c, \quad V_z = V_a + V_b + V_c, \quad d_z = d_a + d_b + d_c \quad (4.40)$$

DGA yükseltici tip doğrultucularda; z bileşeni ”0” a eşit olduğu için denklemlerden çıkarılır ve d – q koordinatlarındaki ortalama modeli, Denklem 4.41 – 4.42’ deki gibi elde edilir.

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} - L \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{da} \quad (4.41)$$

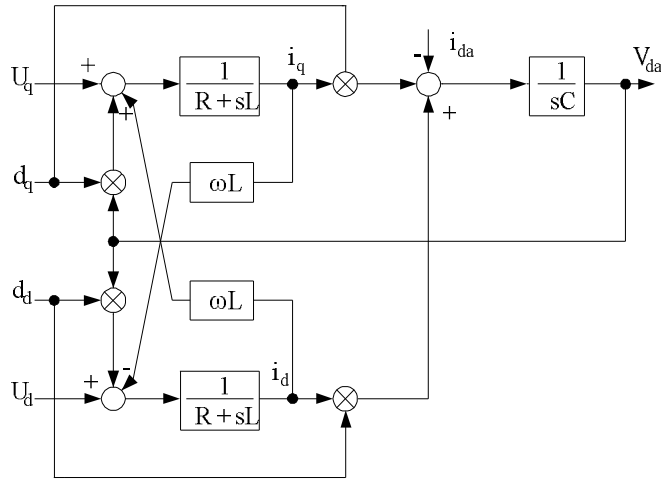
$$\frac{dV_{da}}{dt} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_d & d_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{V_{da}}{RC} \quad (4.42)$$

Şekil 4.10, d – q koordinatlarındaki ortalama modelin eşdeğer devresini gösterir.



Şekil 4.10 : d – q koordinatlarında ortalama model

Devrenin d – q koordinatlarındaki blok diyagramını ise Şekil 4.11’ de gösterildiği gibidir.



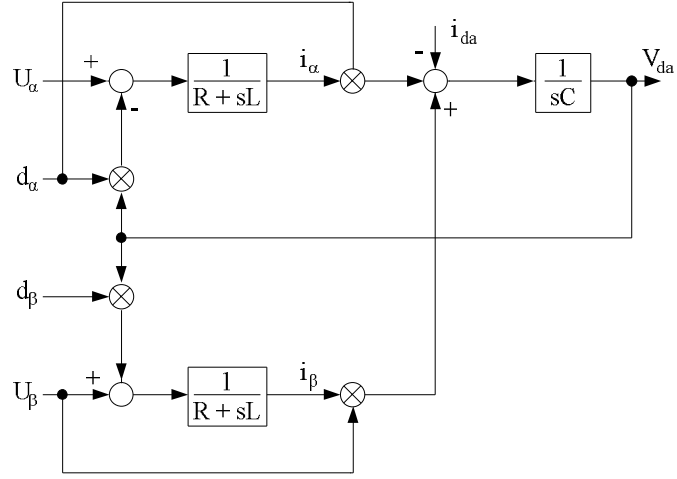
Şekil 4.11 : d – q koordinatlarındaki blok diyagramı

d – q koordinatlarında  $\omega = 0$  olduğunda, devre denklemleri Denklem 4.43 – 4.44’ de verilen,  $\alpha - \beta$  koordinatlarındaki model elde edilir.

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} \cdot V_{da} \quad (4.43)$$

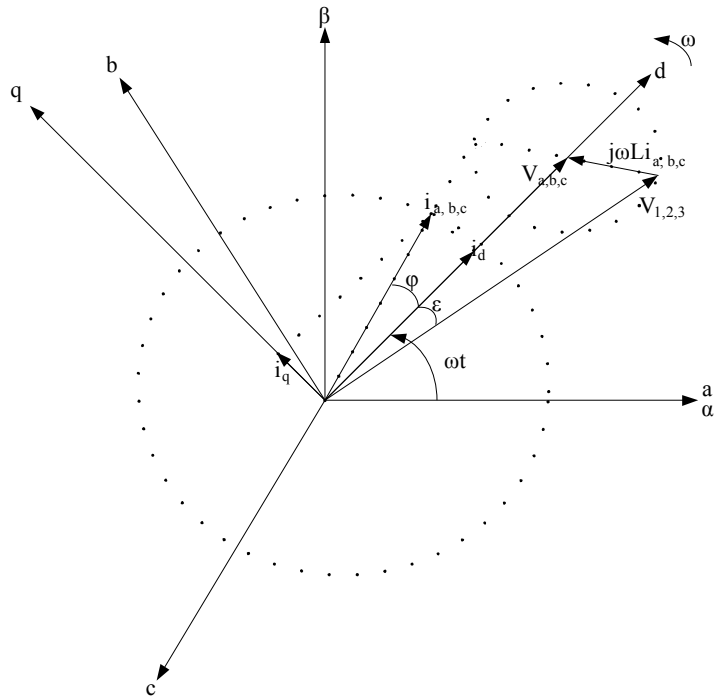
$$\frac{dV_{da}}{dt} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_\alpha & d_\beta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{V_{da}}{RC} \quad (4.44)$$

$\alpha - \beta$  koordinatlarındaki modele ait blok diyagram, Şekil 4.12' de gösterilir.



Şekil 4.12 :  $\alpha - \beta$  koordinatlarındaki blok diyagramı

Koordinat sistemleri arasındaki ilişkiyi gösteren vektör diyagramı, Şekil 4.13' de gösterilmiştir.

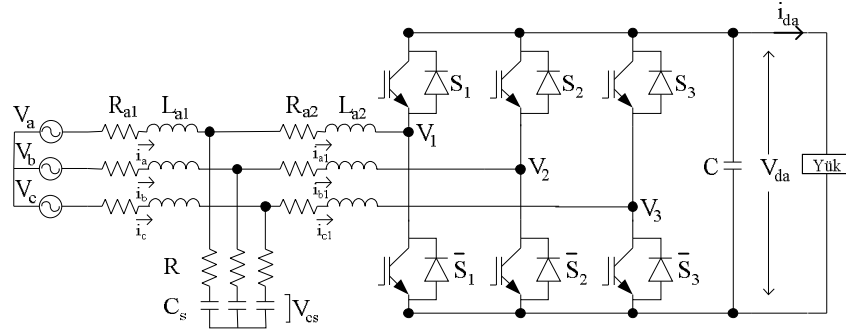


Şekil 4.13 : a - b - c, d - q,  $\alpha - \beta$  koordinatları vektör diyagramı



#### 4.1.2. LCL Filtre Matematik Modeli

LCL filtreli yükseltici tip doğrultucu Şekil 4.13’ de gösterilmektedir. Bu doğrultucunun matematiksel modeli çıkarılırken önce LCL filtrenin modellenmesi yapılır. Daha sonra doğrultucu tarafı denklemleri modele eklenir.



Şekil 4.14 : LCL filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu

LCL filtrenin tek faz eşdeğer devre matematiksel modeli Denklem 4.45 – 4.47’ deki gibi çıkarılır.

$$L_{a1} \frac{di_a}{dt} = -(R_{a1} + R_s) i_a + R_s \cdot i_{a1} + V_a - V_{cs} \quad (4.45)$$

$$L_{a2} \frac{di_{a1}}{dt} = -(R_{a2} + R_s) i_{a1} + R_s \cdot i_a + V_{cs} - V_1 \quad (4.46)$$

$$C_s \frac{dV_{cs}}{dt} = i_a - i_{a1} \quad (4.47)$$

Denklem 4.46’ daki  $V_1$  değeri Denklem 4.48’ deki gibi ifade edilir.

$$V_1 = V_{da} \left( d_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a}^c d_k \right) \quad (4.48)$$

Denklem 4.48, Denklem 4.46 yazıldığında ve DA tarafın denkleminin de eklenmesiyle genel matematiksel model, Denklem 4.49 – 4.52’ deki gibi olur.

$$L_{a1} \frac{di_a}{dt} = -(R_{a1} + R_s) i_a + R_s \cdot i_{a1} + V_a - V_{cs} \quad (4.49)$$

$$L_{a2} \frac{di_{a1}}{dt} = -(R_{a2} + R_s) i_{a1} + R_s \cdot i_a + V_{cs} - V_{da} \left( d_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a}^c d_k \right) \quad (4.50)$$

$$C_s \frac{dV_{cs}}{dt} = i_a - i_{a1} \quad (4.51)$$

$$C \frac{dV_{da}}{dt} = i_{a1} d_a^* + i_{b1} d_b^* + i_{c1} d_c^* - i_{da} \quad (4.52)$$

Sistemin d – q koordinatlarındaki matematiksel modeli Denklem 4.53 – 4.59 daki gibi çıkarılır.

$$L_{a1} \frac{di_d}{dt} = U_d - V_{csd} - (R_{a1} + R_s) i_d + R_s i_{1d} + \omega L_{a1} i_q \quad (4.53)$$

$$L_{a1} \frac{di_q}{dt} = U_q - V_{csq} - (R_{a1} + R_s) i_q + R_s i_{1q} - \omega L_{a1} i_d \quad (4.54)$$

$$L_{a2} \frac{di_{1d}}{dt} = V_{csd} - V_d - (R_{a2} + R_s) i_{1d} + R_s i_d + \omega L_{a2} i_{1q} \quad (4.55)$$

$$L_{a2} \frac{di_{1q}}{dt} = V_{csq} - V_q - (R_{a2} + R_s) i_{1q} + R_s i_q - \omega L_{a2} i_{1d} \quad (4.56)$$

$$C_s \frac{dV_{csd}}{dt} = i_d - i_{1d} + \omega V_{csq} \quad (4.57)$$

$$C_s \frac{dV_{csq}}{dt} = i_q - i_{1q} - \omega V_{csd} \quad (4.58)$$

$$C \frac{dV_{da}}{dt} = (i_{1d} \cdot d_d + i_{1q} \cdot d_q) - i_{da} \quad (4.59)$$

Denklem 4.55 – 4.56, anahtarlama fonksiyonlarının da eklenmesiyle Denklem 4.60 – 4.61’ deki gibi yazılır.

$$L_{a2} \frac{di_{1d}}{dt} = V_{csd} - d_d V_{da} - (R_{a2} + R_s) i_{1d} + R_s i_d + \omega L_{a2} i_{1q} \quad (4.60)$$

$$L_{a2} \frac{di_{1q}}{dt} = V_{csq} - d_q V_{da} - (R_{a2} + R_s) i_{1q} + R_s i_q - \omega L_{a2} i_{1d} \quad (4.61)$$

## 4.2. LCL Filtre Tasarım Yöntemi

LCL filtrenin parametre değerlerini belirlerken kullanılacak yöntemlerden biri bu bölümde tanıtılır.

LCL filtre parametre değerleri belirlenirken bazı önemli noktalara dikkat edilmesi gerekir [9, 10];

- a) Filtre kondansatörünün değeri güç faktörünün azalmasına bağlı olarak belirlenir. (%5 den daha az olmalı ). Güç faktörünün azalmasının AA sensör pozisyonunun bir fonksiyonu olabileceği de unutulmamalıdır.
- b) LCL filtrenin bobin değeri, güç seviyesi ve uygulamaya bağlı olmasıyla birlikte, AA gerilim düşümünü sınırlandırmak için toplam bobin değeri 0.1 birim değerden daha az olmalıdır. Aksi halde, sistemin kontrol edilebilirliğini sağlamak için daha yüksek DA gerilim seviyesine ihtiyaç duyulur ki bu da anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur.
- c) Rezonans problemlerinden kaçınmak için rezonans frekansı şebeke frekansının on, anahtarlama frekansının bir buçuk katı aralığında olmalıdır.
- d) Pasif sönümlenme kullanıldığında osilasyon engellenebilmeli ancak sönüm direncinden dolayı oluşan kayıplar verimi düşürecek kadar büyük olmamalıdır.

Filtrenin geçerliliğini kontrol etmek için kullanılan performans kriterleri;

- Toplam akım harmonik bozunumu Denklem 4.62 vasıtasıyla hesaplanır.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I^2(h)}}{I(1)} \quad (4.62)$$

- Güç faktörü Denklem 4.63 yardımıyla bulunur.

$$PF = (I(1)/I) \cos\phi \quad (4.63)$$

- DA çıkış gerilimi kararlı durum hatası  $\Delta V_{da}$  incelenir.
- Anahtarlama frekansı civarındaki akım harmonik frekansının büyüğü  $I_{hsw}$  kontrol edilir.
- Temel harmonik akımı  $I_1$ 'in yüzdesi olarak akım harmonik içeriğinin etkin değeri Denklem 4.64 ile hesaplanır.

$$I_{rms,sw} = \sqrt{\sum_{h=51}^{400} I^2(h)} \quad (4.64)$$

LCL filtre tasarımında kullanılacak temel formüller Denklem 4.65 – 4.66 ile verilir. Tasarım yöntemi 1 – 6. maddeler takip edilerek gerçekleştirilir [8];

$$Z_b = \frac{V^2}{P} \quad (4.65)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega Z_b} \quad (4.66)$$

1.  $L_{a2}$  değeri; Denklem 4.67 vasıtasıyla bulunur.  $L_{a1}$  değeri;  $L_{a2}$  nin bir fonksiyonu olarak r değerinin kullanılmasıyla, Denklem 4.68' deki gibi belirlenir. r katsayısı 3. madde yardımıyla elde edilir.

$$L_{a2} = \max_{h_r} \left( \frac{v(h_r)}{h_r \omega i(h_r)} \right) \quad (4.67)$$

$$L_{a1} = r L_{a2} \quad (4.68)$$

2. Denklem 4.69 ile filtre kondansatörü değeri belirlenir. Denklem 4.70' de kondansatör değerleri x katsayısına bağlı olarak gösterilir. Bununla birlikte; kondansatör değeri a maddesi ile sınırlıdır.

$$C_s = \frac{L_{a2}}{Z_b^2} \quad (4.69)$$

$$C_s = xC_b \quad (4.70)$$

3. İstenilen akım dalgalanma oranı seçilir ve Denklem 4.71 yardımıyla r değeri bulunarak  $L_{a1}$  bobini tasarlanır.

$$\frac{i_{a1, b1, c1}(h_{sw})}{i_{a2, b2, c2}(h_{sw})} = \frac{1}{\left| 1 + r(1 - (L_{a2}C_b\omega_{sw}^2)x) \right|} \quad (4.71)$$

$L_{a1}$  ve  $L_{a2}$  bobinlerinin toplamının b maddesini sağlaması gerekir. Aksi halde; adım 3' deki dalgalanma oranı ya da adım 2' deki reaktif güç değeri değiştirilerek işlemler tekrarlanır.

4. Elde edilen rezonans frekansı Denklem 4.72 yardımıyla kontrol edilir.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_{a1} + L_{a2}}{L_{a2}L_{a1}C_s}} \quad (4.72)$$

Rezonans frekansı c maddesiyle sınırlıdır. İstenilen değerde değilse, çekilen reaktif güç için adım (2)' e ya da dalgalanma oranı için adım (3)' e dönülüp gerekli değişiklikler yapılarak işleme devam edilir.

5. d maddesine göre sönüm direnci değeri seçilir .

6. Diğer yük şartlarında ve anahtarlama frekanslarında filtrenin durumu kontrol edilir.

## 5. DGA YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN KONTROLÜ

Bu bölümde; literatürde DGA yükseltici tip doğrultucular için geliştirilen kontrol yöntemleri ve simülasyonu yapılacak olan kontrol yöntemleri tanımlanır.

Duran referans ekseninde akım kontrolü direk, indirek ve indirek DA gerilim kontrol yöntemleri vasıtasıyla yapılır. Bu kontrol yöntemlerinde gerilim geribesleme döngüsünden akım değeri elde edilir. Elde edilen akım değerlerinin, şebeke gerilimleri ile senkronizasyonu sonucu sinüsoidal referans akımları üretilir. Bu referans akımlarının, şebeke akımları ile karşılaştırılmasıyla kontrol gerçekleştirilir [26 – 30]. Bu yöntemler, kullanılan DGA üretme şekline göre histeresis ya da SDGA tabanlı olarak gerçekleştirilirler [17, 20, 28].

Duran ve senkron referans eksenindeki koordinat dönüşümüne dayanan kontrol yöntemlerinden biri direk güç kontrol yöntemidir. Bu yöntemde; geribesleme döngüsünden aktif güç referans değeri elde edilir. Reaktif güç referans değeri de birim güç faktörünün elde edilebilmesi için (“0”) sıfır olarak alınır. Bu referans aktif ve reaktif güç değerlerinin, şebeke aktif ve reaktif güç değerleriyle karşılaştırılması sonucu kontrol işlemi gerçekleştirilir [13 – 15, 22]. Diğer bir yöntem olan gerilim yönlendirmeli kontrolde; şebeke akımı, şebeke gerilimine senkronlanır. Daha sonra geribesleme döngüsünden aktif akım referans değeri elde edilir. Reaktif akım referans değeri ise birim güç faktörünün eldesi için “0” ’a ayarlanır. Referans aktif ve reaktif akım değerlerinin şebeke akımları ile karşılaştırılması sonucunda kontrol gerçekleştirilir [14, 24, 34, 35]. Ayrıca gerilim yönlendirmeli kontrol yönteminin performansını artırmak için çapraz kuplajlı, seri ve durum geribeslemeli dekaplaj kontrol yöntemleri uygulanır [36].

Geribesleme lineerleştirme kontrol yaklaşımı da duran referans ekseninden senkron referans eksenine dönüşüm yapılarak uygulanır. Kontrolde; çıkış değişkenleri olarak;  $V_{da}$  gerilimi,  $i_d$  akımı ya da  $i_d$  ve  $i_q$  akımları alınır. Bu değişkenlere giriş – çıkış lineerleştirme tekniğinin uygulanması sonucu yeni giriş değişkenleri elde edilir. Yeni giriş değişkenlerine hata fonksiyonunun eklenmesinden sonra SDGA anahtarlama yönteminin kullanılmasıyla kontrol gerçekleştirilir [37 – 39]. Bazı kontrol yapılarında; giriş – çıkış lineerleştirme sonucu elde edilen değerlerle, şebeke geriliminin senkron çerçeveye dönüştürülmüş değerleri işleme tabi tutulur. Bu işlem sonucunda bulunan değerler, UVA anahtarlama bloğuna gönderilerek kontrol gerçekleştirilir [40 – 42]. Uygulanan farklı geribesleme lineerleştirme kontrol yöntemlerinin yanısıra alçaltıcı tip doğrultucunun da bu yöntemlerle kontrolü gerçekleştirilebilir [43 – 46]. Nonlinear kontrol yaklaşımlarından olan Lyapunov tabanlı kontrol ve kayıcı kipli kontrol genellikle UVA anahtarlama yöntemi kullanılarak yapılır [20, 47 – 48].

Sensörsüz kontrolde; çıkış DA akımı ya da hem çıkış DA akımı hemde gerilimi ölçülür. Bu ölçüm ile giriş akım ve gerilimleri tahmin edilmeye çalışılır. Bu sayede giriş akım ve gerilim sensörlerinin kullanımının önlenmesiyle sistemin genel maliyeti azalır [49 – 50].

DGA doğrultucuların performansını arttıran kontrol yöntemleri içinde; bulanık mantık ve yapay sinir ağı denetleyiciler, sinirsel bulanık mantık ve adaptif bulanık mantık denetleyiciler de kullanılır [51 – 57].

DGA yükseltici tip doğrultucu kontrolünün simülasyonu üç farklı şekilde gerçekleştirilir.

5.1 Duran referans ekseninde (a – b – c koordinatlarında) akım kontrol

5.2 Döner referans ekseninde akım kontrol

5.3 Nonlineer kontrol

### 5.1. Duran Referans Ekseninde (a – b – c Koordinatlarında) Akım Kontrolü

Duran referans ekseninde yapılan akım kontrolü genel olarak; direk akım kontrolü, indirek akım kontrolü ve indirek DA akım kontrolü olmak üzere üçe ayrılır [20, 28].

İndirekt kontrol yönteminde  $V_{da}$  gerilimi ile  $V_{ref}$  geriliminin karşılaştırılmasıyla oluşan hata sinyalinden akım değeri üretilir. Bu akım değeri, sistem parametreleri ile çarpılır ve şebeke gerilimi ile senkronlanır. Bu işlemlerden sonra üretilen örnekleme gerilim değeri DGA oluşturulmasında kullanılır. Bu kontrol yönteminde, direkt kontrol yöntemindeki gibi akım sensörlerinin kullanılmasına gerek yoktur. Buna karşın, parametre değişimlerinde kararsızlık söz konusudur [27].

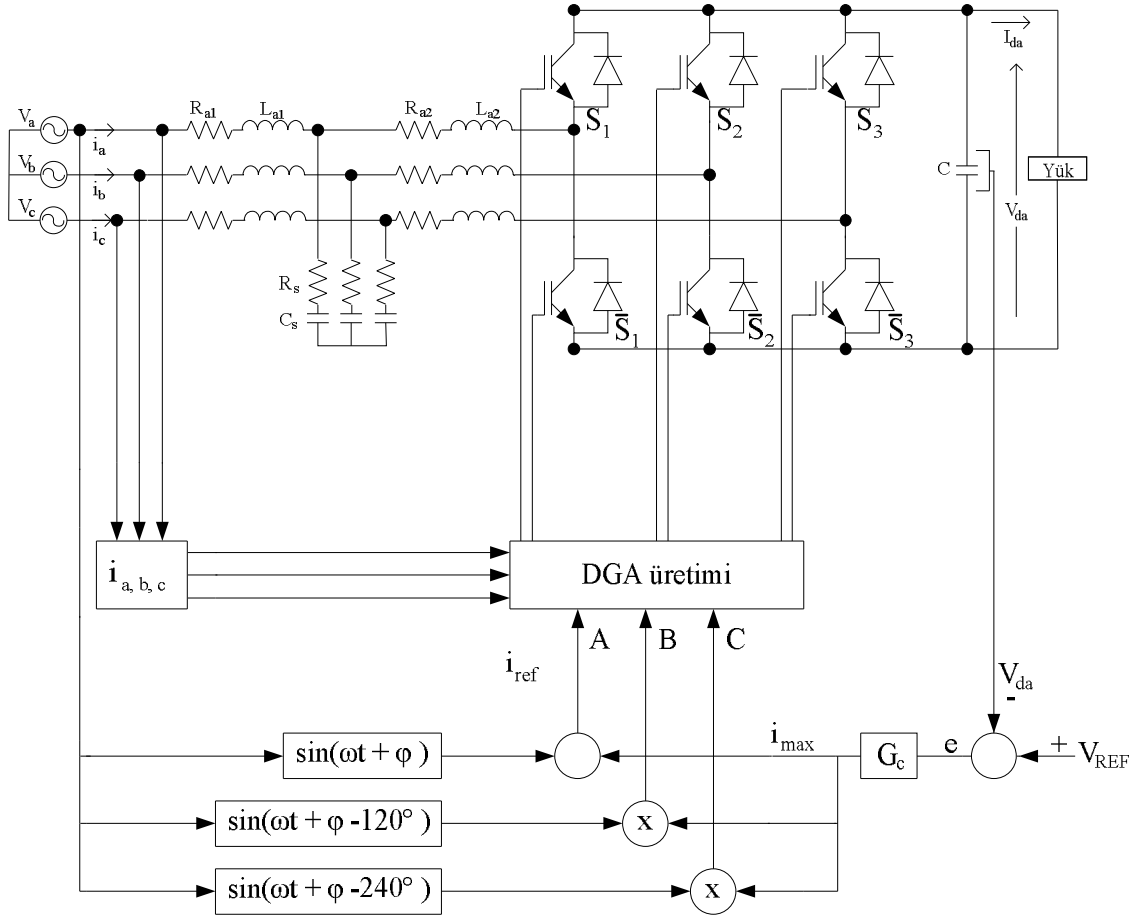
İndirek DA akım kontrolünde, DA tarafın akımı güç açısının bir fonksiyonu olarak ölçülür. Bu ölçüm, güç açısı referans değeri ile işleme girer. Bu işlemde elde edilen hata sinyali, şebeke gerilimi ile senkronlandıktan sonra DGA üretilmeye çalışılır [20, 28].

Şekil 5.1’ de gösterilen direkt kontrol yönteminde;  $V_{da}$  gerilimi ile  $V_{ref}$  geriliminin karşılaştırılmasıyla elde edilen hata sinyalinden  $i_{max}$  akım değeri üretilir.  $i_{max}$  akımının, sinüs olan şebeke gerilimi dalga şekliyle senkronlanmasından  $i_{ref}$  referans akımına ulaşılır. Her faz için üretilen  $i_{ref}$  akımlarının, şebeke akımları ile karşılaştırılması sonucu DGA oluşturulmaya çalışılır.  $i_{max}$  akımının büyüklüğü, Denklem 5.1 kullanılmasıyla hesaplanır. Denklem 5.1’ deki  $G_c$ ; P, PI, Fuzzy ya da başka bir denetleyiciyi gösterir [20, 26, 28].

$$i_{max} = G_c \cdot e = G_c \cdot (V_{ref} - V_{da}) \quad (5.1)$$

DGA üretiminde her faz için PI kullanıldığında ve  $G_c$  de PI olduğunda toplam dört adet PI tipi denetleyici kullanılır. Doğrultucu şebekeye ise LCL filtre üzerinden bağlanır. Şebeke akımlarını ölçmek için üç ve DA çıkış gerilimini ölçmek için bir olmak üzere toplam dört adet sensöre gereksinim duyulur.





Şekil 5.1 : a – b – c koordinatlarında direk akım kontrolü blok diyagramı

## 5.2. Döner Referans Çerçevde Akım Kontrolü

Döner referans çerçevdeki akım kontrol yöntemi; üç fazlı değişkenlerin, dönüşümler sayesinde iki faz değişkenlere çevrilmesiyle gerçekleştirilir. Genel olarak; direk güç kontrol (DGK) ve gerilim yönlendirmeli kontrol (GYK) olmak üzere iki çeşit kontrol yöntemi mevcuttur [22], [51].

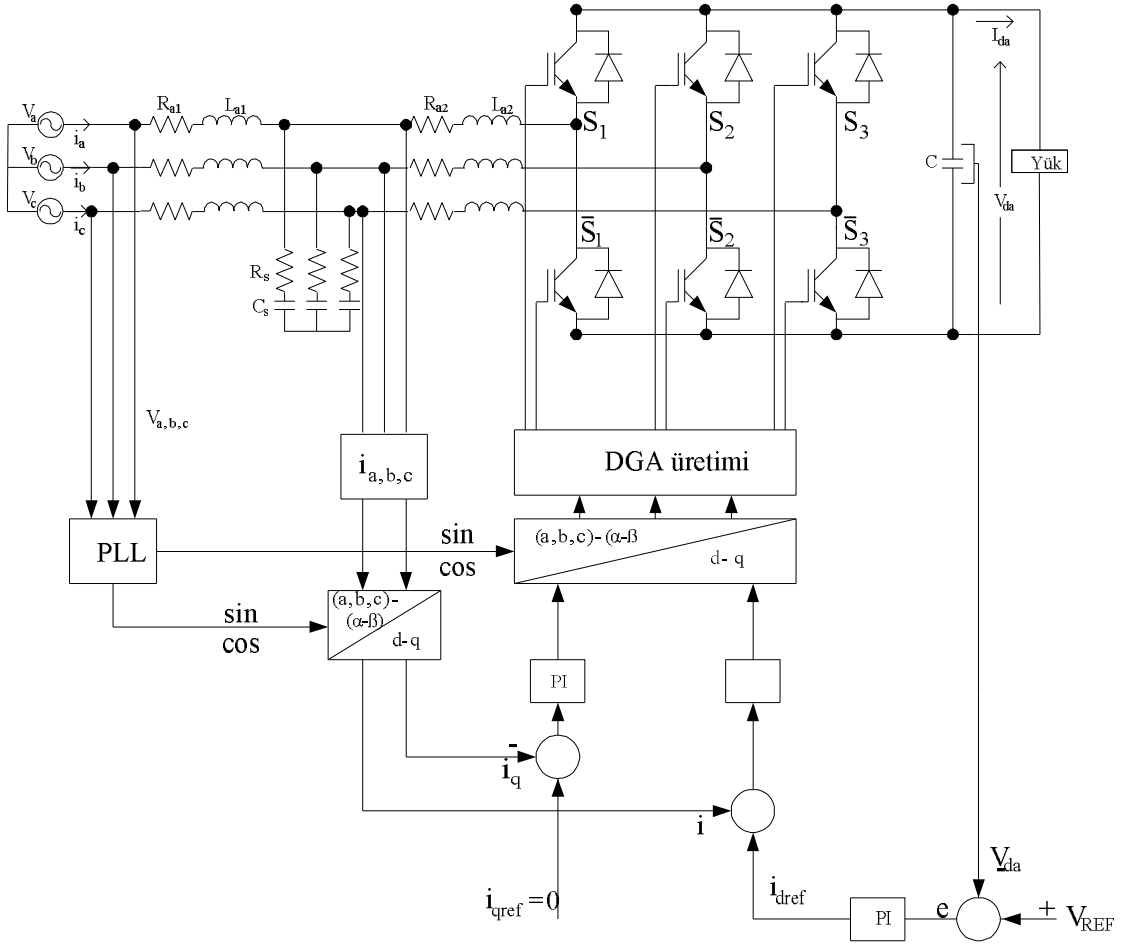
DGK yönteminde; DA geribesleme geriliminden elde edilen aktif güç değeri, şebekeden bulunan aktif güç değeriyle karşılaştırılır. Reaktif güç referans değeri de şebekeden elde edilen reaktif güç değeriyle karşılaştırılır. Doğrultucunun anahtarlama durumları aktif ve reaktif güç değerleri ile kontrol edilen değerler arasındaki ani hataya dayandığı için

DGA üretim bloğu yoktur. Bu nedenle, DGK yöntemini gerçekleştirirken dikkat edilmesi gereken en önemli nokta, aktif ve reaktif gücün doğru ve hızlı olarak elde edilmesidir [22, 23, 32, 33].

GYK; duran (a – b – c) ,  $\alpha$ - $\beta$  ve senkron dönen (d-q) referans eksenleri arasındaki dönüşümüne dayanan bir yöntemdir.

Şekil 5.2’ de gösterilen temel kontrol yapısında;  $V_{da}$  gerilimi ile  $V_{ref}$  geriliminin karşılaştırılması sonucu elde edilen hata sinyalinden  $i_d$  referans akım değeri üretilir. Bu  $i_d$  akımı, şebekeye d – q dönüşüm uygulanması ile elde edilen  $i_d$  akımı ile karşılaştırılır. d – q dönüşümden bulunan  $i_q$  akımı da referans  $i_q$  akımıyla karşılaştırılır. Bu karşılaştırmalar sonucunda ters d – q dönüşümü yapılır. Dönüşümden elde edilen üç fazlı gerilim değerleri DGA bloğuna gönderilerek anahtarlar için uygun sinyaller üretilir. d – q dönüşümün gerçekleştirilebilmesi için gereken açı değeri, şebeke geriliminden faz kilit döngüsü (PLL) kullanılarak elde edilir [14, 22, 34]. PLL yerine PLL ile aynı işlevi yapan farklı döngülerin de kullanılması mümkündür [58].

Sistemde LCL filtre kullanılmış olup,  $C_s$  ve  $R_s$  değerlerinin ihmal edilmesiyle  $R = R_{a1} + R_{a2}$ ,  $L = L_{a1} + L_{a2}$  olarak alınır ve kontrol işlemi bu şekilde gerçekleştirilir [8, 9].



Şekil 5.2 : d – q koordinatlarında akım kontrolü blok diyagramı

GYK yöntemini Şekil 5.2’deki mantıkta bir kaç değişiklik yaparak da gerçekleştirmek mümkündür. Ölçülen üç fazlı değerler, Denklem 5.2 kullanılarak  $\alpha$ - $\beta$  ve 5.3 kullanılarak d – q sisteme dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$\begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Denetim işlemleri yapıldıktan sonra çıkış değişkenleri, Denklem 5.4 vasıtasıyla tekrar  $\alpha$ - $\beta$  koordinat sistemine ya da Denklem 5.5 vasıtasıyla a – b – c koordinat sistemine dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

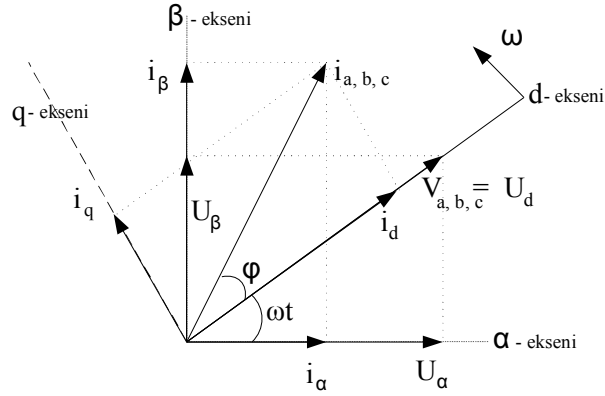
$$\begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t & 1 \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & 1 \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_d \\ k_q \\ k_0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Eğer PLL kullanılmamışsa, dönüşümler sırasında gerekli olan açı değerleri Denklem 5.6 ve 5.7 sayesinde bulunur.

$$\sin \omega t = \frac{U_\beta}{\sqrt{(U_\alpha)^2 + (U_\beta)^2}} \quad (5.6)$$

$$\cos \omega t = \frac{U_\alpha}{\sqrt{(U_\alpha)^2 + (U_\beta)^2}} \quad (5.7)$$

Şekil 5.3' de gösterildiği gibi, AA şebeke akım vektörü  $i_{a, b, c}$ ;  $i_q$  ve  $i_d$  olmak üzere iki dikdörtgen bileşene bölünür.  $i_q$  bileşeni reaktif,  $i_d$  ' de aktif gücü tanımlar. Bu iki akımın kontrolü sayesinde reaktif ve aktif güç bileşenleri bağımsız olarak kontrol edilebilir. Birim güç faktörünün elde edilmesi için ise şebeke akımları  $i_{a, b, c}$  şebeke gerilimleri  $V_{a, b, c}$  ' ye senkronlanmalıdır.



Şekil 5.3: GYK vektör diyagramı; akım koordinat dönüşümleri

Sistemin d – q senkron referans çerçevesindeki denklemleri Denklem 5.8 ve 5.9'daki gibidir.

$$U_d = R \cdot i_d + L \frac{di_d}{dt} + V_d - \omega \cdot L \cdot i_q \quad (5.8)$$

$$U_q = R \cdot i_q + L \frac{di_q}{dt} + V_q + \omega \cdot L \cdot i_d \quad (5.9)$$

DA gerilim kontrolörü tarafından belirlenen  $i_d$  referans akımı, DA taraf ile kaynak arasındaki güç akışını kontrol eder.  $i_q$  referans akımı ise birim güç faktörünün elde edilebilmesi için '0' a ayarlanır.

$U_d = V_m$  , birim güç faktörü için  $U_q = 0$  ve  $R = 0$  olarak verildiğinde ise denklemler, Denklem 5.10 ve 5.11' deki gibi olur.

$$V_m = L \frac{di_d}{dt} + V_d - \omega \cdot L \cdot i_q \quad (5.10)$$

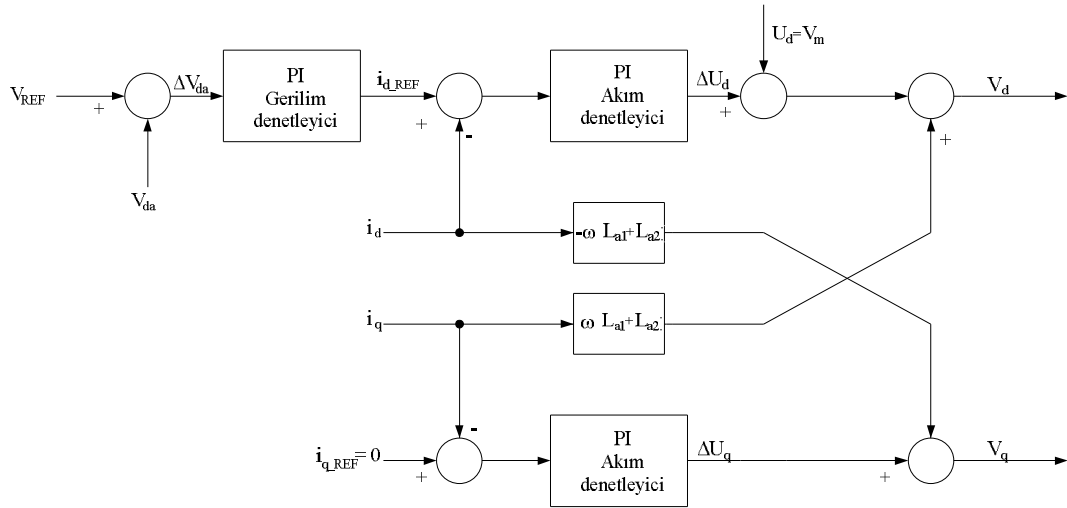
$$0 = L \frac{di_q}{dt} + V_q + \omega \cdot L \cdot i_d \quad (5.11)$$

$i_q$  akımının '0' a tam olarak ayarlandığının varsayılmasıyla, Denklemler 5.12 ve 5.13' de gösterildiği gibidir.

$$V_m = L \frac{di_d}{dt} + V_d \quad (5.12)$$

$$0 = V_q + \omega.L.i_d \quad (5.13)$$

Şekil 5.2' deki blok diyagramında akım kontrolörü olarak PI tipi kontrolör kullanılır. Bununla birlikte, PI akım kontrolörü özellikle, Denklem 5.14 ve 5.15' deki gibi kuplajlı sistemlerde hatayı yeterli derecede düzeltemez. Bu nedenle, Şekil 5.4' de gösterilen dekuplajlı kontrol yapısı uygulanır [22, 36].



Şekil 5.4 : DGA yükseltici tip doğrultucunun dekuplajlı akım kontrolü

$$V_d = \omega.L.i_q + V_m + \Delta U_d \quad (5.14)$$

$$V_q = -\omega.L.i_d + \Delta U_q \quad (5.15)$$

Denklem 5.16 ve 5.17' de ifade edilen  $\Delta U_d$  ve  $\Delta U_q$  akım denetleyicilerinin çıkışıdır.

$$\Delta U_d = k_p (i_d^* - i_d) + k_i \int (i_d^* - i_d) dt \quad (5.16)$$

$$\Delta U_q = k_p (i_q^* - i_q) + k_i \int (i_q^* - i_q) dt \quad (5.17)$$

Elde edilen  $V_d$  ve  $V_q$  çıkış değerleri; ya d-q/ $\alpha$ - $\beta$  dönüşümü ile UVA bloğuna, ya da d-q/a – b – c dönüşümü ile SDGA bloğuna gönderilerek anahtarlar için uygun sinyaller üretilir.

GYK kontrol yönteminin genel olarak iki avantajı vardır [14, 25] ;

- Dönüşüm yapıldığı için değişkenler DA değişkenlerdir. Bu sayede; kararlı durum hatası “0” a yakındır.
- Değişkenler dekuplajlı oldukları için yani; hem aktif hem de reaktif bileşene ayrılabilirdikleri için her iki bileşenin de kontrolü mümkündür.

### 5.3. Nonlinear Kontrol

Nonlinear kontrol, son yıllarda büyük ilgi çeken kontrol tasarım yaklaşımıdır. Bu yaklaşımın temel amacı; lineer olmayan sistemi, lineer kontrol tekniklerinin uygulanabileceği, lineer sisteme dönüştürmektir. Geribesleme lineerleştirilmesi, dinamiklerin lineer yaklaşımından daha çok, tam durum dönüşümü ve geribesleme ile gerçekleştirilir. Bu teknik, orjinal sistem modelini daha basit bir eşdeğer modele dönüştürme olarak tanımlanır. Geribesleme lineerleştirme tekniği; helikopter, yüksek performanslı uçaklar, endüstriyel robotlar ve biomedikal araçların kontrolü gibi uygulamalarda başarılı bir şekilde kullanılmaktadır. Genel olarak giriş – durum ve giriş – çıkış lineerleştirme olarak iki yöntem mevcuttur [59].

Giriş – çıkış lineerleştirme yaklaşımı üç kuralla özetlenir [59].

1. Giriş görünene kadar çıkışın türevi alınır.
2. Nonlinearlığı yok edecek ve izleme hatasının azalmasını sağlayacak yeni kontrol değişkeni seçilir.
3. İç dinamiklerin kararlılığı incelenir.

Bu yaklaşım; DGA çeviriciye uygulanmadan önce teorik olarak tanımlanır [37, 40 – 42, 60].

Denklem 5.18, 5.19' daki gibi bir sistem düşünüldüğünde;

$$\dot{X} = f(x) + g(x)u \quad (5.18)$$

$$y = h(x) \quad (5.19)$$

Sistemin giriş - çıkış lineerleştirmesini elde etmek için, u girişi görünene kadar y çıkışının türevi alınır. Denklem 5.19' un türevlenmesiyle Denklem 5.20 elde edilir.

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x)u] = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (5.20)$$

Denklem 5.20' deki  $L_f$  ve  $L_g$ ,  $f(x)$  ve  $g(x)$ ' e göre  $h(x)$ ' in Lie türevlerini gösterir ve 5.21' deki gibi tanımlanır.

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x), \quad L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} g(x) \quad (5.21)$$

k değeri bir sabit olarak alındığında, k. dereceden  $h(x)$ ' in türevi; Denklem 5.22' deki gibi, '0'. dereceden  $h(x)$ ' in türevi ise Denklem 5.23' deki gibidir.

$$L_f^k h(x) = L_f L_f^{k-1} h(x) = \frac{\partial (L_f^{k-1} h)}{\partial x} f(x) \quad (5.22)$$

$$L_f^0 h(x) = h(x) \quad (5.23)$$

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial (L_f h)}{\partial x} g(x) \quad (5.24)$$

$$L_f^2 h(x) = L_f L_f h(x) = \frac{\partial (L_f h)}{\partial x} f(x) \quad (5.25)$$



Eğer  $L_f h(x) = 0$  ise,  $y = L_f h(x)$  dir ve  $u$  girişinden bağımsızdır. Bu nedenle 2. kez türevlendiğinde, Denklem 5.24 ve 5.25 vasıtasıyla, Denklem 5.26 elde edilir.

$$y^2 = \frac{\partial(L_f h)}{\partial x} [f(x) + g(x)u] = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x)u \quad (5.26)$$

Tekrar  $L_g L_f h(x) = 0$  ise,  $y^2 = L_f^2 h(x)$  olduğundan çıkış yine  $u$  girişinden bağımsızdır ve türevlemeye devam edilir. Sistemin  $r_j$  kadar türevlenmesiyle,  $y_j^{r_j}$  de, Denklem 5.27' deki şartın sağlandığı varsayılırsa,  $y$  çıkışında  $u$  girişi bulunur ve Denklem 5.28' deki form elde edilir.

$$L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \neq 0 \quad (5.27)$$

$$y_j^{r_j} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j) u_i \quad (5.28)$$

Denklem 5.28' deki işlem, bütün çıkışlara uygulandığında, Denklem 5.29' daki gibi genel bir form elde edilir.

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \dots \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_m \end{bmatrix} = a(x) + E(x)u \quad (5.29)$$

$E(x)$   $m \times m$  kare matrisi, Denklem 5.30' daki gibi tanımlanır.

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

$E(x)$  dekuplaj matrisi olarak adlandırılır. Eğer  $E(x)$  matrisi tekil değilse, giriş dönüşümü, Denklem 5.31' deki gibi elde edilir.

$$u = -E^{-1} \begin{bmatrix} L_f^1 h_1(x) \\ \dots \\ L_f^m h_m(x) \end{bmatrix} + E^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix} = E^{-1}(x) [-a(x) + v] \quad (5.31)$$

Denklem 5.31, 5.29' da yazıldığında; çıkış  $y$  ile yeni giriş  $v$  arasında, Denklem 5.32' deki lineer diferansiyel bir ilişki elde edilir.

$$\begin{bmatrix} y_1^1 \\ \dots \\ y_m^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

Denklem 5.33' deki giriş – çıkış ilişkisi lineer olmasının yanında dekuplajlıdır. Aynı denklemdeki  $k$  değerleri sistemin kararlı olabilmesi için sol yarı kürede seçilecek sabit sayıları belirtir [58 – 60].

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{1(r-1)}y^{r-1} - \dots - k_{11(r-1)}y^1 - k_{10}(y_1 - y_1^*) \\ \dots \\ -k_{m(r-1)}y^{r-1} - \dots - k_{21(r-1)}y^1 - k_{20}(y_m - y_m^*) \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

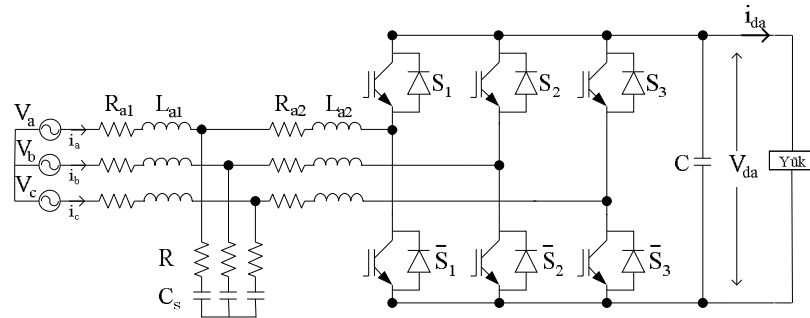
Kapalı döngü hata dinamikleri Denklem 5.34' deki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} e_1^r + k_{1(r-1)}e_1^{r-1} + \dots + k_{11}e_1^1 + k_{10}(e_1) \\ \dots \\ e_m^r + k_{m(r-1)}e_m^{r-1} + \dots + k_{21}e_1^1 + k_{20}(e_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e \\ \dots \\ e^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y - y^* \\ \dots \\ y^r - y^{*r} \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

## 6. DGA YÜKSELTİCİ TİP DOĞRULTUCUNUN GİRİŞ – ÇIKIŞ LİNEERLEŞTİRMELİ NONLİNEER KONTROLÜ

Anahtarlamalı çeviriciler ve özellikle DGA çeviriciler nonlinear özelliktedirler. Nonlineerlik; gecikme zamanı, anahtarlar üzerindeki ileri gerilim ve ideal olmayan şebeke filtresi gibi nedenlerden dolayı gerçekleşir. Gecikme zamanı; güç anahtarlarının ani olmayan komütasyonu sonucu oluşur. Yani faz ayağındaki güç anahtarlarından birinin kapanıp diğerinin açılması sırasında, DA gerilimin kısa devre olmaması için geçen zamandır. Anahtar üzerindeki ileri gerilim, güç anahtarının iç yapısına göre değişen bir durumdur. Anahtarlar iletimdeyken anahtarlar üzerindeki gerilim düşümü olarak tanımlanır [24, 62].

DGA çeviricinin modellenmesi ve kontrolü gerçekleştirirken genellikle, sınırlı çalışma noktasını göz önüne alan, küçük sinyal analizi yöntemi kullanılır [4]. Ancak bu çalışmada, Bölüm 5’ de bahsedilen giriş – çıkış lineerleştirme yöntemi DGA doğrultucuya uygulanarak kontrol gerçekleştirilir.



Şekil 6.1 : LCL filtreli üç fazlı DGA yükseltici tip doğrultucu

$C_s$  ve  $R_s$  değerlerinin ihmal edilip,  $R = R_{a1} + R_{a2}$ ,  $L = L_{a1} + L_{a2}$  olarak alınmasıyla birlikte, doğrultucunun d – q döner referans çerçevesindeki matematiksel modeli, Denklem 4.41 – 4.42’ de;  $U_d = V_m$  ve birim güç faktörü için  $U_q = 0$  olarak yazıldığında, Denklem 6.1 – 6.2’ deki gibi elde edilebilir.

$$\dot{i}_d = -\frac{R}{L}i_d + \omega.i_q - \frac{1}{L}V_{da}u_d + \frac{V_m}{L} \quad (6.1)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R}{L}i_q - \omega.i_d - \frac{1}{L}V_{da}u_q \quad (6.2)$$

$$V_{da} = \frac{1}{C}(i_d u_d + i_q u_q) - \frac{1}{C}i_{da} \quad (6.3)$$

6.1 – 6.3’deki denklemler 6.4’ deki formda yazıldığında, Denklem 6.5 ve 6.6 elde edilir.

$$\dot{X} = f(x) + g(x)u \quad (6.4)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \omega.x_2 + \frac{E_m}{L} \\ -\omega.x_1 - \frac{R}{L}x_2 \\ \frac{1}{C}i_{da} \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}x_3 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L}x_3 \\ \frac{1}{C}x_1 & \frac{1}{C}x_2 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Denklem 6.5’ deki değerler, Denklem 6.6’ daki gibidir.

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{da} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Amaç,  $i_d$  akımını ayarlayarak  $V_{da}$  gerilimini düzeltmek ve  $i_q$  akımının kontrol edilmesi suretiyle de birim güç faktörünü sağlamaktır. Bunun için,  $y$  çıkış değişkenleri ve referans değerleri, Denklem 6.7 – 6.8’ deki gibi seçilir.

$$y = h(x) \quad (6.7)$$

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad y^* = \begin{bmatrix} I_d^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Denklem 6.8’deki çıkışlar türevlenerek giriş – çıkış ilişkisi bulunduğundan sonra, Denklem 5.29’deki forma getirildiğinde, sistem Denklem 6.9’deki forma dönüşür.

$$\dot{y} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}x_3 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L}x_3 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2 + \frac{V_m}{L} \\ -\omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Görece derecesi, çıkışın kaçınıcı türevinde giriş elde edilirse gerçekleştirilen türev sayısı olarak adlandırılır [59 – 61]. Denklem 6.9’da görüldüğü gibi çıkışların ilk türevinde giriş elde edildiği için, sistemin görece derecesi “1”’dir.

Denklem 6.9, Denklem 5.31’deki gibi düzenlenirse, kontrol girişleri Denklem 6.10’deki gibi olur.

$$U = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}x_3 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L}x_3 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left( - \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2 + \frac{V_m}{L} \\ -\omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 \end{bmatrix} + v \right) \quad (6.10)$$

Denklem 6.10’deki matrisin tersi alındıktan sonra Denklem 6.11’deki kontrol değişkenleri eklenir ve  $i_q$  referans değeri de birim güç faktörünü sağlanması için “0”’a eşitlenirse, Denklem 6.12 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{10}(y_1 - I_d^*) \\ -k_{20}(y_2 - I_q^*) \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L}{x_3} & 0 \\ 0 & -\frac{L}{x_3} \end{bmatrix} \cdot \left( \begin{bmatrix} \frac{R}{L}x_1 - \omega x_2 - \frac{V_m}{L} \\ +\omega x_1 + \frac{R}{L}x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{10}(y_1 - I_d^*) \\ -k_{20}y_2 \end{bmatrix} \right) \quad (6.12)$$

İşlemlerden sonra  $u_d$  ve  $u_q$  değişkenleri, Denklem 6.13 – 6.14’deki gibi olur.

$$u_d = -\frac{L}{V_{da}} \left( \frac{R}{L} i_d - \omega i_q - \frac{V_m}{L} - k_{10} (i_d - I_d^*) \right) \quad (6.13)$$

$$u_q = -\frac{L}{V_{da}} \left( +\omega i_d + \frac{R}{L} i_q - k_{20} i_q \right) \quad (6.14)$$

İç dinamik; sistem denklemlerinde bulunan, sistemin görece derecesine eşit ya da daha az sayıda olan ölçülmemiş değişkenlerdir [59 – 61]. Giriş - çıkış lineerleştirilmesi yapılan DGA yükseltici tip doğrultucu sisteminde bir tane iç dinamik bulunur. Bu iç dinamik; Denklem 6.15 ve Denklem 6.16' da tanımlanır.

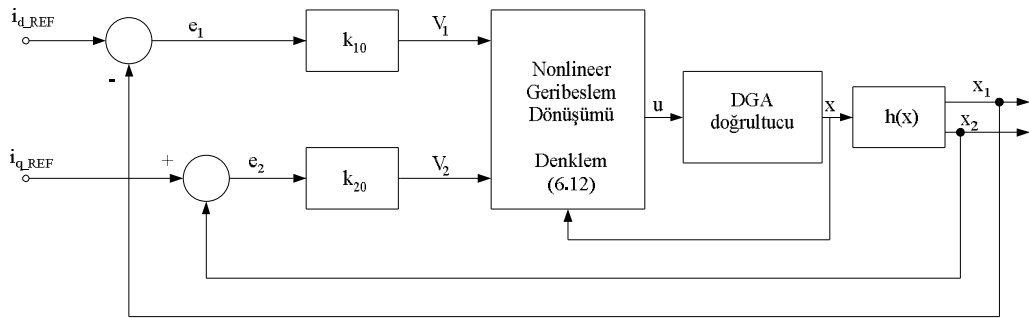
$$X_3 = V_{da} \quad (6.15)$$

$$\dot{V}_{da} = \frac{1}{C} (i_d U_d + i_q U_q) - \frac{1}{C} i_{da} \quad (6.16)$$

$u_d$  ve  $u_q$  değerleri yukarıdaki denklemde yerine yazıldığında, sistemin iç dinamiği Denklem 6.17' deki gibi olur.

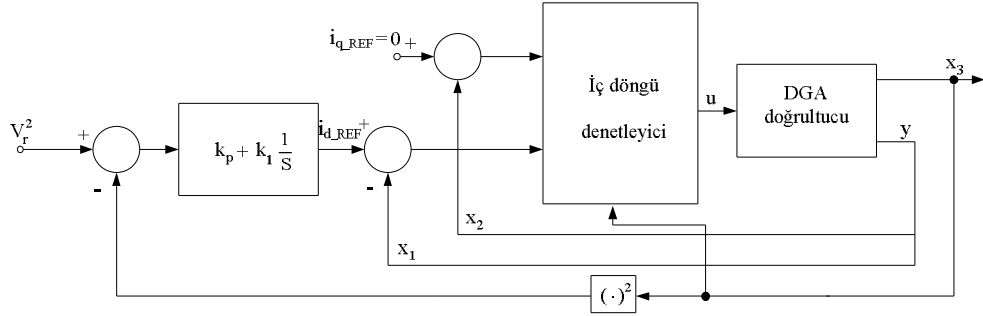
$$\begin{aligned} \dot{V}_{da} = & -\frac{L}{C} \frac{i_d}{V_{da}} \left[ \frac{R}{L} i_d - \omega i_q - \frac{V_m}{L} - k_{10} (i_d - I_d^*) \right] \\ & - \frac{L}{C} \frac{i_q}{V_{da}} \left[ +\omega i_d + \frac{R}{L} i_q - k_{20} i_q \right] - \frac{1}{C} i_{da} \end{aligned} \quad (6.17)$$

Şekil 6.2' de; giriş - çıkış lineerleştirilmiş akım denetleyici blok diyagramı görülmektedir.



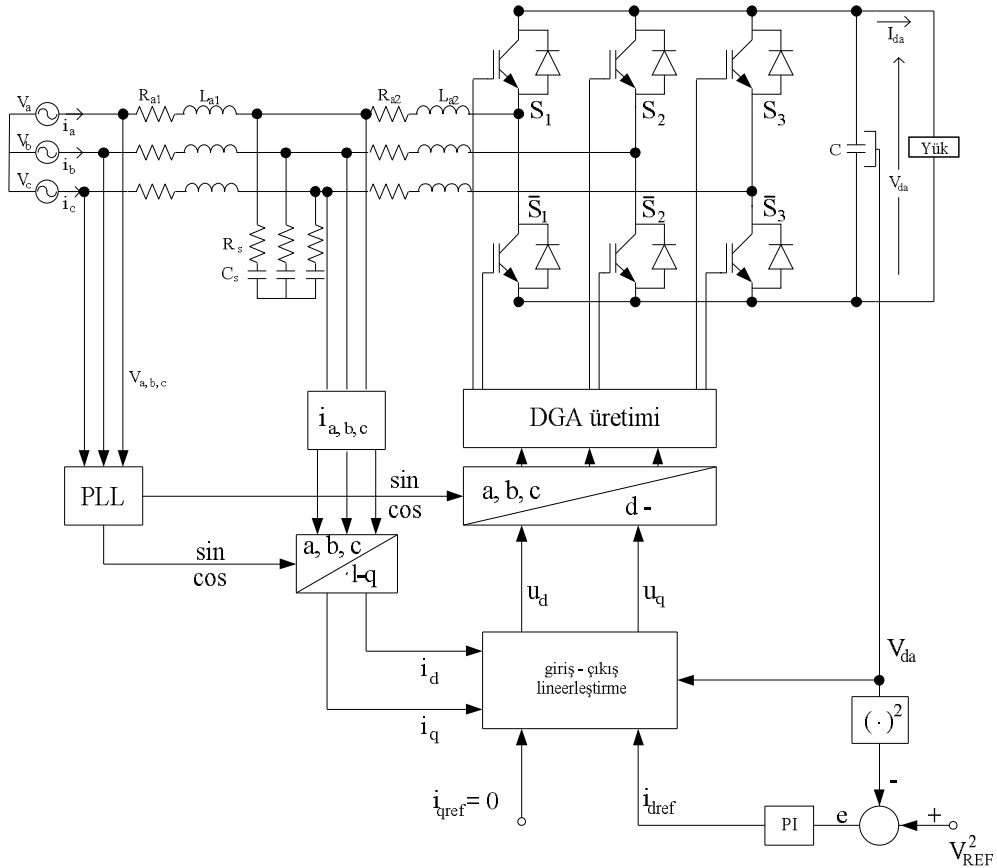
Şekil 6.2 : Giriş - çıkış lineerleştirilmiş akım denetleyici

Şekil 6.2' deki akım denetleyicisine, DA gerilim kontrol dönügüsünün de eklenmesiyle Şekil 6.3' deki, giriş – çıkış lineerleştirilmiş akım ve gerilim denetleyici blok diyagramı elde edilir.



Şekil 6.3 : Giriş – çıkış lineerleştirilmiş akım ve gerilim denetleyici diyagramı

Şekil 6.4 de, sistemin genel kontrol algoritması verilmektedir. Ayrıca, Şekil 6.3' de de görüleceği gibi, iç dinamiğin kontrolünü sağlamak amacıyla, kontrolde;  $V_{da}$  ve  $V_{ref}$  gerilimlerinin karesi kullanılır [39, 45].



Şekil 6.4 : Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol blok diyagramı

## 7. YAPILAN SİMÜLASYONLAR

Simülasyon; sistemlerin gerçeğe en yakın şekilde bilgisayar ortamında benzeşimidir. Bu sayede, sistemlerin; performansları, çalışma şartları ve hata olasılıkları hakkında bilgiler elde edilir. Ayrıca, simülasyonu yapılan sistemin, nasıl çalıştığı da daha kolay anlaşılır. Sistemlerin performansını etkileyen bir çok etken vardır. Uygulamada; bu etkenlerin hepsinin tespiti zordur. Bununla birlikte; yeni kontrol yapılarının, yeni topoloji yapılarının uygulanmadan önce doğru çalışıp çalışmadığını da test etmek gerekir. Bu gibi nedenlerden dolayı da simülasyon çalışmaları yapılır[63].

Simülasyonları gerçekleştirirken kullanılacak bir çok program vardır. Bu programlar içerisinden, Bölüm 5 – 6’ da açıklanan kontrol yöntemlerini uygulamak için MATLAB/SIMULINK programı tercih edilir.

Simulink/SimPowerSystems parça kutusundan; IGBT köprü, PI denetleyici, üç-fazlı PLL, dq0 – abc ve abc – dq0 dönüşüm blokları alınır. Ayrıca, bütün simülasyonlarda anahtarlama frekansı 9kHz olarak seçilmiş DGA üretim bloğu kullanılır.

Simülasyonlar; ayrık zaman ve  $T_s = 5e-006$ ’sn örnekleme zamanlı olarak gerçekleştirilir. Bununla birlikte; sabit adım ve ode3 modu tercih edilir. Ayrıca, harmonik analizini yapabilmek için powergui FFT (hızlı fourier dönüşümü) analiz aracı kullanılır.

Gerçeklenen simülasyonlar sırasıyla;

- 7.1 Duran referans ekseninde (a – b – c koordinatları) akım kontrolü
- 7.2 d – q referans ekseninde dekuplajlı akım kontrolü
- 7.3 Giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlineer kontrol



## 7.1. Duran Referans Ekseninde (a – b – c Koordinatlarında) Akım Kontrolü

Bölüm 5.1’ de bahsedildiği gibi bu kontrol yönteminde; şebeke faz akımları ölçülür ve  $i_{ref}$  sinüsoidal akımlarını takip etmesi sağlanır.

Sistem LCL filtreli yapıya sahip olup anahtarlama yöntemi olarak hem SDGA hemde histeresis yöntemleri ayrı ayrı kullanılır.

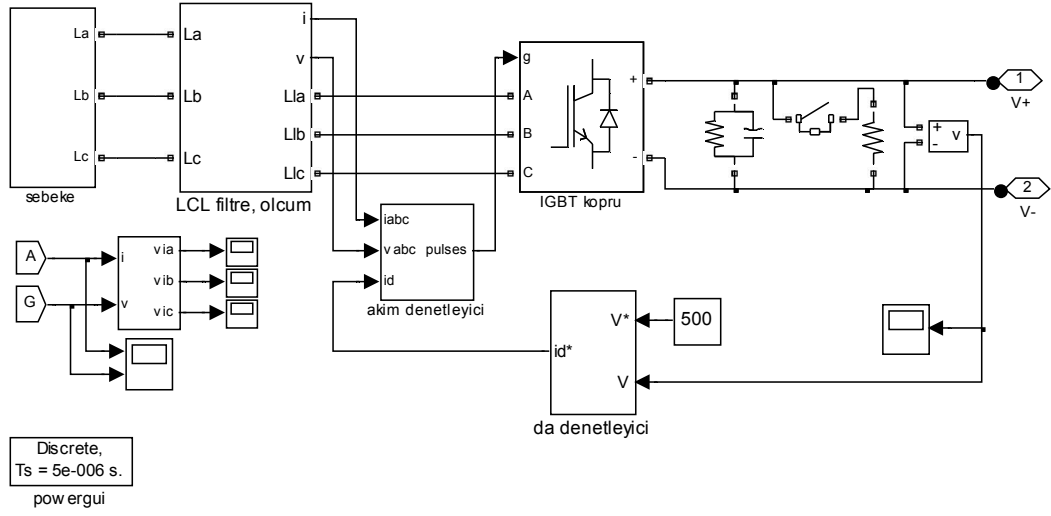
SDGA yöntemi kullanılan sistemde bir tanesi DA gerilimi kontrol etmek üzere dört adet PI denetleyici kullanılır. Şebeke akımları, gerilimleri ve çıkış DA gerilimi ölçülür. Referans akımı  $i_{ref}$ , birim güç faktörünü sağlamak için şebeke gerilimiyle senkronlanır.

Simülasyonlar; sabit referans, ani yük ve ani yük – referans durumlarında gerçekleştirilir. Simülasyon sonucunda; giriş şebeke akımlarının dalga şekilleri, harmonik bozunumu, tek faza ait akım ve gerilim, çıkış DA gerilimi şekillerle gösterilir.

Simülasyon modeli; Şekil 7.1’ de, simülasyonda kullanılan parametre değerleri ise Tablo 7.1’ de gösterildiği gibidir. Şebeke gerilimi 220 V, 60 Hz olarak alınmıştır.

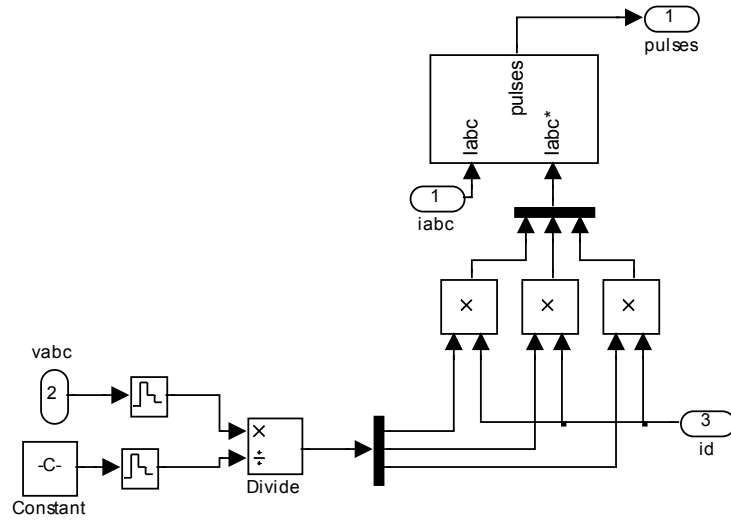
Tablo 7.1 : Duran referans ekseninde akım kontrolünde kullanılan parametre değerleri

Pasif Elemanlar						Denetleyici					
LCL filtre						DA taraf elemanları		DA denetleyici		Akım denetleyici	
$R_{a1}$ ( $\Omega$ )	$L_{a1}$ (H)	$R_{a2}$ ( $\Omega$ )	$L_{a2}$ (H)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_s$ (F)	$R_{yuk}$ ( $\Omega$ )	$C_{da}$ (F)	Kp	Ki	Kp	Ki
0.5	0.001	0.5	0.001	2	0.03	100	0.006	5	115	5	100



Şekil 7.1: Duran referans ekseninde akım kontrolü Matlab/Simulink modeli

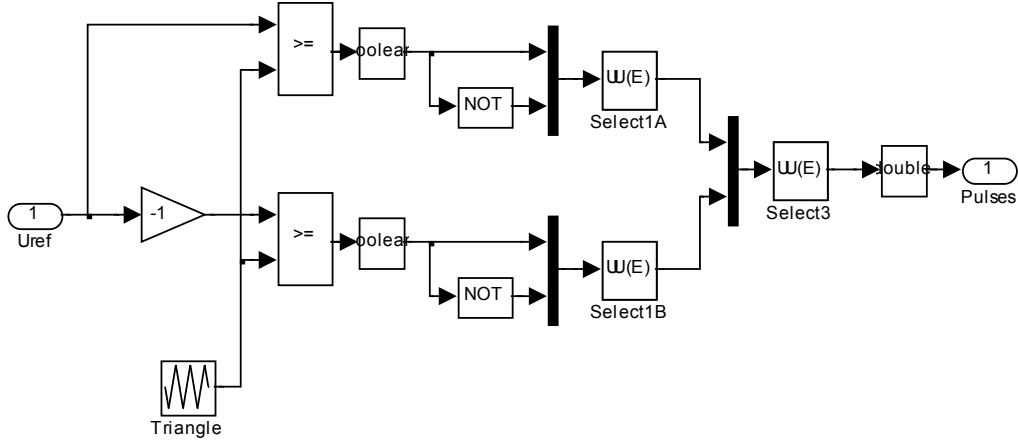
a – b – c koordinatları akım kontrolündeki; akım denetleyici bloğu Şekil 7.2’ de gösterilir.



Şekil 7.2: a – b – c koordinatları akım kontrolü akım denetleyici iç yapısı

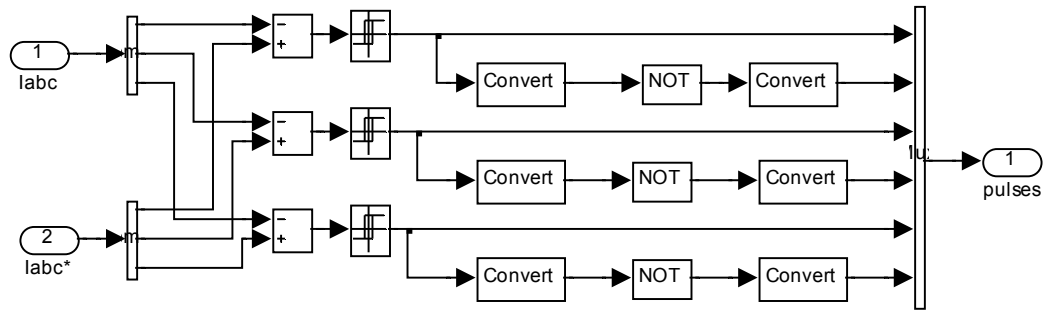
Şebeke akımları ile üretilen referans akımları arasındaki hata PI denetleyici ile düzeltilir. Bu düzeltilen sinyal, Şekil 7.3’ de gösterilen, SDGA anahtarlama bloğunun referans gerilimidir. Bu referans değer ile üçgen sinyalin karşılaştırılması sonucunda

doğrultucunun altı anahtarı için uygun anahtarlama sinyalleri üretilir. Üçgen sinyalin frekansının değiştirilmesiyle de anahtarlama frekansı ayarlanır.



Şekil 7.3: SDGA anahtarlama yöntemi

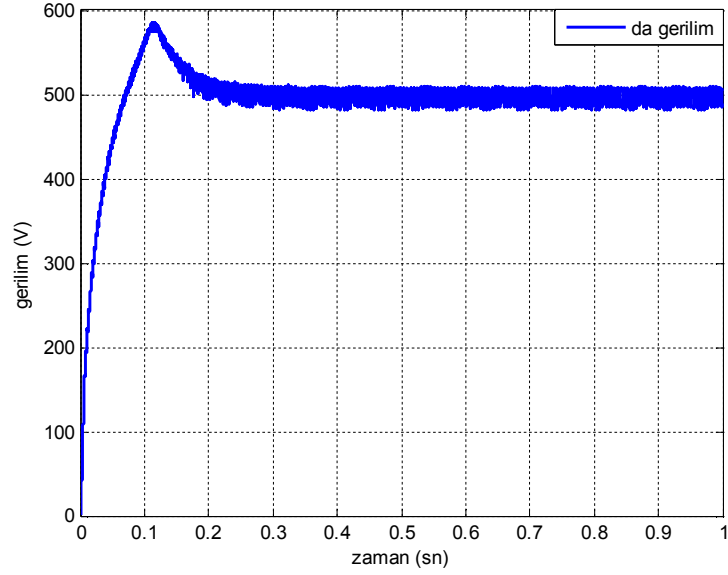
Şekil 7.4’ de histeresis anahtarlama yöntemi gösterilir. Bu yöntemde şebeke akımları ile referans akımları karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda DGA üretilir. Histeresis anahtarlama, hızlıdır ve yüksek derecede sağlamlık sağlar. Ancak, anahtarlama frekansı dengesiz ve tesadüfidir. Bu nedenle, anahtarlama elemanlarında ek baskıya ve giriş filtre tasarımında zorluğa neden olur [22].



Şekil 7.4: Histeresis anahtarlama yöntemi

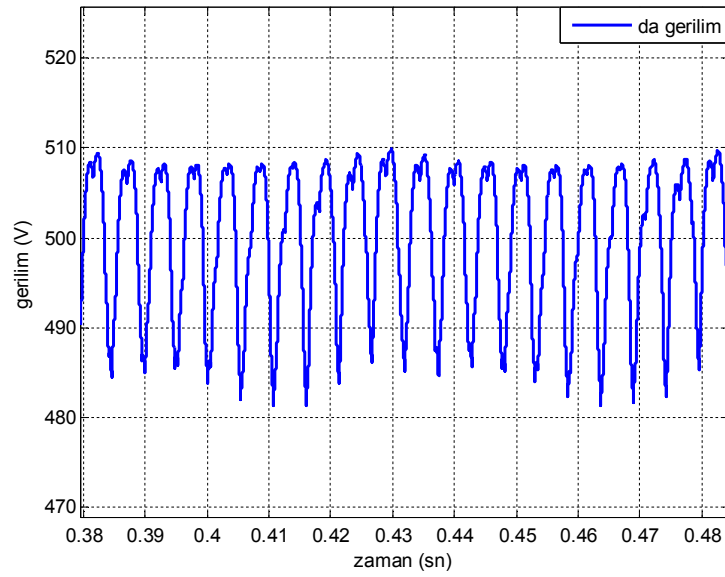
### 7.1.1. SDGA anahtarlama kullanan simülasyon sonuçları

Sabit referans ve yükte; Şekil 7.5’ de gösterildiği gibi çıkış gerilimi 0.3 sn de istenilen 500 V’luk referans değerine oturmaktadır.



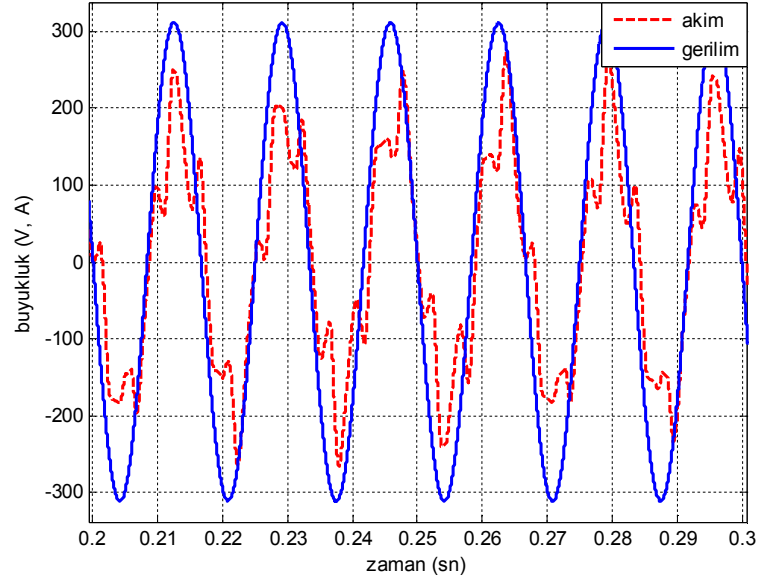
Şekil 7.5: SDGA'lı a – b – c kontrol, sabit referansta  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.6’da gösterildiği gibi, kararlı durum hatası  $\pm 15$  V aralığında salınım yapmaktadır.



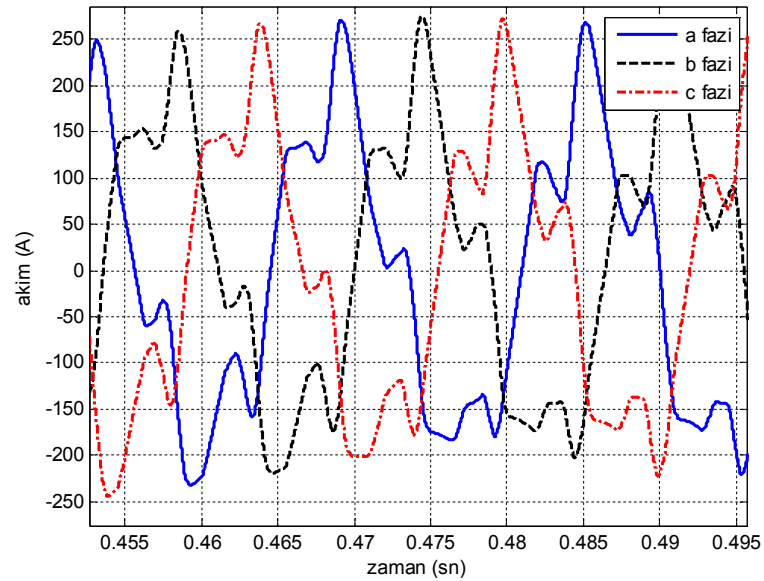
Şekil 7.6: SDGA'lı a – b – c kontrol, sabit referansta  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.7’ de; tek faz akım ve gerilim değerlerinin, yüksek oranda aynı fazda olup birim güç faktörünü sağladığı gösterilir.



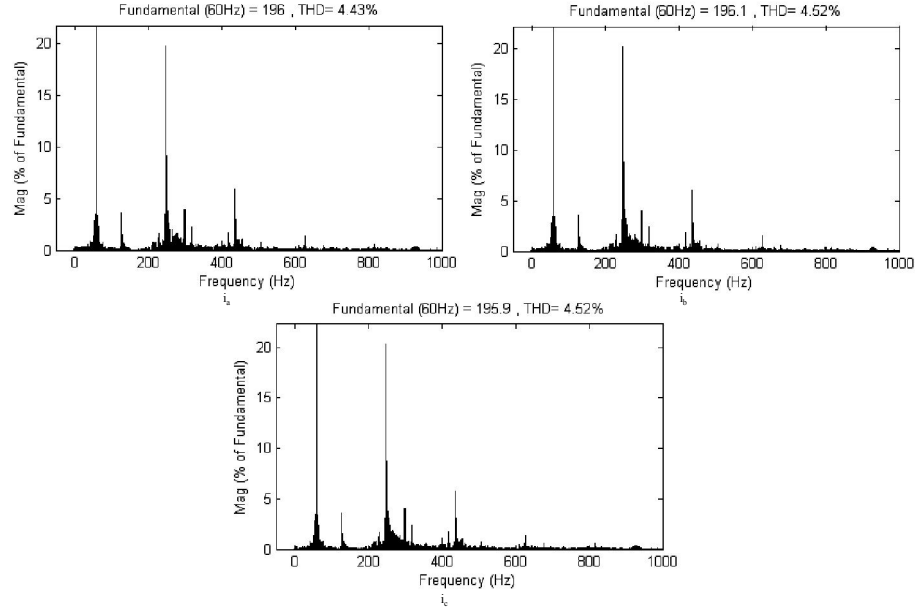
Şekil 7.7: SDGA'lı a – b – c kontrol, sabit referansta tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Üç faz akımlarının dalga şekilleri, Şekil 7.8’ de gösterildiği gibi sinüsoidallikten oldukça uzaktır.



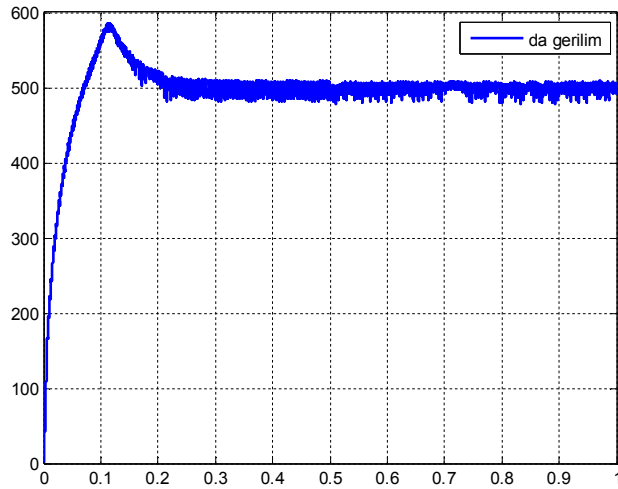
Şekil 7.8: SDGA'lı a – b – c kontrol, sabit referansta üç faza ait şebeke akımları

Şekil 7.9, üç faza ait harmonik bozunumlarının sırasıyla; % 4.43, %4.52, %4.52 olduğunu gösterir.



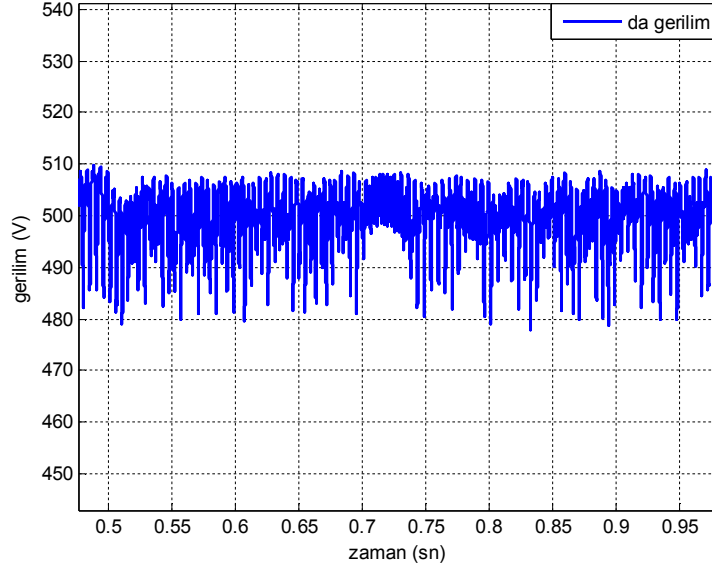
Şekil 7.9: SDGA` lı a – b – c kontrol, sabit referansta üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

Sistem 0.5. sn de 100  $\Omega$ ` luk ani yükle yüklendiğinde elde edilen değişimler, Şekil 7.10 – 7.14 ile gösterilir. Şekil 7.10` da gösterildiği gibi DA çıkış gerilimi 0.3. sn de 500 V luk referans değerine oturur. 0.5. sn de sistemin yüklenmesiyle; DA çıkış gerilimi, 0.2 sn sonra tekrar kararlı duruma gelir.



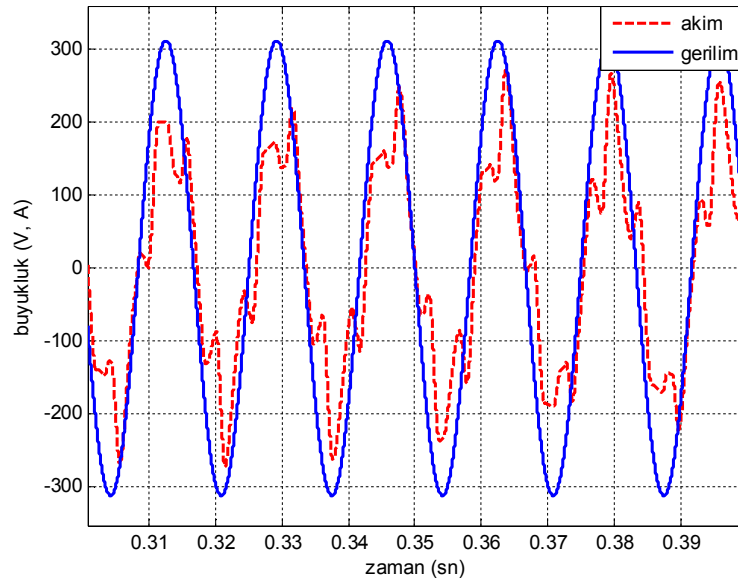
Şekil 7.10: SDGA` lı a – b – c kontrol, 0.5. sn`de ani yükle yüklendiğinde;  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.11’ de gösterildiği gibi; kararlı durum hatası  $\pm 15$  V arasında salınım yapmaktadır, sistemin ani yüklenmesi sistemin davranışını bozmamıştır.



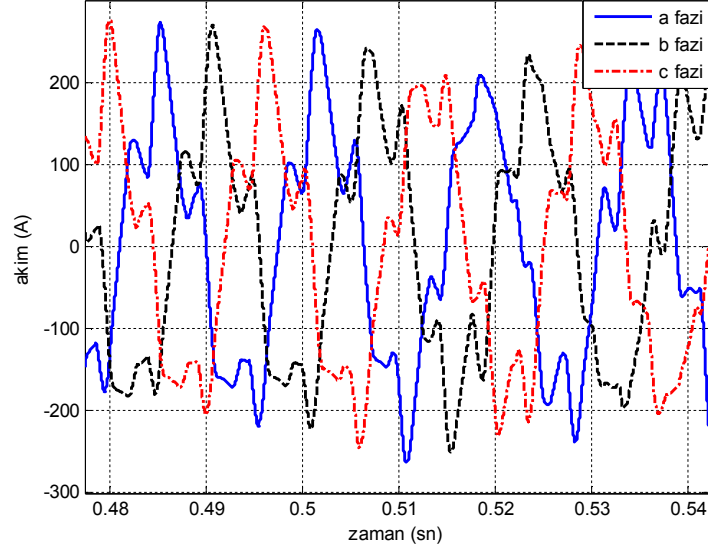
Şekil 7.11: SDGA'lı a – b – c kontrol, 0.5. sn'de ani yükle yüklendiğinde;  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.12 ; tek faza ait akım ve gerilimin, birim güç faktörüne yakın bir değerde olduğunu gösterir.



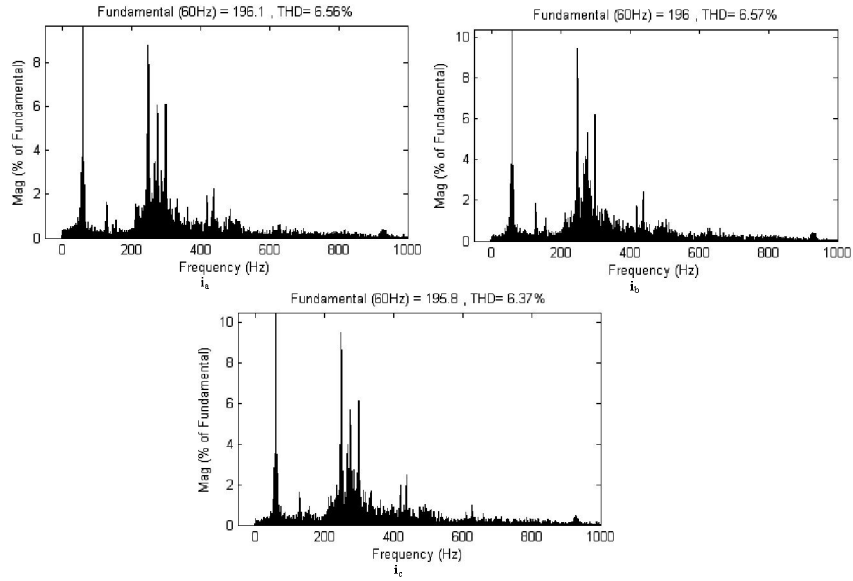
Şekil 7.12: SDGA'lı a – b – c kontrol, 0.5. sn'de ani yükle yüklendiğinde; tek faza ait şebeke akım ve gerilimi dalga şekli

Üç faza ait şebeke akımları; Şekil 7.13' de, gösterildiği gibi sinüsoidallikten oldukça uzaktır.



Şekil 7.13: SDGA' lı a – b – c kontrol, 0.5. sn' de ani yükte yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları

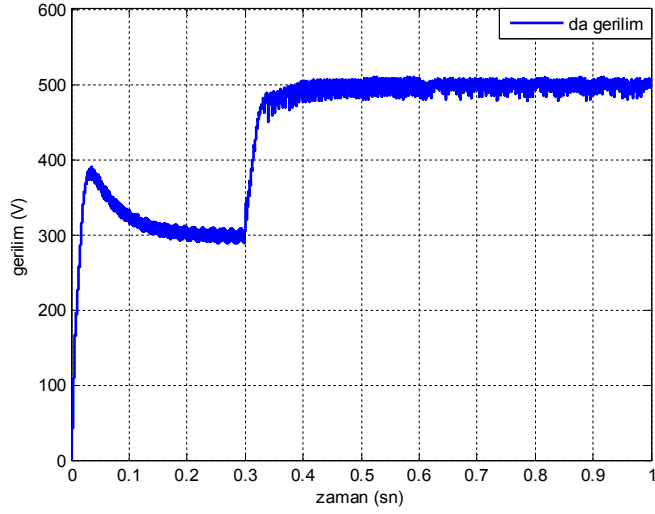
Ani yükte sistemin harmonik analizi yapıldığında; Şekil 7.14' de gösterildiği gibi, şebeke akımlarının harmonik bozunumlarının sırasıyla % 6.56, %6.57, %6.37 olduğu görülür.



Şekil 7.14: SDGA' lı a – b – c kontrol, 0.5. sn' de ani yükte yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

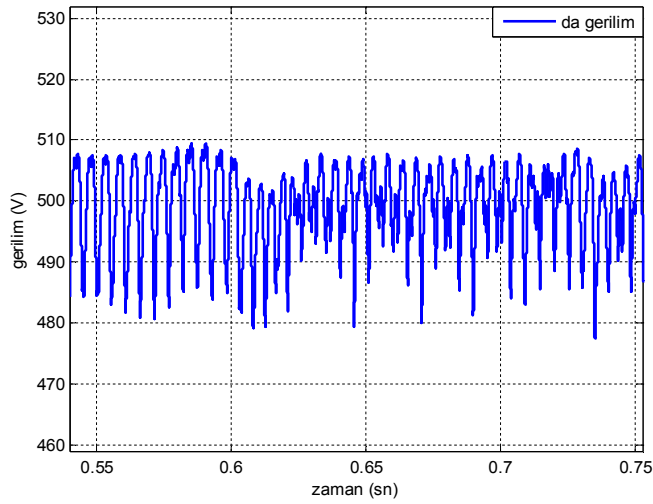


Sistemin; 0.3. sn de referans değerinin değiştirilmesi ve 0.6. sn de 100Ω' luk ani yükle yüklenmesi ile elde edilen değişimler, Şekil 7.15 – 7.20' de gösterilir. Şekil 7.15; ıkış geriliminin 300V'luk referans değerine 0.25. sn de, 500 V'luk referans değerine de 0.1 sn farkla 0.5. sn de oturduğunu gösterir. Ayrıca; 100 Ω' luk ani yük ile yüklenmesinde de referans değeri takip edilmektedir.



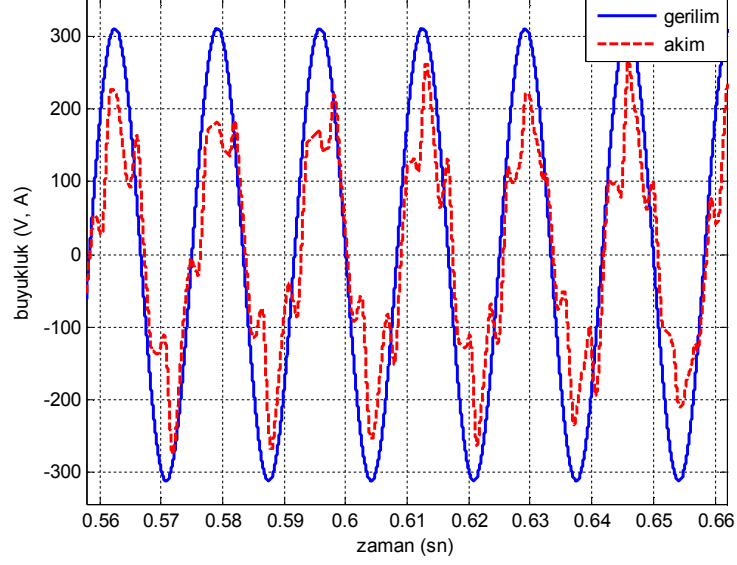
Şekil 7.15: SDGA'lı a – b – c kontrol, 0.3. sn'de referans ve 0.6. sn'de yk değişiminde;  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.16' da gösterildiği gibi, çıkış gerilimi kararlı durum hatası  $\pm 15$  V aralığında değişmektedir.



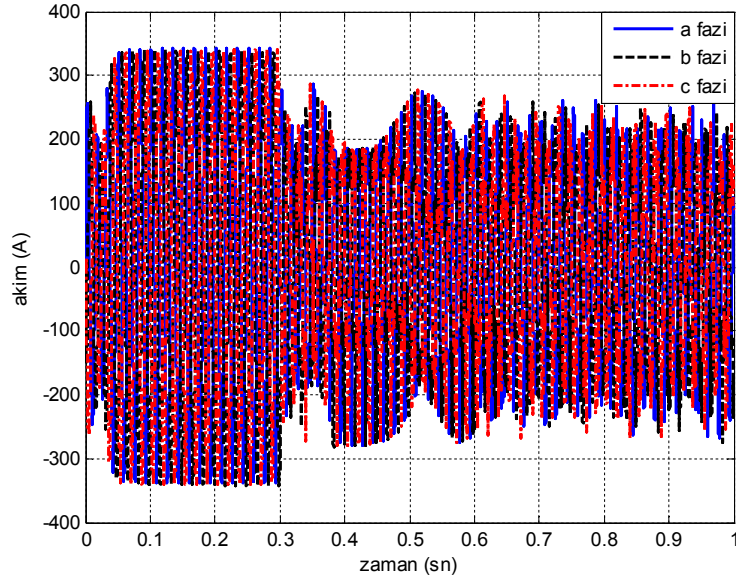
Şekil 7.16: SDGA'lı a – b – c kontrol, 0.3. sn'de referans ve 0.6. sn'de yk değişiminde;  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.17’ de; şebeke akım ve geriliminin aynı fazda olup, yüksek oranda birim güç faktörünü sağladığı gösterilir.



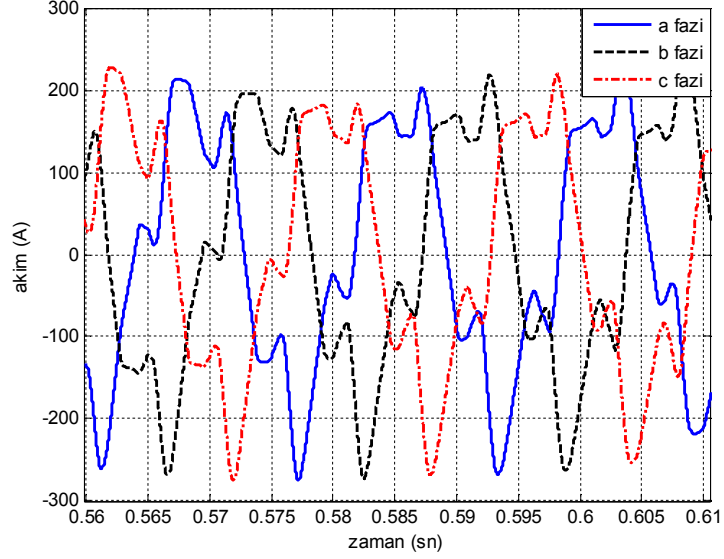
Şekil 7.17: SDGA'lı a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Şekil 7.18’ de; üç faza ait akımların yükteki ve referanstaki ani değişimlerde nasıl tepki verdiği gösterilir.



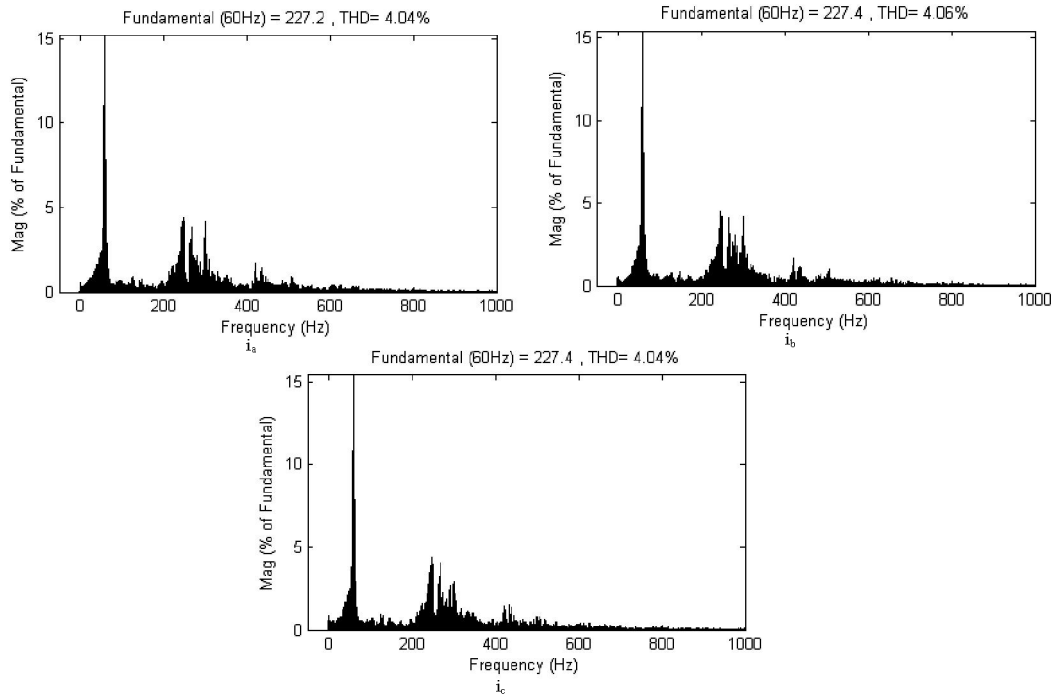
Şekil 7.18: SDGA'lı a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları genel görünümü

Şekil 7.19’ da gösterildiği gibi, şebeke akımları sinüsoidallikten oldukça uzaktır.



Şekil 7.19: SDGA’lı a – b – c kontrol, 0.3. sn’de referans ve 0.6. sn’de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları

Şekil 7.20 ile şebeke akımlarının harmoniklerinin sırasıyla; %4.04, %4.06, %4.04 olduğu gösterilir.

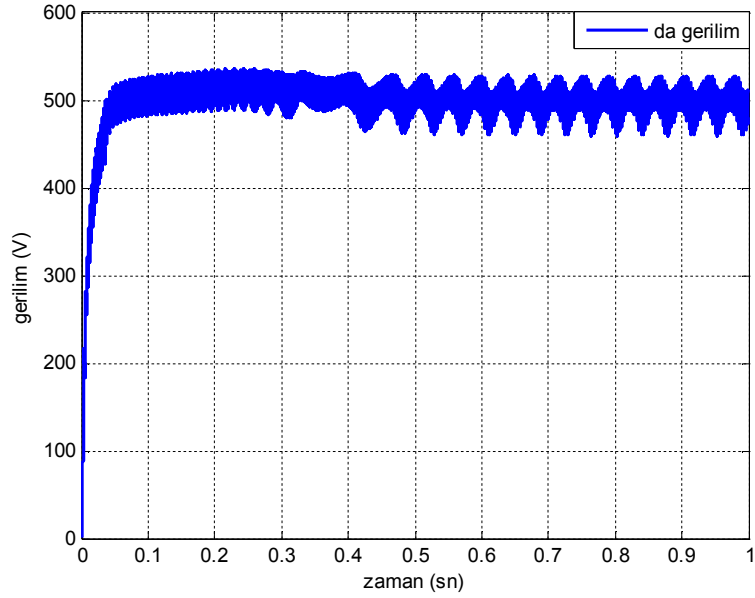


Şekil 7.20: SDGA’lı a – b – c kontrol, 0.3. sn’de referans ve 0.6. sn’de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

### 7.1.2. Histeresis anahtarlama kullanan simülasyon sonuçları

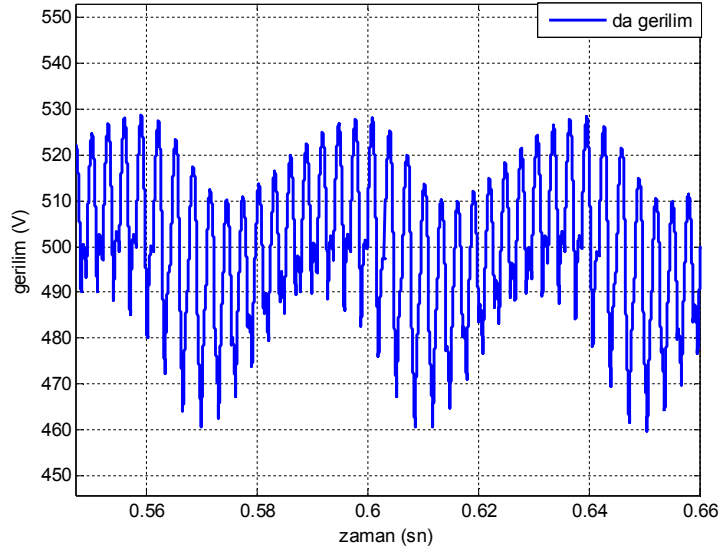
Anahtarlama yöntemi olarak histeresis band genişliği  $\pm 5$  olan histeresis anahtarlama kullanıldığında sistemin verdiği tepkiler; 500v luk sabit, 300 – 500 v değişken referanslarda ve 100 $\Omega$  luk ani yüklenmede Şekil 7.21 – 7.25 gösterilir.

Şekil 7.21’ de sistemin 500 v luk referans değerine 0.1 sn den kısa sürede oturduğu gösterilir.



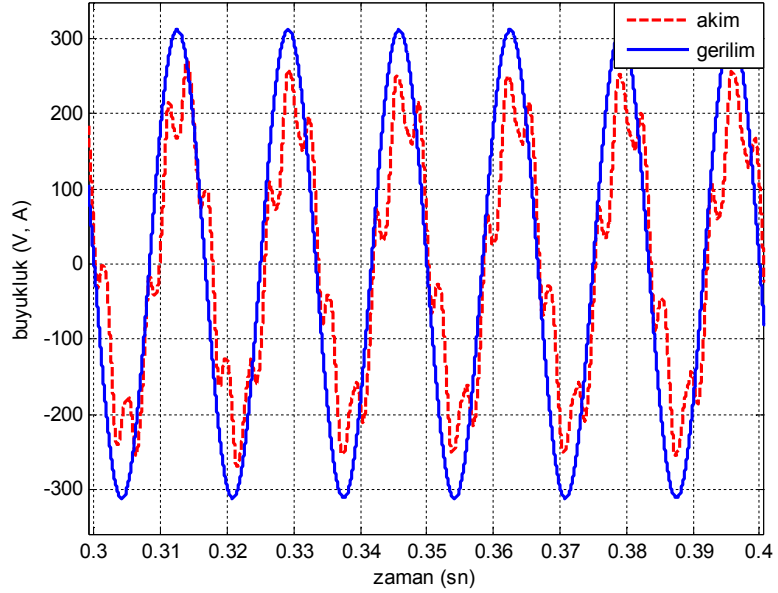
Şekil 7.21: Histeresisli a – b – c kontrol, sabit referansta;  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.22 DA çıkış gerilimi kararlı durum hatasının  $\pm 30$  v aralığında salınım yaptığını gösterir.



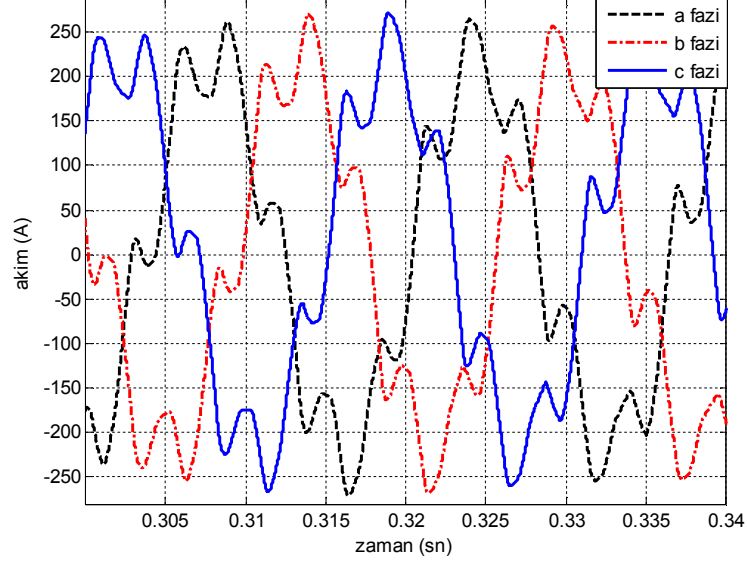
Şekil 7.22: Histeresislili a – b – c kontrol, sabit referansta;  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.23; tek faz akım ve geriliminin birim güç faktörünü yüksek oranda sağladığını gösterir.



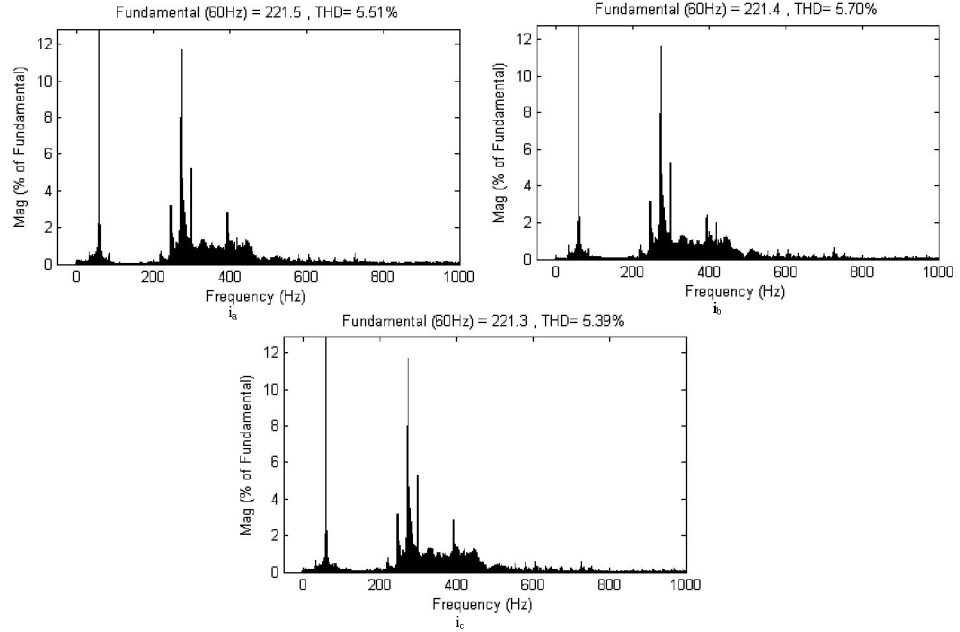
Şekil 7.23: Histeresislili a – b – c kontrol, sabit referansta; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Şekil 7.24; üç faza ait şebeke akımlarının sinüsoidallikten oldukça uzak olduğunu gösterir.



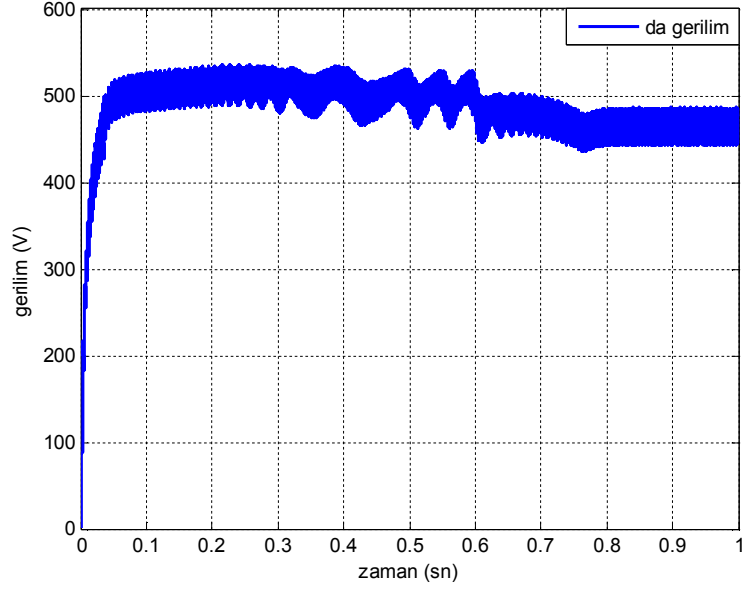
Şekil 7.24: Histeresisli a – b – c kontrol, sabit referansta; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli

Şekil 7.25’ de üç faz şebeke akımlarına ait harmonik bozunumlarının sırasıyla; %5.51, %5.70, %5.39 olduğu gösterilir.



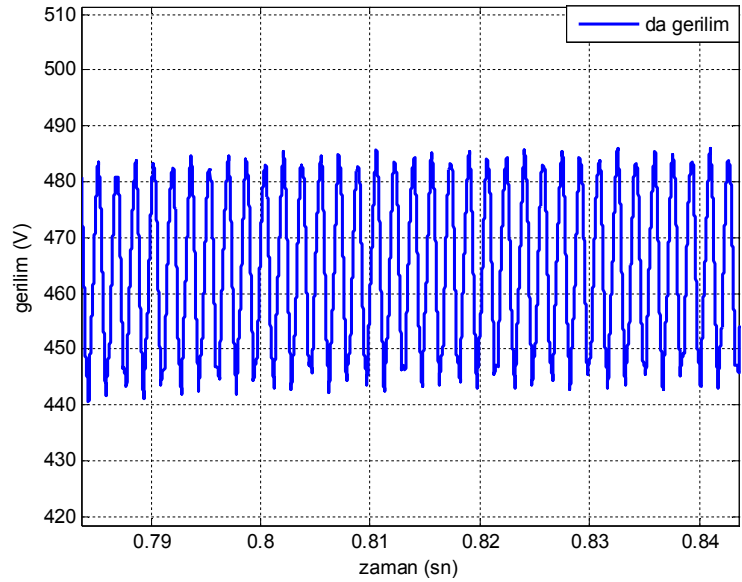
Şekil 7.25: Histeresisli a – b – c kontrol, sabit referansta; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

Sistem 0.6. sn de ani yükke yüklenđinde, Şekil 7.26' da gösterildiği gibi 500 v luk çıkış DA gerilimi referans değerini takip etmez.



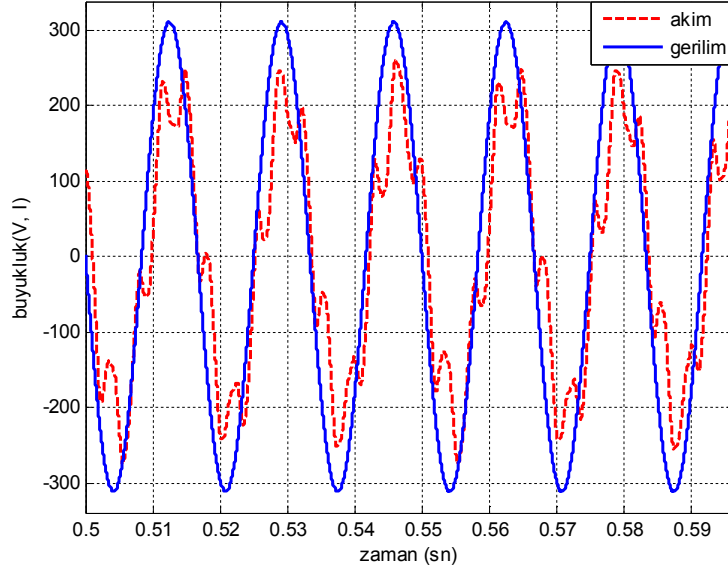
Şekil 7.26: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.6. sn'de ani yükke yüklenđinde; V<sub>da</sub> gerilimi

500 v luk referans gerilimi yerine, Şekil 7.27; DA çıkış gerilimi kararlı durum hatasının, 480 – 450 v arasında salınım yaptığını gösterir.



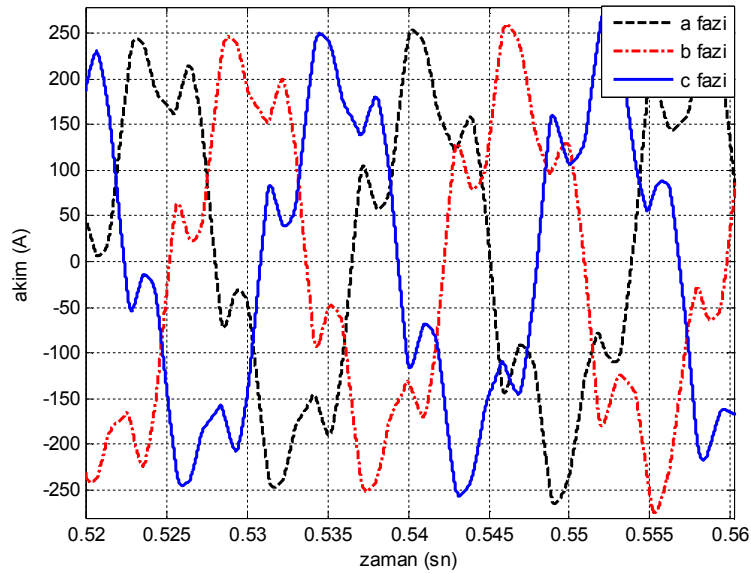
Şekil 7.27: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.6. sn'de ani yükke yüklenđinde; V<sub>da</sub> gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.28’ de; tek faza ait akım ve gerilimin yüksek oranda birim güç faktörünü sağladığı gösterilir.



Şekil 7.28: Histeresli a – b – c kontrol, 0.6. sn’de ani yükle yüklendiğinde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

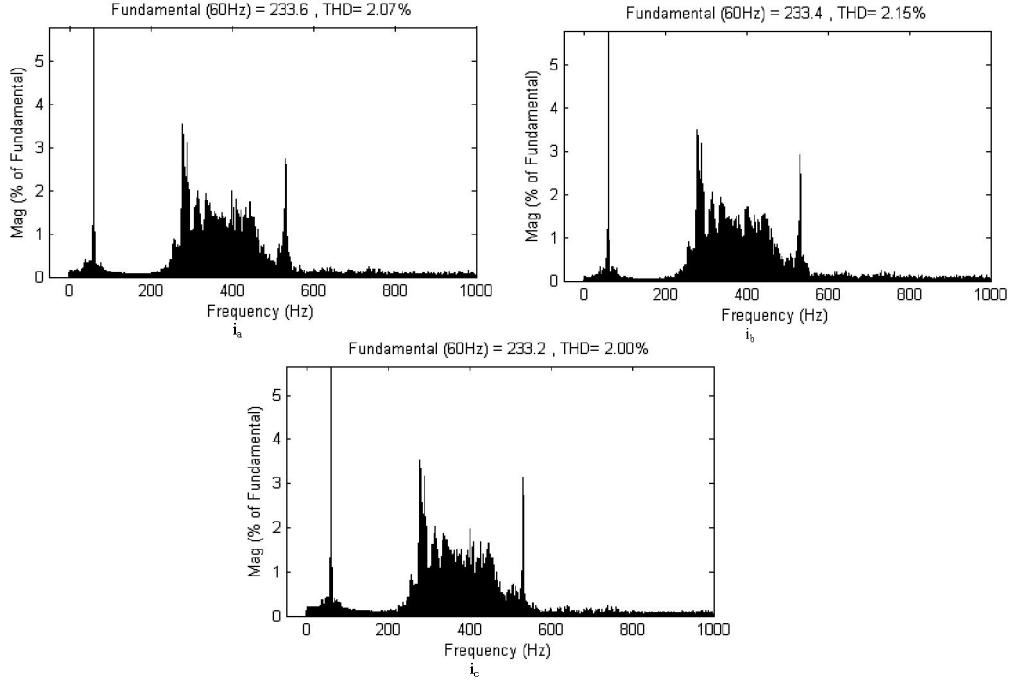
Üç faza ait şebeke akımları Şekil 7.29’ da gösterildiği gibi sinüsoidalikten oldukça uzaktır.



Şekil 7.29: Histeresli a – b – c kontrol, 0.6. sn’de ani yükle yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli



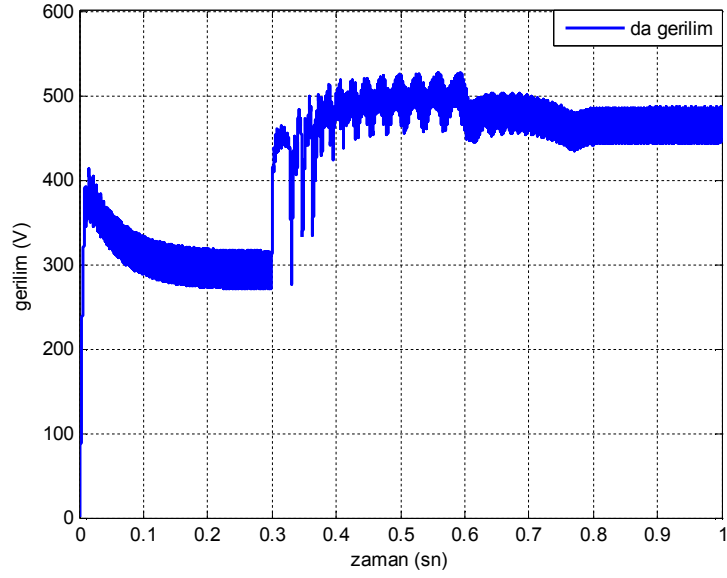
Harmonik bozunumunun; sırasıyla %2.07, %2.15, %2.00 olduğu Şekil 7.30 da gösterilir.



Şekil 7.30: Histeresisli a – b – c kontrol, 0.6. sn'de ani yükü yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

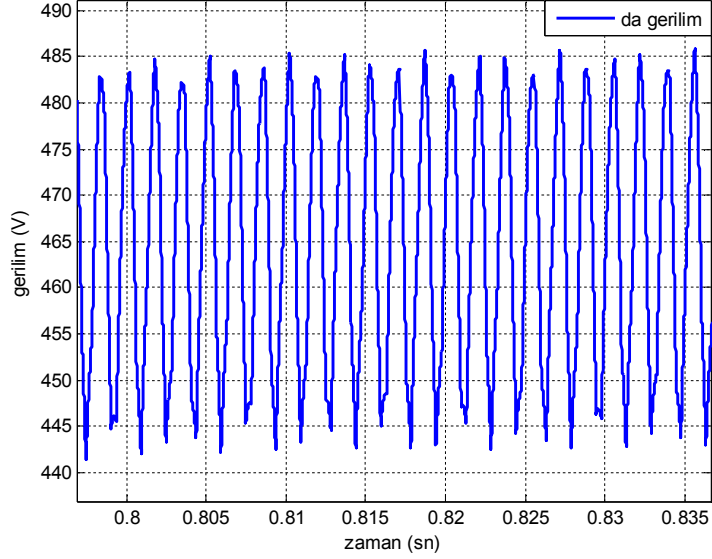
Sistemin hem referansı hemde yükü ani olarak değiştirildiğinde alınan tepkiler Şekil 7.31 – 7.36' da gösterilir.

Şekil 7.31; Sistemin 300 v luk referans değerine 0.25. sn de oturduktan sonra 0.3. sn de referans 500 v a çıkarıldığında, 500 v luk referans değerini de takip ettiğini ancak ani yüklenmede referansı takip etmediğini gösterir.



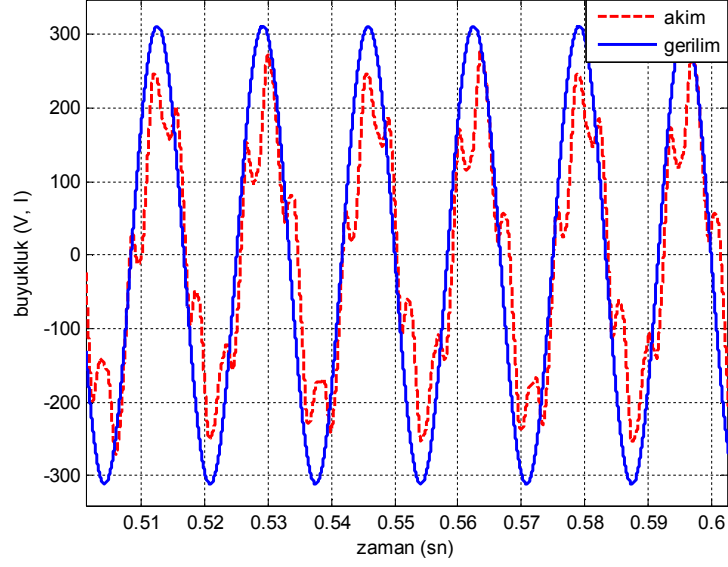
Şekil 7.31: Histeresli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde;  $V_{da}$  gerilimi

Çıkış DA gerilimi, Şekil 7.32` de gösterildiği gibi 485v – 445v arasında salınım yapar.



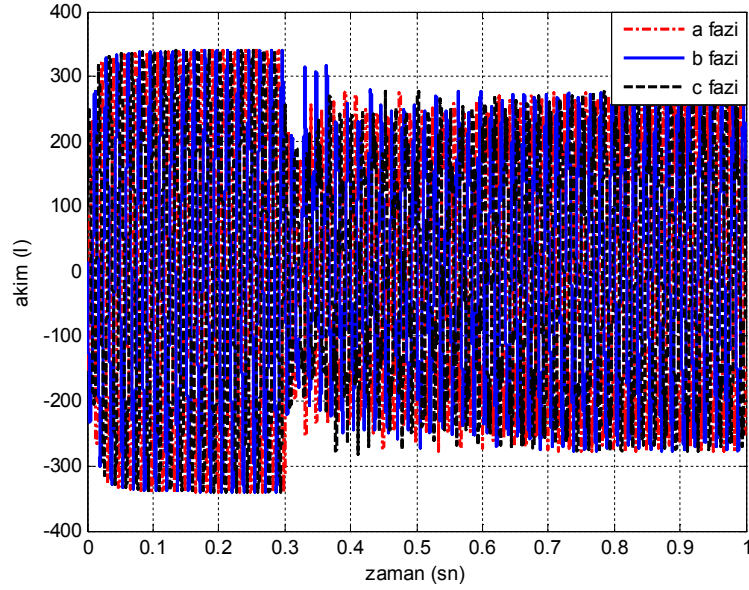
Şekil 7.32 : Histeresli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde;  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.33; tek faza ait akım ve gerilimin dalga şeklinin yüksek oranda birim güç faktörünü sağladığını gösterir.



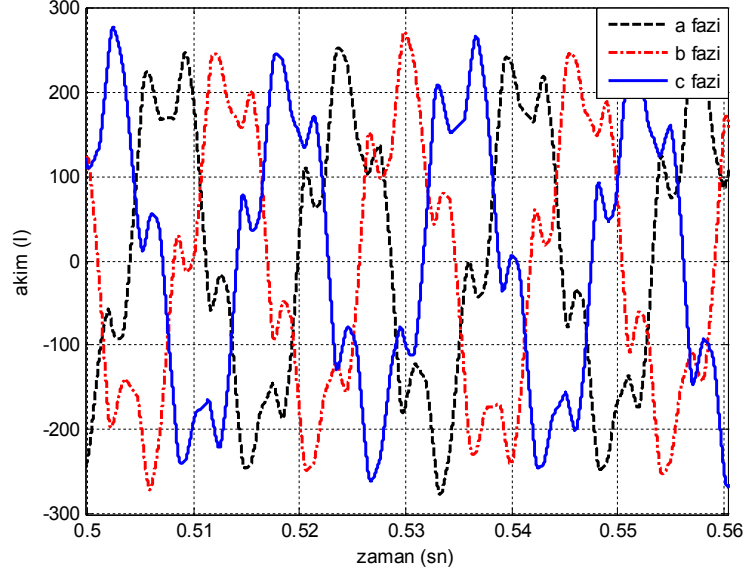
Şekil 7.33 : Histeresli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Şekil 7.34; üç faza ait akımların genel değişimini gösterir.



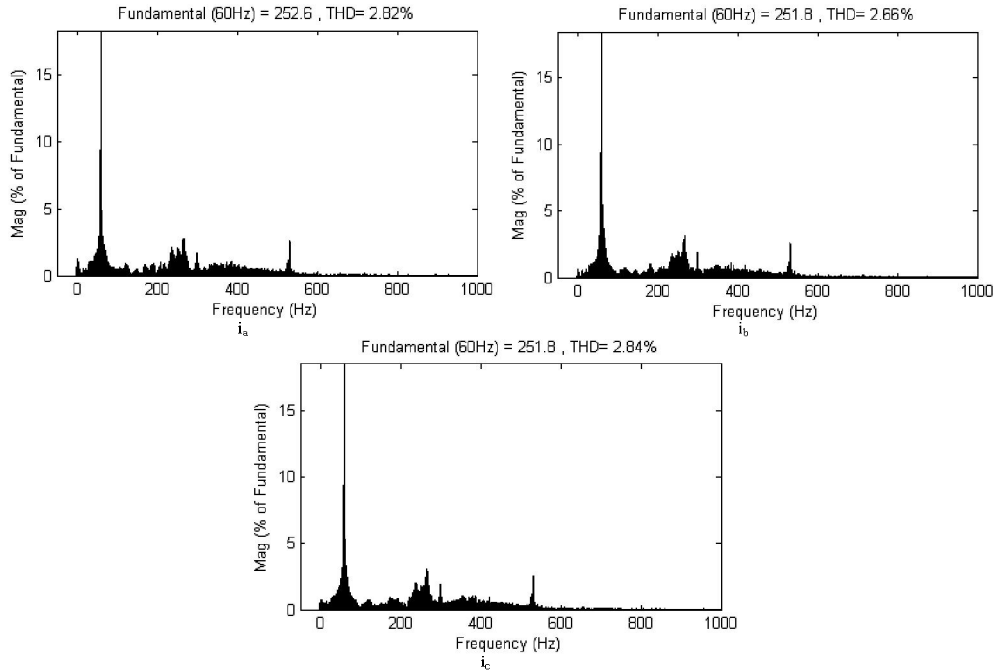
Şekil 7.34: Histeresli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları genel görünümü

Şekil 7.35, sinüsoidallikten oldukça uzak olan üç faz akımlarını gösterir.



Şekil 7.35 : Histeresisli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli

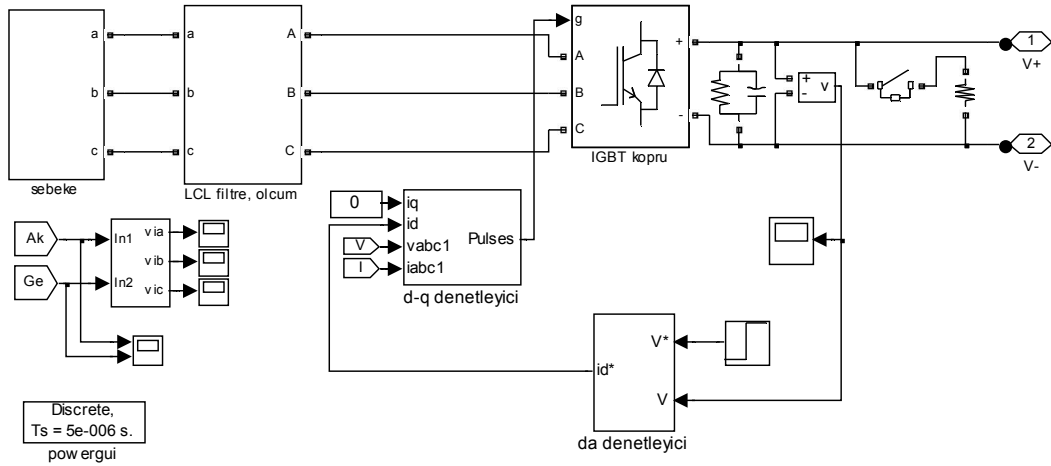
Şekil 7.36 üç faz şebeke akımlarının harmonik bozunumunun sırasıyla %2.82, %2.66, %2.84 olduğunu gösterir.



Şekil 7.36 : Histeresisli a – b – c kontrol, 0.3. sn`de referans ve 0.6. sn`de yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

## 7.2. d – q Referans Çerçeve de Dekuplajlı Akım Kontrolü

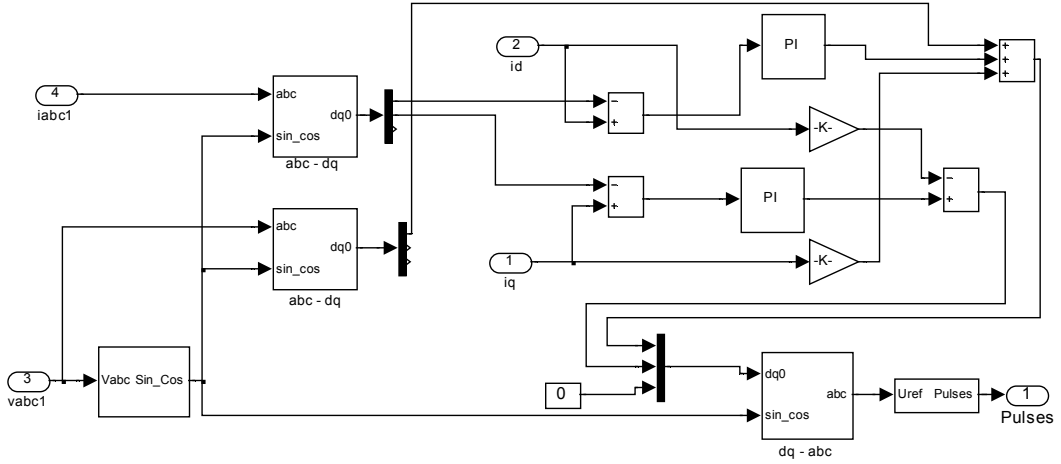
Bölüm 5.2’ de de bahsedildiği gibi bu kontrol yöntemi üç fazlı değişkenlerin iki fazlı değişkenlere indirgenerek kontrol edilmesine dayanır. Dönüşüm için gerekli olan açılış değeri abc –  $\alpha\beta$  dönüşüm ile elde edilebileceği gibi simülasyonda kullanılan PLL sayesinde de bulunabilir. PLL kullanıldığında  $\alpha\beta$  dönüşüm yapılmadan direk d – q döner referans çerçevesinde dönüşüm yapılmasıyla kontrol gerçekleştirilir. Birim güç faktörünün sağlanabilmesi için q referans değeri “0” a ayarlanmalıdır. Ayrıca, açılış değerini ölçmeyi sağlayan PLL bloğu ise giriş gerilimlerinden elde edilmelidir. Modelde LCL filtre kullanılmış olup DA tarafa omik bir yük bağlanmıştır. Şekil 7.37’ de simülasyon modeli görülür.



Şekil 7.37 : d – q kontrol Matlab/Simulink simülasyon modeli

Denetim mantığı, d – q değişkenleri arasında çapraz kuplaj içerir. DA gerilim denetleyici d bileşenine referans değeri üretirken, q bileşeni “0” olarak seçilir. D bileşeni DA gerilimi istenilen değerde kontrol etmeye çalışırken, q bileşeni birim güç faktörünü sağlar. d – q bileşenleri, PI denetleyiciler üzerinden kontrol edildikten sonra tersine bir dönüşüm ile abc koordinatlarına dönüştürülürler. Bu dönüşüm sonunda elde edilen büyüklükler SDGA bloğuna gönderilerek doğrultucunun altı anahtarı için gerekli olan sinayaller üretilir.

Şekil 7.38’ de, d – q arasında çapraz kuplaj içeren d – q denetleyici bloğu görülür.



Şekil 7.38 : d – q denetleyici blok şeması

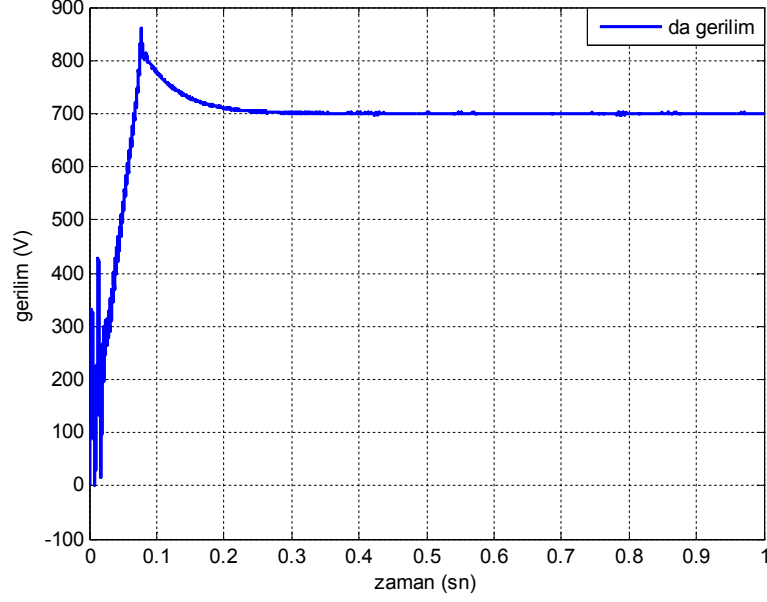
Şekil 7.37’ deki simülasyon modelinde kullanılan parametre değerleri Tablo 7.2’ de verildiği gibidir ve şebeke gerilimi 220 v, 60 Hz olarak alınmıştır.

Tablo 7.2 : d – q referans çerçevesinde akım kontrolü parametre değerleri

Pasif Elemanlar								Denetleyiciler					
LCL Filtre						DA taraf elemanları		DA denetleyici		d – q akım denetleyici			
$R_{a1}$ ( $\Omega$ )	$L_{a1}$ (H)	$R_{a2}$ ( $\Omega$ )	$L_{a2}$ (H)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_s$ (F)	$R_{yük}$ ( $\Omega$ )	$C_{da}$ (F)	$K_p$	$K_i$	$K_p$	$K_i$ $10^{-5}$	$K_p$	$K_i$ $10^{-6}$
0.01	0.001	0.2	0.001	2	0.005	100	0.002	5	100	8	1	4.769	1

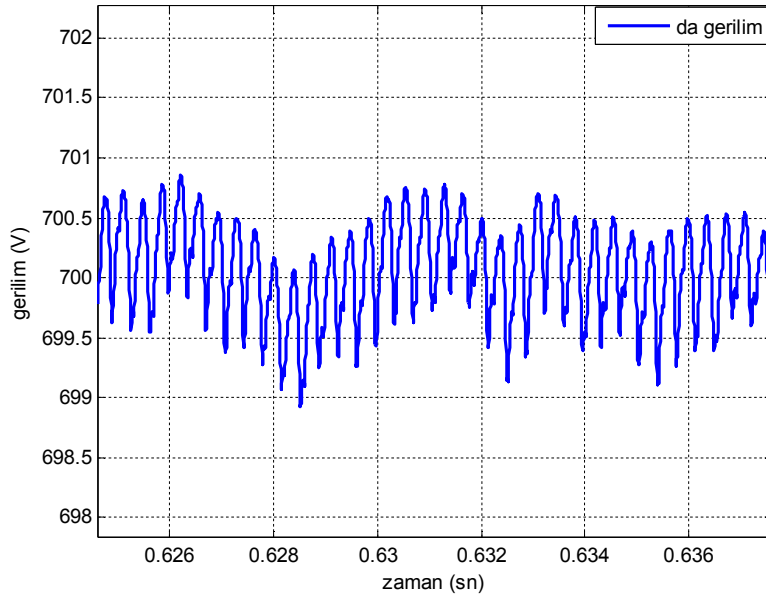
Sabit referans ve sabit yükte yapılan simülasyon sonuçları Şekil 7.39 – 7.43 arasında gösterilir.

Şekil 7.39' da gösterildiği gibi; 700v luk DA çıkış gerilimi referans değerine 0.3. sn de oturur.



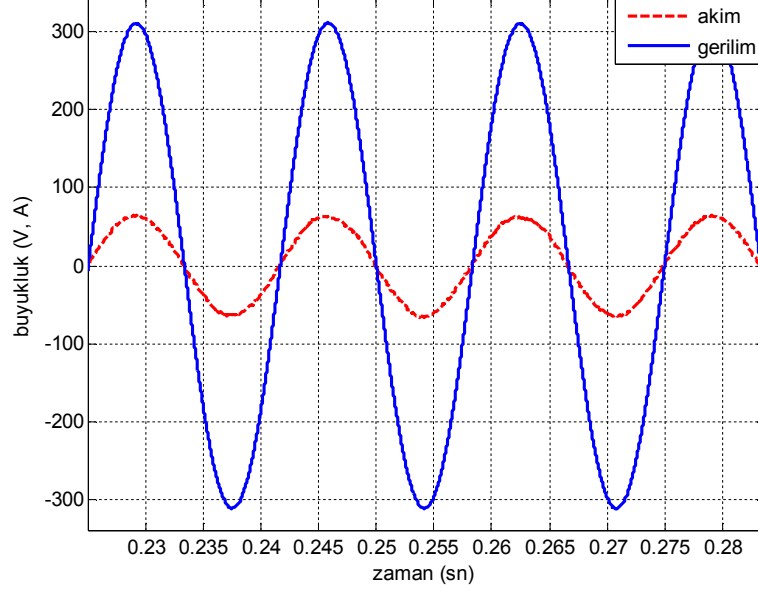
Şekil 7.39: d – q kontrol sabit referansta,  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.40; çıkış DA gerilimi kararlı durum hatasının oldukça küçük olup  $\pm 0.5$  v aralığında salınım yaptığını gösterir.



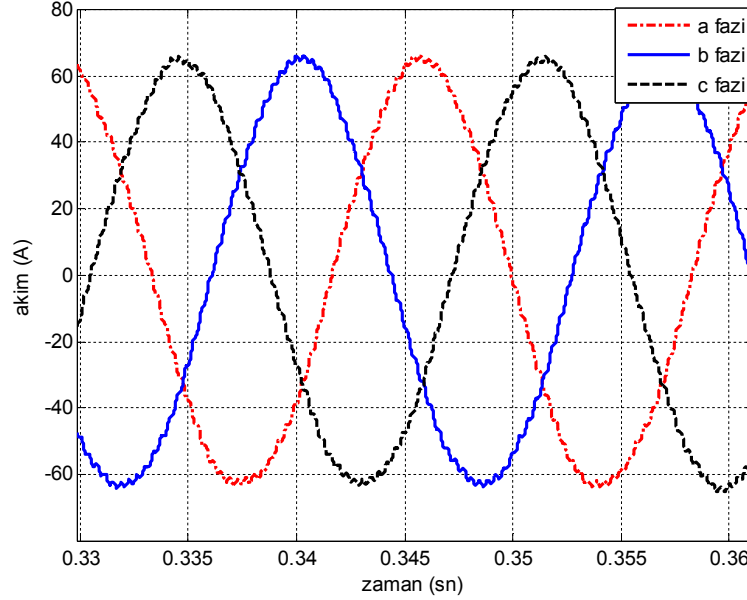
Şekil 7.40: d – q kontrol sabit referansta,  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Tek faza ait akım ve gerilimlerin, Şekil 7.41’ de gösterildiği gibi birim güç faktörünü sağladığı açıktır.



Şekil 7.41: d – q kontrol sabit referansta, tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

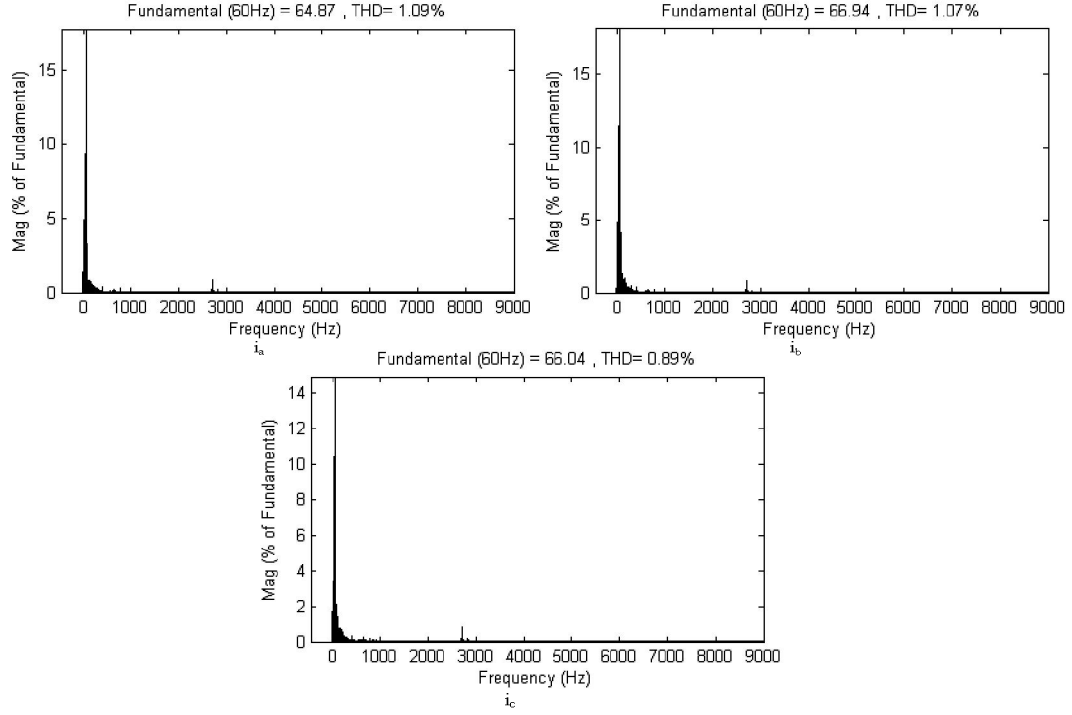
Şekil 7.42; üç faz şebeke akımlarının sinüse çok yakın olduğunu gösterir.



Şekil 7.42: d – q kontrol sabit referansta, üç faza ait şebeke akımları



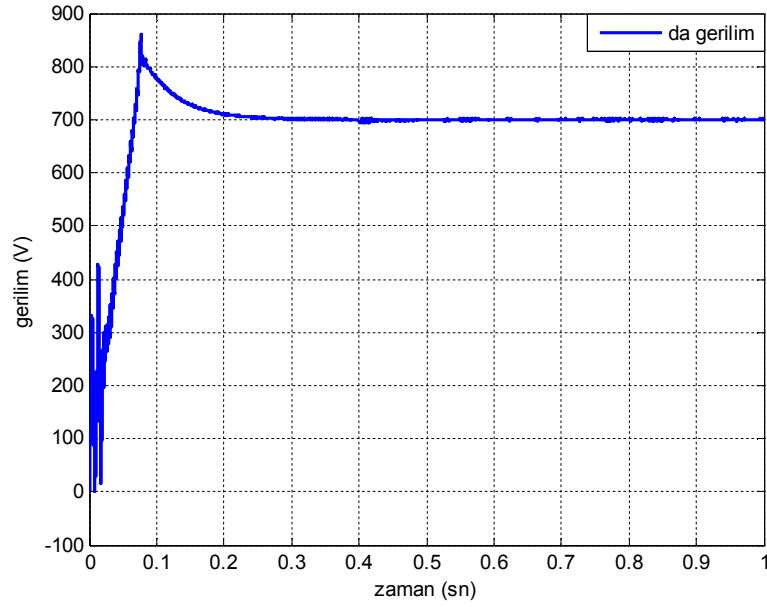
Şebeke akımlarının harmonik bozunumu sırasıyla %1.09, %1.07, %0.89 olup, Şekil 7.43 de gösterilir.



Şekil 7.43: d – q kontrol sabit referansta, üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

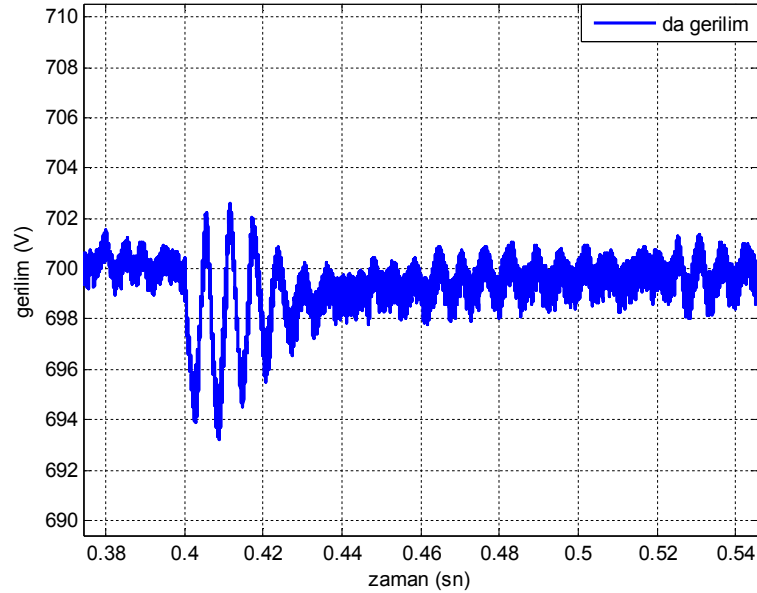
Sistem 0.4. sn de 100  $\Omega$  luk ani bir yükle yüklendiğinde; elde edilen tepkiler Şekil 7.44 - 7.48 ile gösterilir.

Şekil 7.44, ani yüke rağmen sistemin 700v luk referans değerini çok kısa sürede tekrar izlediğini gösterir.



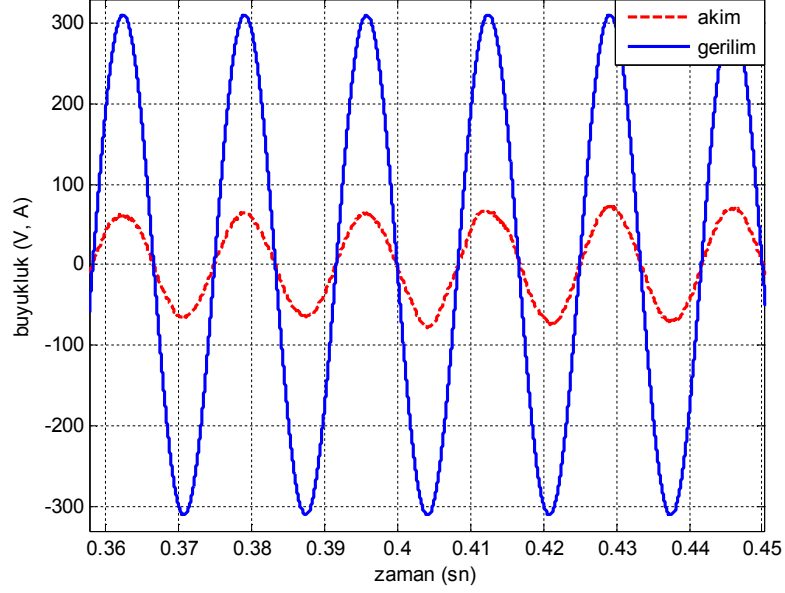
Şekil 7.44: d – q kontrol, 0.4. sn`de ani yükle yüklendiğinde;  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.45, çıkış DA gerilim kararlı durum hatasının; sistemin ani yükle yüklendiği 0.4. sn de referanstan saptığını ancak 0.008 sn gibi çok kısa sürede tekrar referansın takip edilip  $\pm 1.5$  v aralığında salınım yaptığını gösterir.



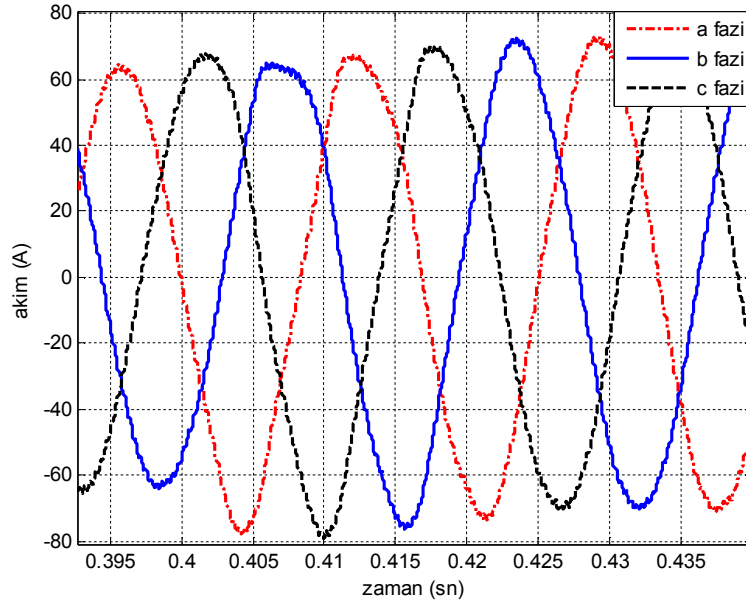
Şekil 7.45: d – q kontrol, 0.4. sn `de ani yükle yüklendiğinde;  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.46, tek faz akım ve gerilimin birim güç faktörünü sağladığını gösterir.



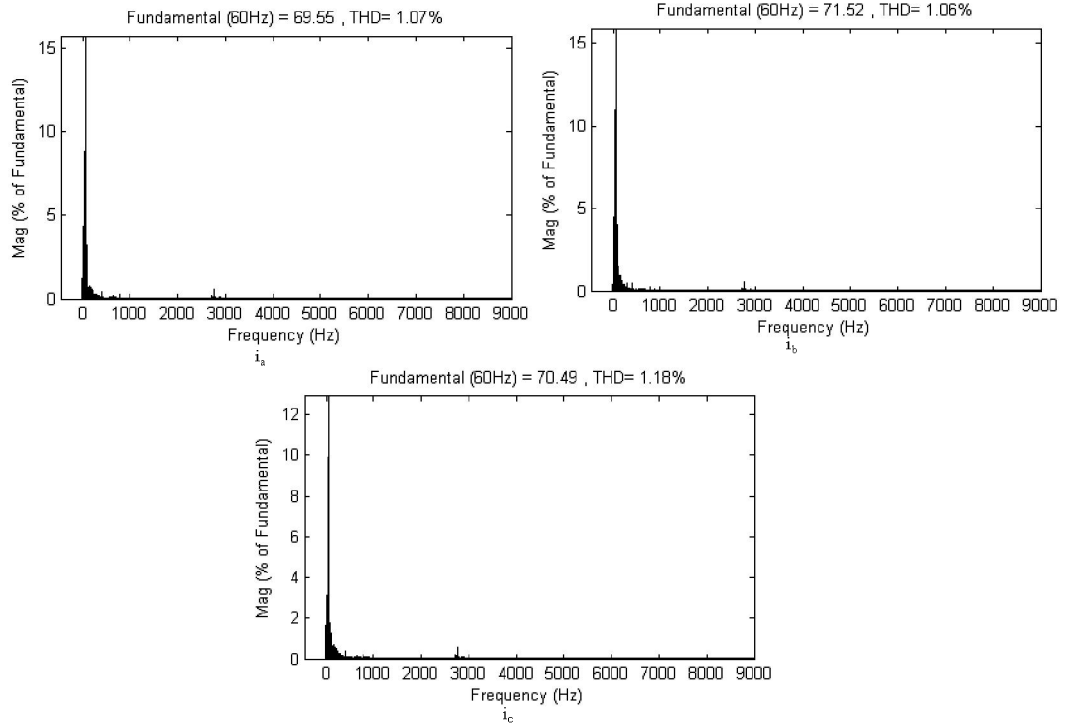
Şekil 7.46: d – q kontrol, 0.4. sn `de ani yükte yüklendiğinde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Şekil 7.47; üç faz şebeke akımlarının ani yükten çok fazla etkilenmeyip sinüsoidalliğini koruduğunu gösterir.



Şekil 7.47: d – q kontrol, 0.4. sn `de ani yükte yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli

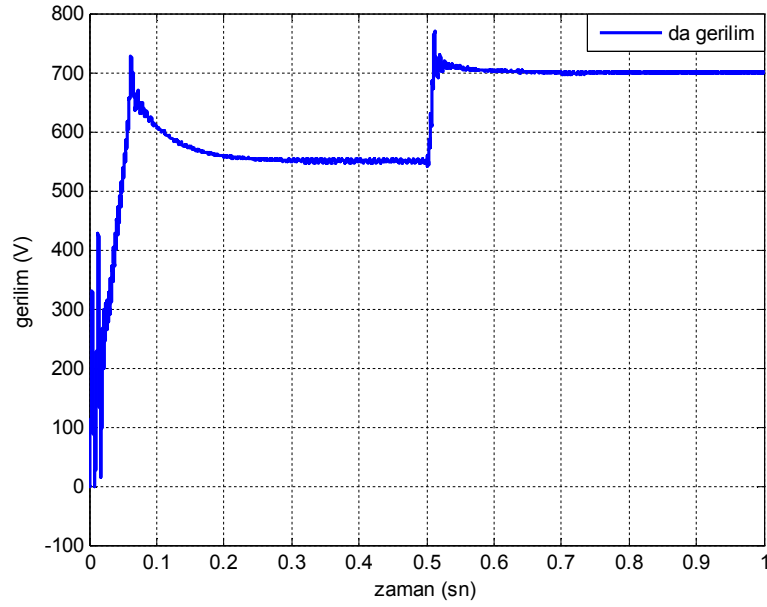
Şekil 7.48 şebeke akımlarına ait harmonik bozunumlarının sırasıyla %1.07, %1.06, %1.18 olduğunu gösterir.



Şekil 7.48: d – q kontrol, 0.4. sn 'de ani yükü yüklediğinde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

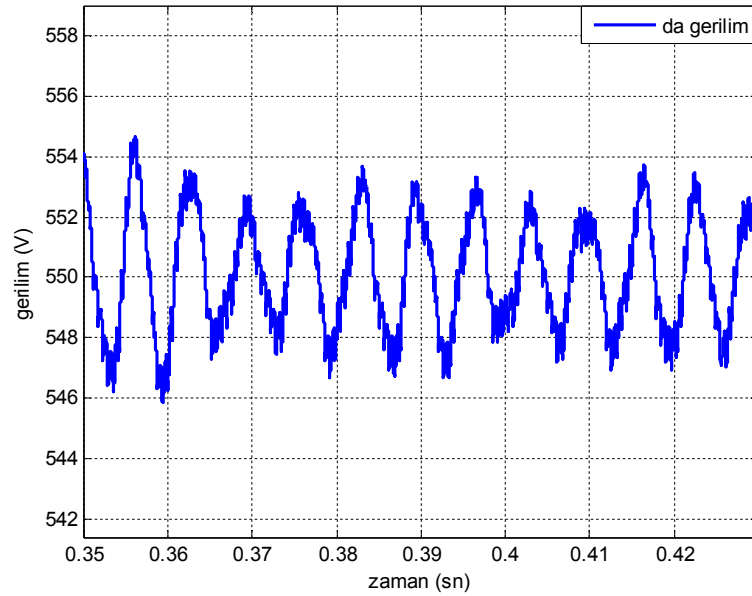
Sistemin 0.4. sn de yüklenip, 0.5. sn de de referansı değiştirildiğinde sistemin verdiği tepkiler Şekil 7.49 – 7.53 ile gösterilir.

Şekil 7.49; DA çıkış geriliminin değişimlerden çok etkilenmeyip, 550 – 700 v luk referans gerilimlerini takip ettiğini gösterir.



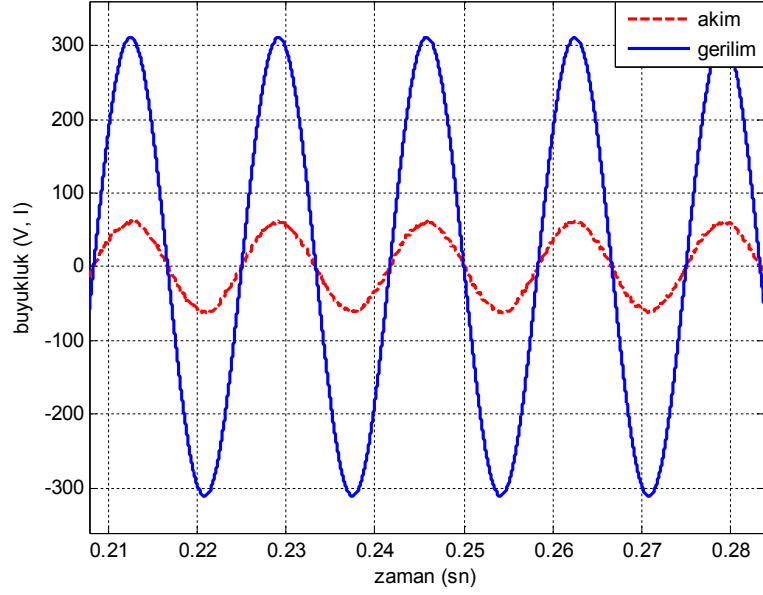
Şekil 7.49: d – q kontrolde, 0.4. sn'de ani yük ve 0.5. sn'de ani referans değişikliğinde;  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.50, çıkış DA geriliminin kararlı durum hatasının oldukça düşük olup  $\pm 1$  v aralığında salınım yaptığını gösterir.



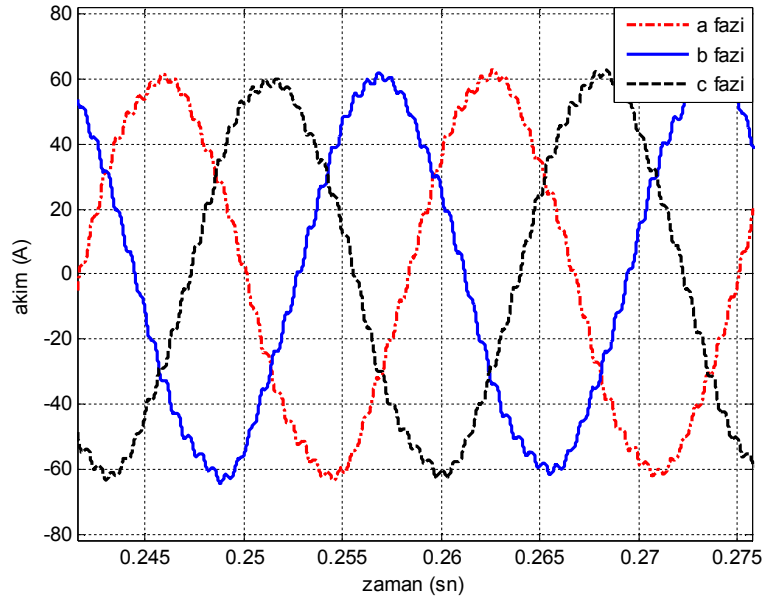
Şekil 7.50: d – q kontrolde, 0.4. sn'de ani yük ve 0.5. sn'de ani referans değişikliğinde;  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.51, birim güç faktörünün korunduğunu gösterir.



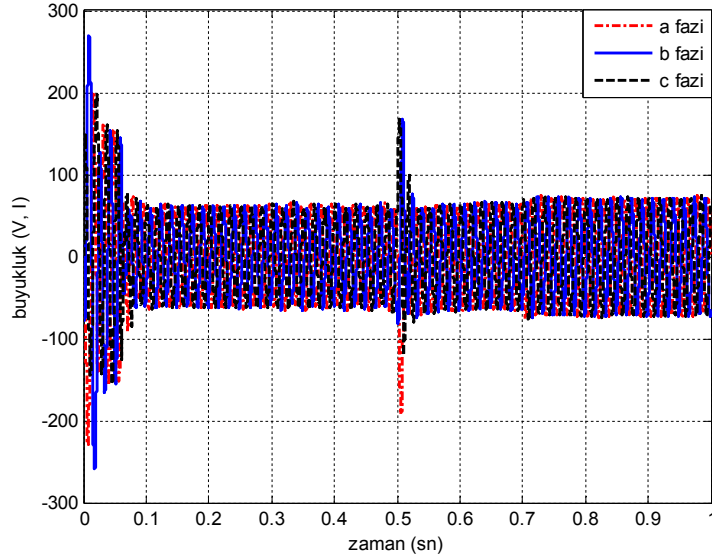
Şekil 7.51: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Şekil 7.52; üç faza ait şebeke akımlarının, yükteki ve referanstaki değişimlere rağmen sinüsoidalliğini koruduğunu gösterir.



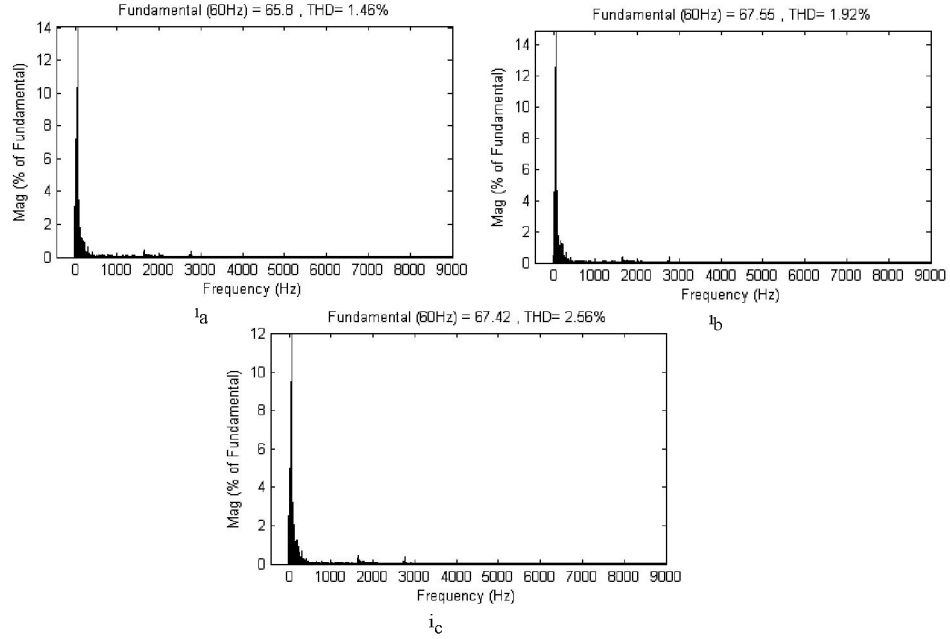
Şekil 7.52: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; üç faza ait şebeke akımları

Üç faz şebeke akımlarının yük ve referans değişimlerinde verdiği tepki Şekil 7.53' de görülür.



Şekil 7.53: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; üç faza ait şebeke akımları genel görünümü

Şekil 7.54; Üç faz şebeke akımlarının harmonik bozunumlarının sırasıyla %1.27, %1.30, %0.97 olduğunu gösterir.



Şekil 7.54: d – q kontrolde, 0.4. sn`de ani yük ve 0.5. sn`de ani referans değişiminde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumu

### 7.3. Giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrol

Daha önceki bölümde açıklandığı gibi bu kontrol yönteminde; Üç fazlı değişkenlerin d – q dönüşümü yapılır. Giriş – çıkış lineerleştirme yöntemi uygulandıktan sonra tekrar üç fazlı abc koordinatlara dönüştürülür. Bu dönüşümden elde edilen sinyaller, uygun anahtarlama darbelerinin üretilmesi için SDGA bloğuna gönderilir. Bu işlemler Şekil 7.55 – 7.57 ile ayrıntılı olarak gösterilir.

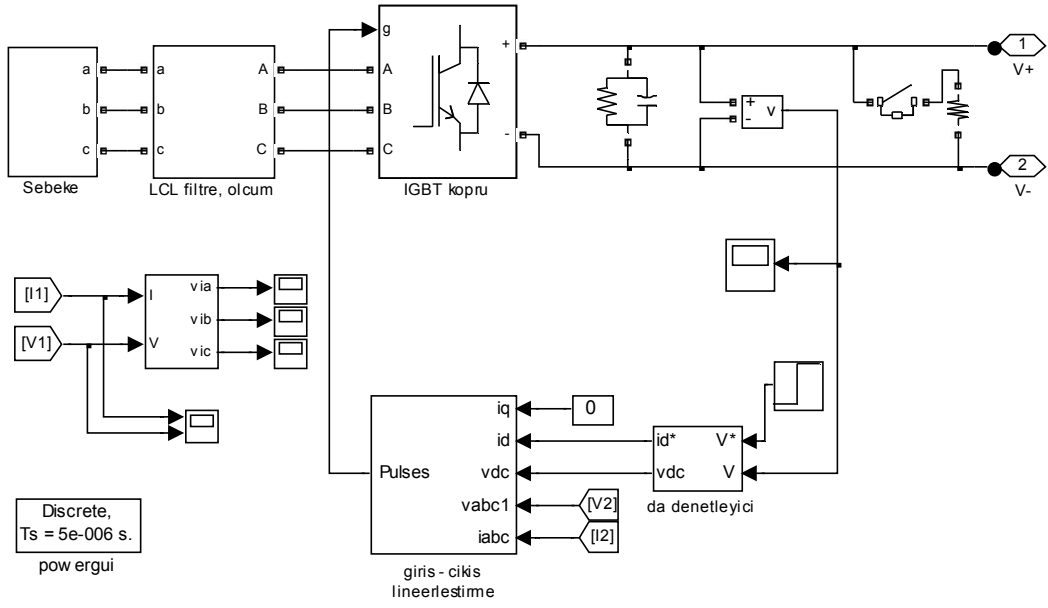
DA çıkış geriliminin kontrolü için  $i_d$  ve birim güç faktörünün sağlanması için de  $i_q$  akımları Denklem 6.8’ de gösterildiği gibi çıkış değişkeni olarak seçilmiştir.  $i_d$  akımının referans değeri, DA çıkış gerilimi  $V_{da}$  ile referans gerilimi  $V_{ref}$  arasındaki hatayı düzenlemek için kullanılan PI denetleyicinin çıkışından elde edilir.  $i_q$  akımının referans değeri ise birim güç faktörünün sağlanması için “0” ’a ayarlanır.

Diğer kontrol yöntemlerinden farklı olarak; Şekil 7.58’ de gösterildiği gibi; iç dinamiklerin kontrol edilmesi için  $V_{da}$  ve  $V_{ref}$  gerilimlerinin kareleri kullanılır [39, 45].

Simülasyonlar sonucunda, sabit referans, referans değişimlerinde ve ani yüklenmede; şebeke akımları dalga şekilleri, harmonik bozunumları, DA çıkış geriliminin referans değeri takip edip etmediği, birim güç faktörünün sağlanıp sağlanmadığı şekillerle gösterilir.

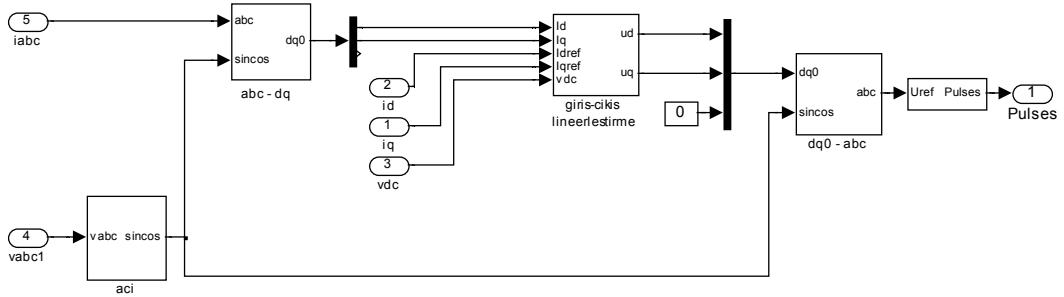
Şekil 7.55 Matlab/ Simulink simülasyon modelini, Tablo 7.3 ve Tablo 7.4 kullanılan parametre değerlerini gösterir ayrıca şebeke gerilimi 220 v, 60 Hz olarak kullanılır.





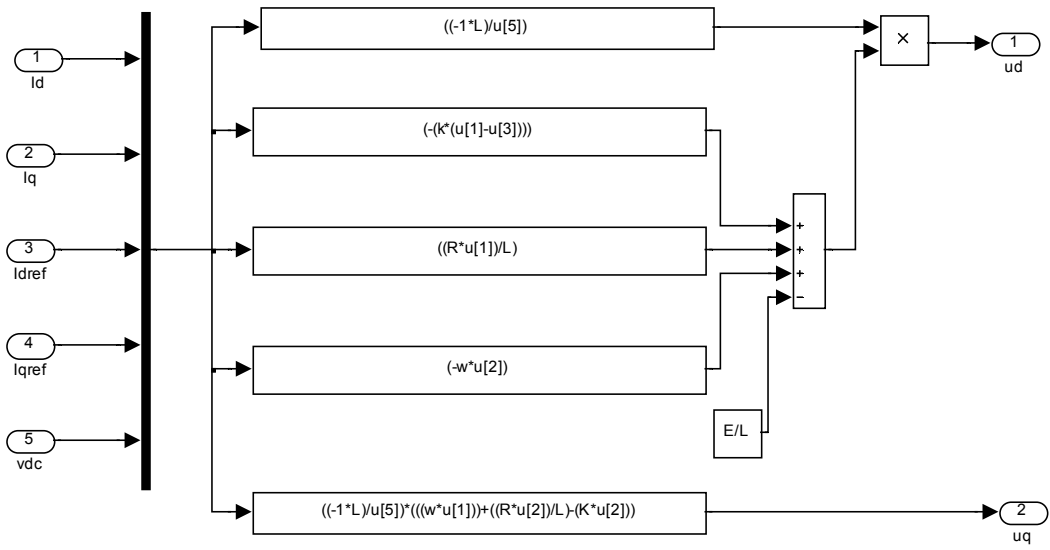
Şekil 7.55: Giriş – çıkış lineerleşirmeli nonlinear kontrol Matlab/ Simulink simülasyon modeli

Giriş – çıkış lineerleşirme kontrol bloğu Şekil 7.56’ da gösterilir.



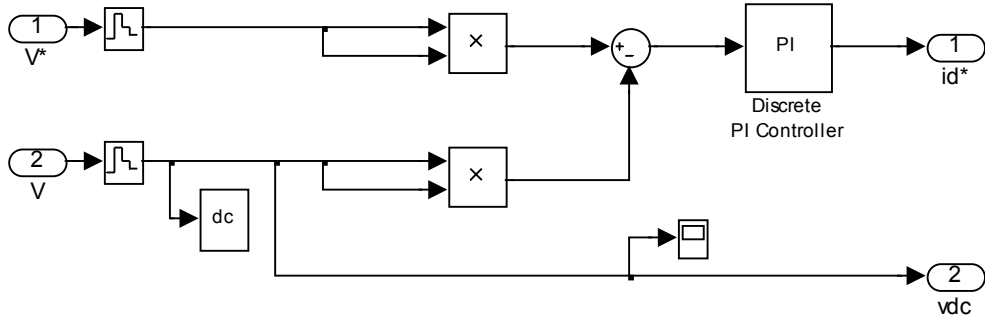
Şekil 7.56: Giriş – çıkış lineerleşirme bloğu

Giriş – çıkış denetleyici bloğu, Denklem 6.13 – 6.14 ün Simulinkte yazılmış halidir ve Şekil 7.57’ de gösterilir.



Şekil 7.57: Giriş – çıkış denetleyici bloğu

Şekil 7.58’ de DA gerilim denetleyicinin, Simulink blok diyagramı gösterilir.



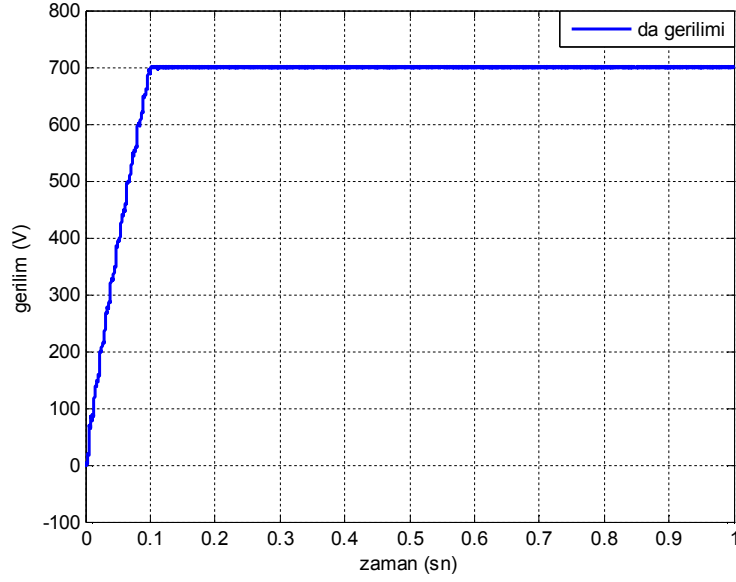
Şekil 7.58: DA gerilim denetleyici blok diyagramı

Sabit referans, ve optimum çalışmayı gerçekleyen Tablo 7.3’deki parametrelerle elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 7.59 – 7.63 arasında gösterilir.

Tablo 7.3 : Sabit referans sabit yüklü giriş – çıkış denetleyici parametre değerleri

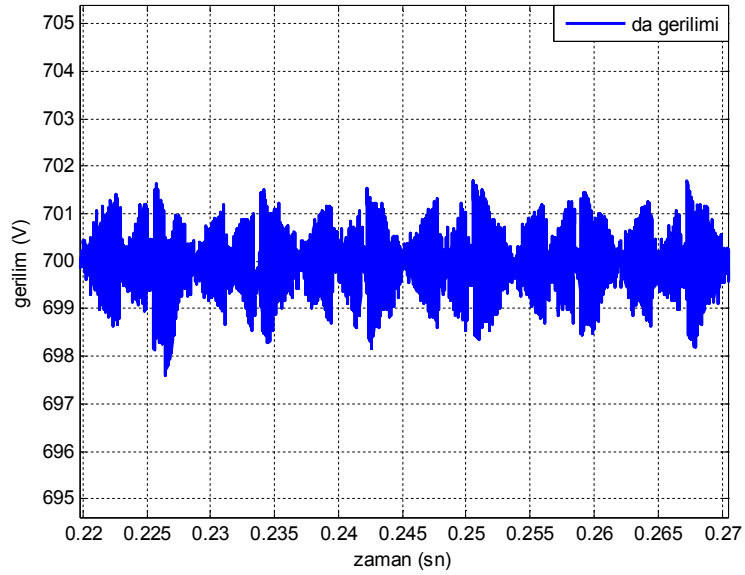
Pasif Elemanlar						Denetleyici					
LCL filtre						DA taraf elemanları		DA denetleyici		Giriş – çıkış Akım denetleyici	
$R_{a1}$ ( $\Omega$ )	$L_{a1}$ (mH)	$R_{a2}$ ( $\Omega$ )	$L_{a2}$ (H)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_s$ (F)	$R_{yuk}$ ( $\Omega$ )	$C_{da}$ (F)	$K_p$	$K_i$	$K_{10}$ ( $10^3$ )	$K_{20}$ ( $10^5$ )
2	0.0001	0.01	0.008	1	0.03	1000	0.0006	10	0.01	30	50

Şekil 7.59 çıkış DA geriliminin istenilen 700 v luk referans değerine 0.1 sn de oturduğunu gösterir.



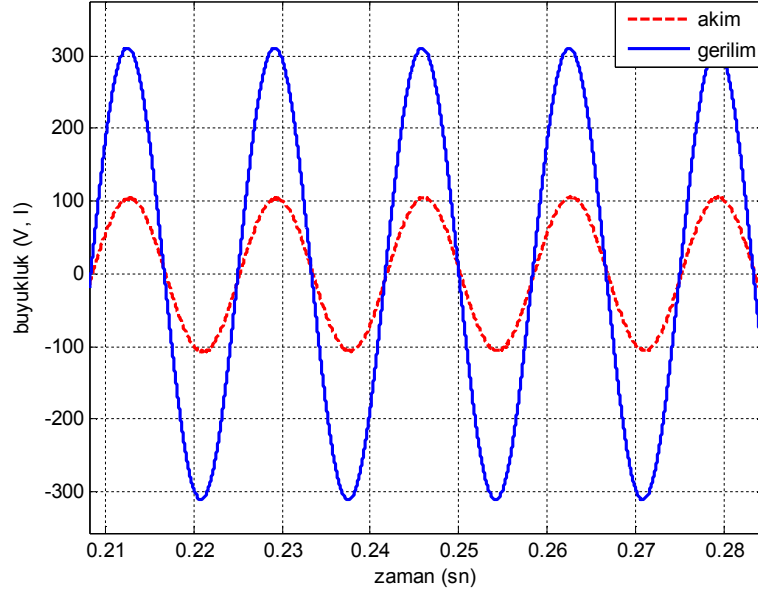
Şekil 7.59: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, sabit referansta  $V_{da}$  gerilimi

Çıkış DA gerilimi kararlı durum hatasının  $\pm 1$  v aralığında salınım yaptığı Şekil 7.60' da gösterilir.



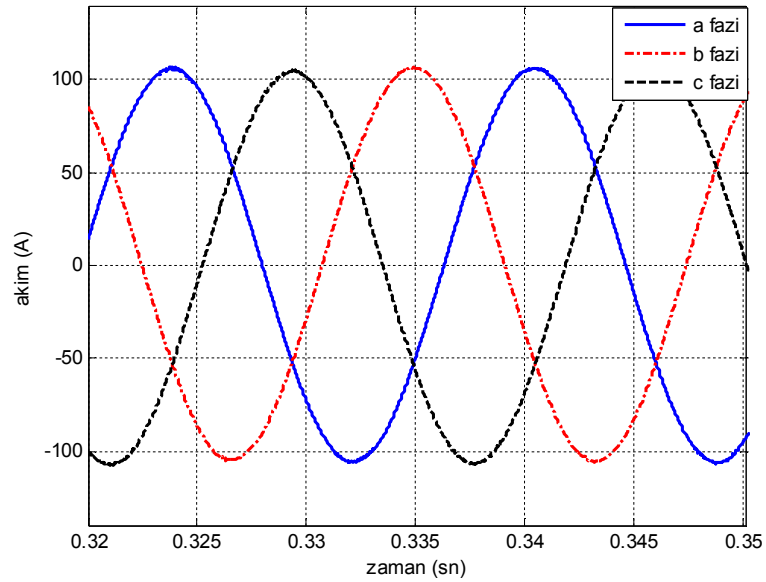
Şekil 7.60: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, sabit referansta  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.61, tek faza ait akım ve gerilim dalga şekillerinin birim güç faktörünü sağladığını gösterir.



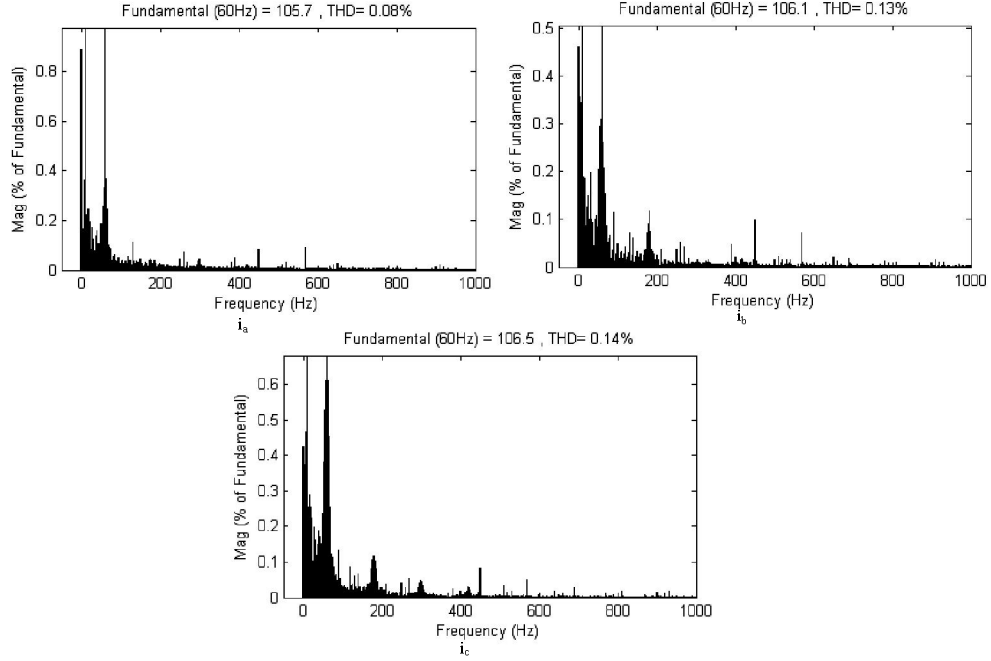
Şekil 7.61: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, sabit referansta tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Üç faz şebeke akımları Şekil 7.62’ de gösterildiği gibi sinüsoidaldirler.



Şekil 7.62: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, sabit referansta üç faza ait şebeke akımları

Üç faz şebeke akımlarının harmonik bozunmalarının sırasıyla %0.08, %0.13, %0.16 olduğu Şekil 7.63’ de gösterilir.



Şekil 7.63: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, sabit referansta üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

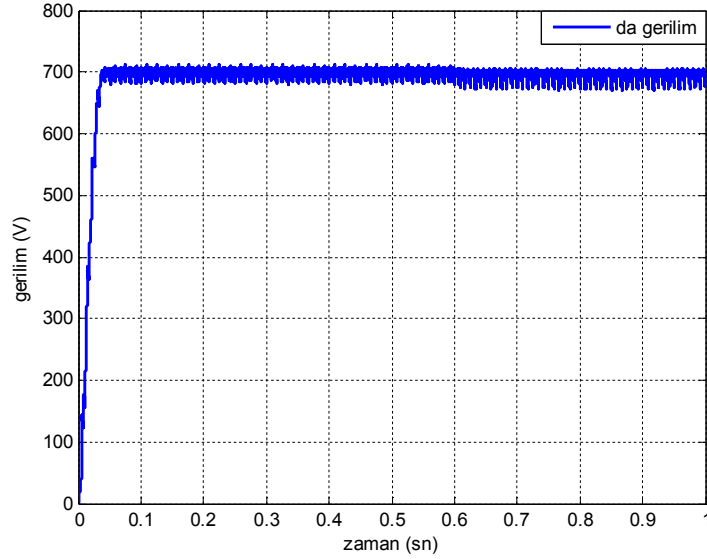
Tablo 7.3 deki parametreler Tablo 7.4 ile değiştirilerek, değiştirilen parametrelerle ani yüklü ve değişken referanslı simülasyonlar gerçekleştirilir.

Tablo 7.4 : Giriş – çıkış lineerleştirmeli akım kontrolü ani referans ve yükte kullanılan parametre değerleri

Pasif Elemanlar						Denetleyici					
LCL filtre						DA taraf elemanları		DA denetleyici		Giriş – çıkış Akım denetleyici	
$R_{a1}$ ( $\Omega$ )	$L_{a1}$ (mH)	$R_{a2}$ ( $\Omega$ )	$L_{a2}$ (H)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_s$ (F)	$R_{yük}$ ( $\Omega$ )	$C_{da}$ (F)	$K_p$	$K_i$	$K_{10}$ ( $10^3$ )	$K_{20}$ ( $10^5$ )
2	0.0001	0.01	0.003	0.15	0.0025	100	0.001	10	0.01	30	50

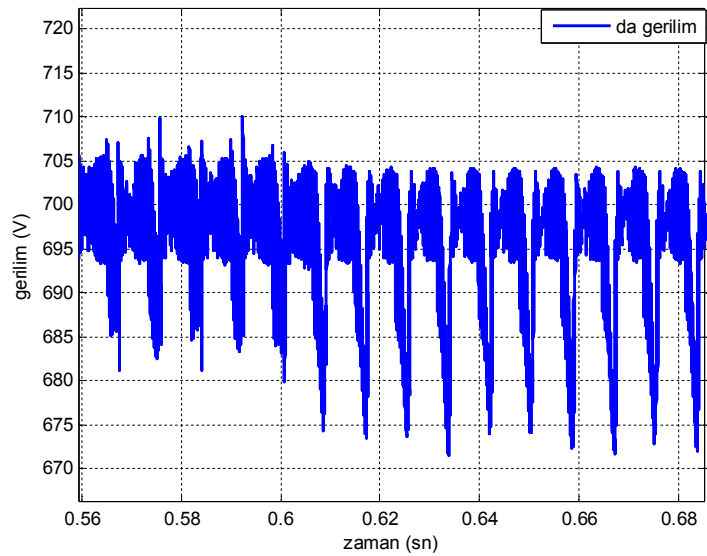
Sistem 0.6. sn de 100  $\Omega$  luk yükte yüklendiğinde elde edilen tepkiler Şekil 7.64 – 7.68 arasında gösterilir.

Şekil 7.64' de çıkış DA geriliminin 0.1 sn den daha kısa sürede istenilen 700v luk referans değerini takip ettiğini ve 0.6.sn de yüklendiğinde de çok etkilenmediğini gösterir.



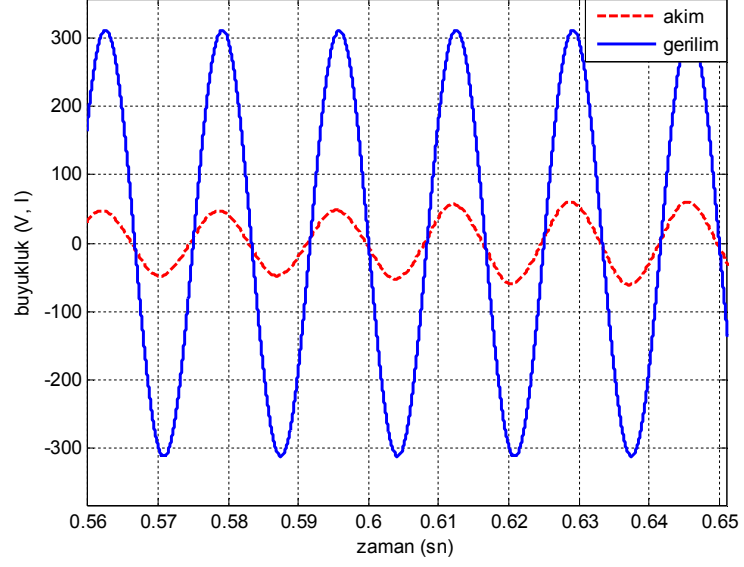
Şekil 7.64: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.6. sn'de ani yükle yüklendiğinde;  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.65, DA çıkış gerilimi kararlı durum hatasının  $\pm 5$  v aralığında salınım yaptığını gösterir.



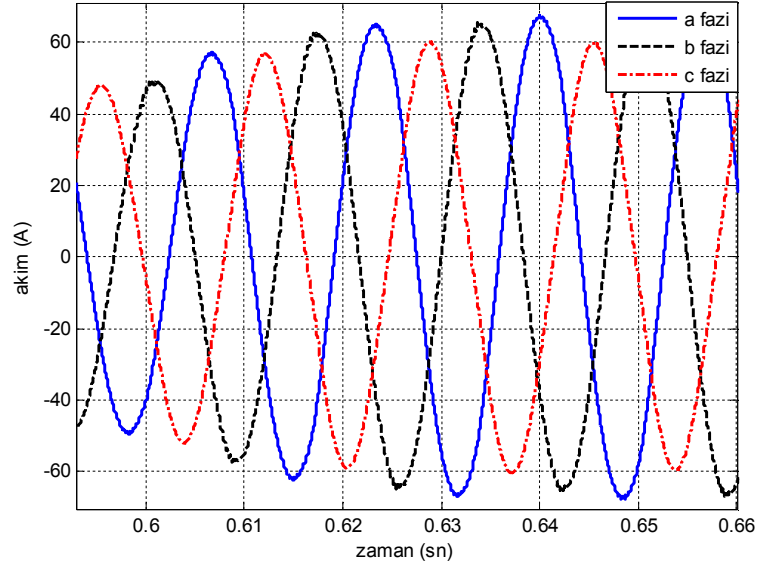
Şekil 7.65: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.6. sn'de ani yükle yüklendiğinde;  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.66' da gösterilen tek faz akım ve gerilim grafiğinden sistemin birim güç faktörünü sağladığı görülür.



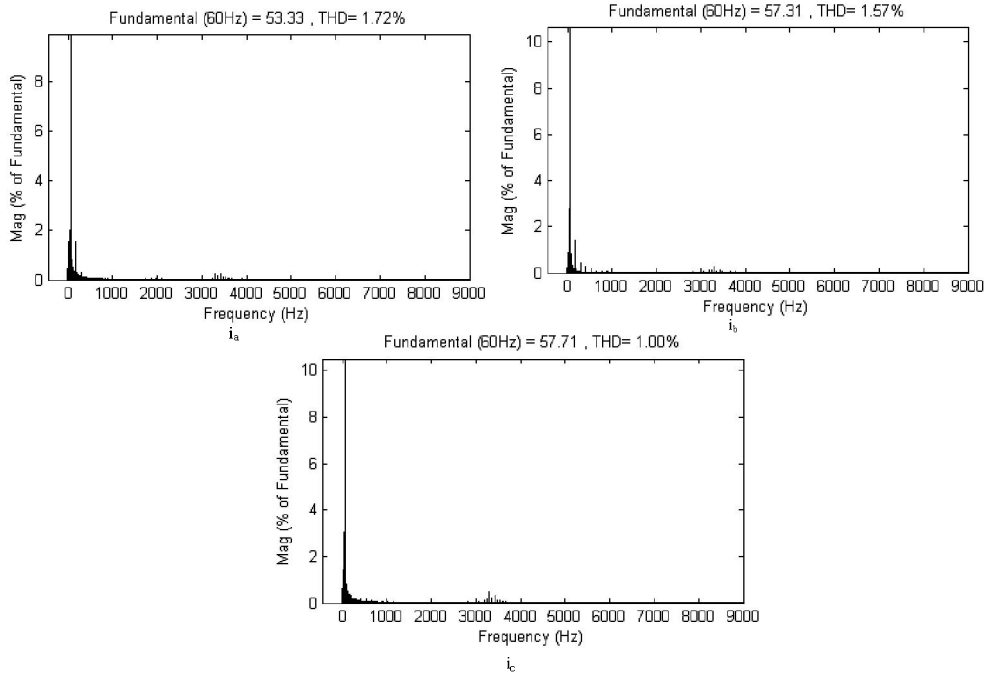
Şekil 7.66: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.6. sn'de ani yükte yüklendiğinde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Şekil 7.67, üç faz şebeke akımlarının ani yükte nasıl değiştiğini ve sinüsoidallığını koruduğunu gösterir.



Şekil 7.67: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.6. sn'de ani yükte yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli

Şekil 7.68’ de; üç faz şebeke akımlarının harmonik bozunumlarının sırasıyla %1.72, %1.57, %1 olduğunu gösterir.

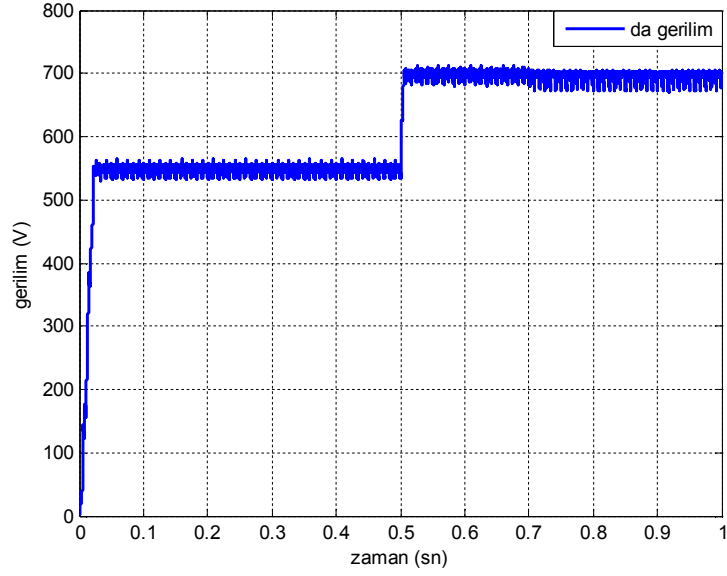


Şekil 7.68: Giriş – çıkış lineerleştirmeli kontrol, 0.6. sn’de ani yükle yüklendiğinde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

0.4. sn de 550 – 700v luk ani referans ve 0.6. sn de 100 $\Omega$  luk ani yük değişiminde sistemden elde edilen tepkiler Şekil 7.69 – 7.74 arasında gösterilir.

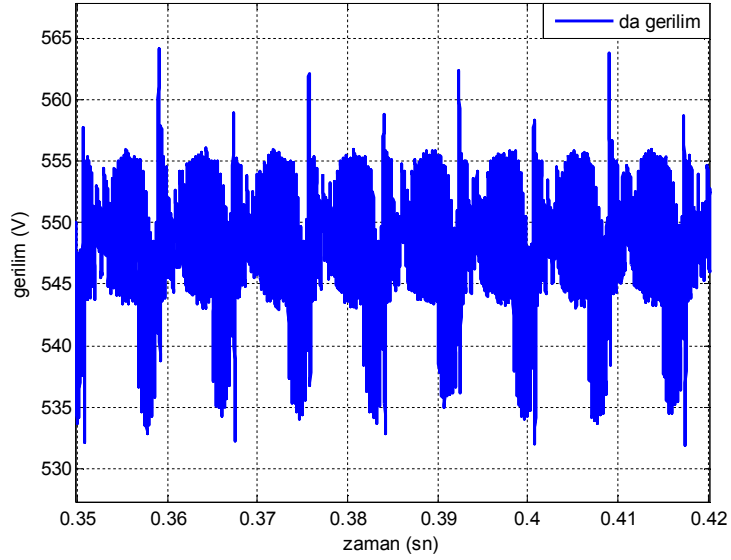
Şekil 7.69; çıkış DA geriliminin yük, 550 – 700v luk referans değişimlerinde de referansı takip ettiğini ve 0.05 sn den daha kısa sürelerde kararlı duruma oturduğunu gösterir.





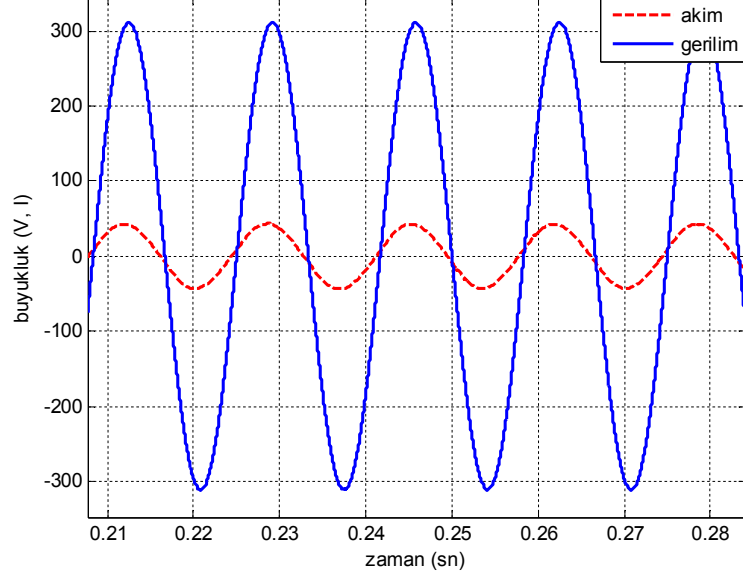
Şekil 7.69: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.5. sn'de referans ve 0.7. sn'de ani yük değişiminde;  $V_{da}$  gerilimi

Şekil 7.70 çıkış DA gerilimi durum hatasının  $\pm 10$  v aralığında salınım yaptığını gösterir.



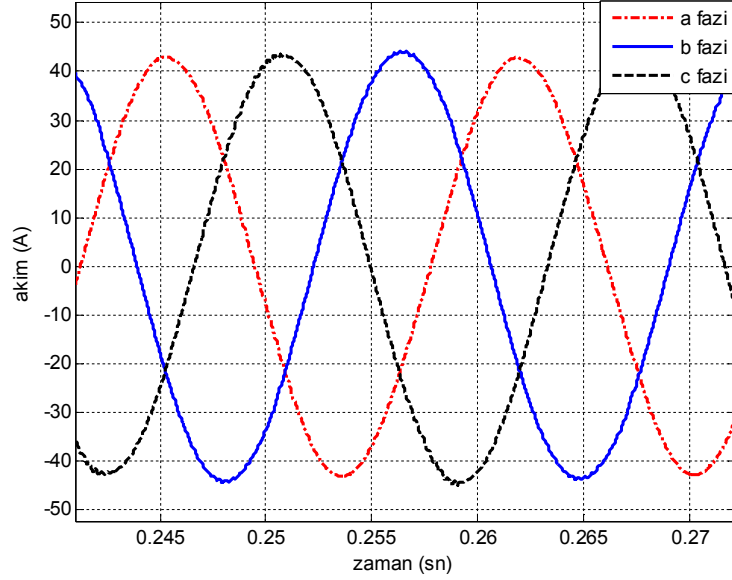
Şekil 7.70: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.5. sn'de referans ve 0.7. sn'de ani yük değişiminde;  $V_{da}$  gerilimi kararlı durum hatası

Şekil 7.71; tek faz akım ve gerilimin birim güç faktörünü sağladığını gösterir.



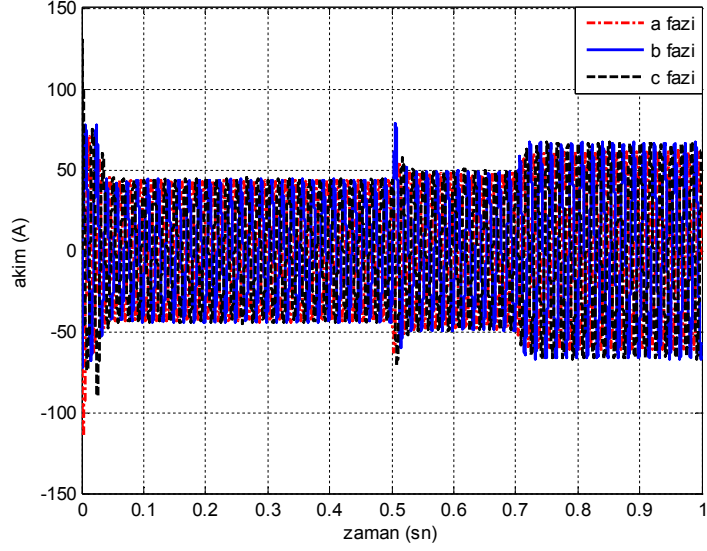
Şekil 7.71: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.5. sn'de referans ve 0.7. sn'de ani yük değişiminde; tek faza ait şebeke akım ve gerilim dalga şekli

Şekil 7.72; üç faz şebeke akımlarının sinüsoidalliğini koruduğunu gösterir.



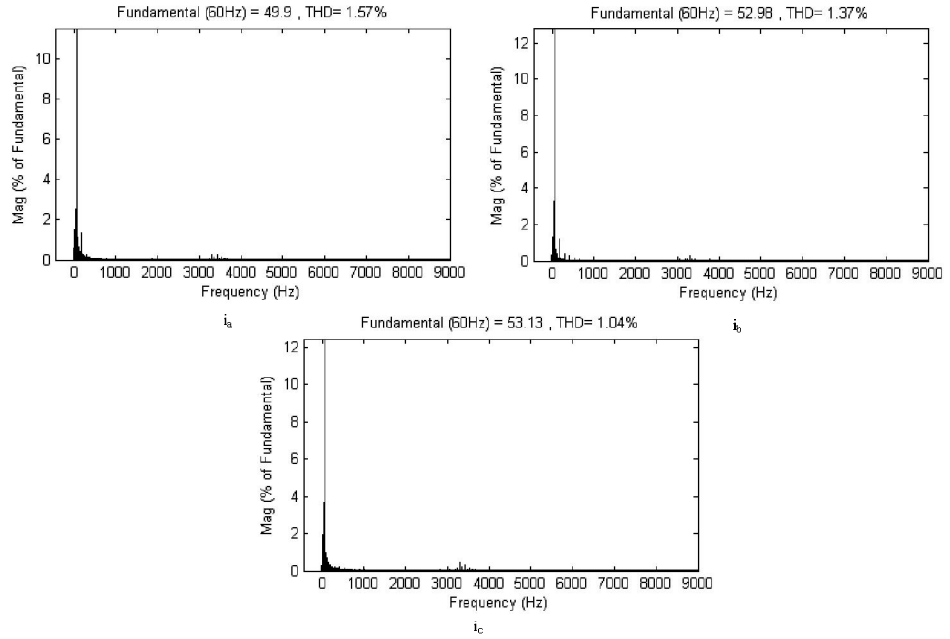
Şekil 7.72 : Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.5. sn'de referans ve 0.7. sn'de ani yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları dalga şekli

Ani referans ve yük değişimlerinde üç faz şebeke akımlarının durumu Şekil 7.73' de gösterilir.



Şekil 7.73: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.5. sn'de referans ve 0.7. sn'de ani yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları genel değişimi

Şekil 7.74; üç faz şebeke akımlarının harmonik bozunumlarının sırasıyla %1.48, %1.35, %0.84 olduğunu gösterir.



Şekil 7.74: Giriş – çıkış lineerleştirilmeli kontrol, 0.5. sn'de referans ve 0.7. sn'de ani yük değişiminde; üç faza ait şebeke akımları harmonik bozunumları

## 8. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu bölümde, Bölüm 2 ve Bölüm 7' den elde edilen simülasyon sonuçları değerlendirilmektedir.

Bölüm 2 de yer alan; şebeke komütasyonlu doğrultucularda, giriş L filtresi değeri 0.001 H ve çıkış C filtresi değeri 2200 $\mu$ F olarak seçilmiştir. Elde edilen şebeke akımları sinüsoidallikten uzak ve güç faktörü düşüktür. Akımların toplam harmonik bozunumları ise sırasıyla; %67.16, %76.51, %59.6 olup, çıkış DA gerilimi kontrolsüzdür.

Şebeke komütasyonlu kontrollü doğrultucularda; giriş ve çıkış L filtresi değeri 0.001H olarak belirlenmiştir. Şebeke komütasyonlu kontrolsüz doğrultucularda olduğu gibi, akımlar sinüsoidal olmayan bir yapıya sahip olup, toplam harmonik bozunumları sırasıyla; %24.36, %24.37, %24.32' dir. Bunun yanısıra, güç faktörü de düşüktür. Çıkış DA gerilimi kontrollü olmasına rağmen, kararlı durum hatası yüksek olup,  $\pm 12.5$  V seviyesinde salınım yapmaktadır.

Bölüm 7' de yer alan; DGA yükseltici tip tip doğrultucuda uygulanan a – b – c koordinatlı akım kontrolünde, SDGA ve histeresis anahtarlama yöntemleri kullanılmaktadır. LCL filtre parametrelerinin değerleri;  $R_{a1} = 0.5\Omega$ ,  $L_{a1} = 0.001H$ ,  $R_{a2} = 0.5\Omega$ ,  $L_{a2} = 0.001H$ ,  $R_s = 2\Omega$ ,  $C_s = 0.03$ ,  $C = 0.006F$  şeklindedir.

DGA yükseltici tip doğrultucunun, SDGA anahtarlama, a – b – c kontrolünde; sabit referansta, istenilen DA gerilim değerine 0.3 sn sonra oturduğu ve kararlı durum hatasının  $\pm 15$  V seviyesinde olduğu görülmektedir. Birim güç faktörü yüksek oranda sağlanır. Şebeke akımları, sinüsoidal olmayan bir yapıya sahip olup, toplam harmonik

bozunumları ise sırasıyla; %4.43, %4.52, %4.52' dir. Ani yük değişimi durumunda ise; yük değişiminden 0.1 sn sonra kararlı duruma geldiği ve  $\pm 10$  V arasında salınım yaptığı gözlenmektedir. Birim güç faktörü yüksek oranda sağlanmaktadır. Şebeke akımları sinüsoidalikten uzak olup, toplam harmonik bozunumları sırasıyla; %6.56, %6.57, %6.37' dir. Ani referans ve ani yük değişimi durumunda ise; 0.25.sn de referans değerine, 0.2 sn sonra ani referans değerine oturmaktadır. Birim güç faktörü yüksek oranda sağlanmasına karşın, şebeke akımları düzgün bir sinüsoidal yapıya sahip değildir. Akımların toplam harmonik bozunumları sırasıyla; % 4.04, %4.06, %4.04 şeklindedir.

DGA yükseltici tip doğrultucunun, histeresis anahtarlama yöntemli, a – b – c kontrolünde; sabit referansta, istenilen gerilim değerine, 0.1 sn den kısa sürede oturduğu ve kararlı durum hatasının  $\pm 30$ V arasında salınım yaptığı gözlemlenmektedir. Birim güç faktörü sağlanmasına rağmen, şebeke akımlarının toplam harmonik bozunumları sırasıyla; %5.51, %5.70, %5.39' dur. Ani yük değişiminde; doğrultucu ani yükle yüklendiğinde, istenilen referans değerini takip etmediği görülmektedir. Yine birim güç faktörü sağlanmasına karşın, şebeke akımları sinüsoidal değildir. Harmonik bozunumları ise sırasıyla %2.07, %2.15, %2.00' dir. Ani referans – yük değişiminde; 0.2. sn de referans değerine oturur. Ani yüklenmede yine referans değerini takip etmediği görülmektedir. Birim güç faktörü yüksek oranda sağlanır ancak akımlar sinüsoidal değildir. Şebeke akımları toplam harmonik bozunumları ise sırasıyla; % 2.82, %2.66, % 2.84 şeklindedir.

DGA yükseltici tip doğrultucuya; d – q koordinatlı dekoplujlı akım kontrolü uygulandığında; LCL filtre parametrelerinin değerleri;  $R_{a1} = 0.01\Omega$ ,  $L_{a1} = 0.001H$ ,  $R_{a2} = 0.2 \Omega$ ,  $L_{a2} = 0.001H$ ,  $R_s = 2 \Omega$ ,  $C_s = 0.03F$ ,  $C = 0.002F$  şeklindedir.

DGA yükseltici tip doğrultucunun, d – q koordinatlı dekoplujlı akım kontrolünde; sabit referansta; istenilen gerilim değerine, 0.3 sn de oturduğu ve kararlı durum hatasının  $\pm 0.5$  V arasında salınım yaptığı görülmektedir. Birim güç faktörünün sağlandığı ve

şebeke akımlarının da sinüsoidal bir yapıya sahip olduğu gözlemlenmektedir. Şebeke akımları toplam harmonik bozunumları ise sırasıyla; %1.09, %1.07, %0.89 şeklindedir. Ani yük değişiminde; doğrultucu ani yükü yükledikten 0.008 sn sonra istenilen referans değerinin sağlandığı ve kararlı durum hatasının  $\pm 1.5$  V seviyesinde olduğu görülmektedir. Yine, birim güç faktörünün elde edildiği ve şebeke akımlarının da sinüsoidal bir yapıya sahip olduğu gözlemlenmektedir. Şebeke akımları toplam harmonik bozunumları da sırasıyla; %1.07, %1.06, %1.18 şeklindedir. Ani referans – yük değişiminde; yeni referans değerine 0.25 sn sonra oturduğu ve ilk referans değerindeki kararlı durum hatasının da  $\pm 2.5$  V seviyesinde olduğu gözlenmektedir. Buna ek olarak, birim güç faktörü sağlanmaktadır. Şebeke akımları sinüsoidal bir yapıya sahip olup, toplam harmonik bozunumları sırasıyla; %1.27, %1.3, %0.97 şeklindedir.

DGA yükseltici tip doğrultucuya giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlineer kontrol uygulandığında; sabit referansta, kullanılan LCL filtre parametre değerleri;  $R_{a1} = 2 \Omega$ ,  $L_{a1} = 0.0001H$ ,  $R_{a2} = 0.01 \Omega$ ,  $L_{a2} = 0.008H$ ,  $R_s = 1 \Omega$ ,  $C_s = 0.03F$ ,  $C = 0.0006F$  şeklindedir. Sabit referansta; istenilen DA gerilim değerine, 0.1 sn de oturduğu ve kararlı durum hatasının  $\pm 1V$  seviyesinde olduğu görülmektedir. Bunun yanısıra, birim güç faktörü sağlamaktadır. Şebeke akımları sinüsoidal olup, toplam harmonik bozunumları sırasıyla; %0.08, %0.013, %0.016 şeklindedir.

DGA yükseltici tip doğrultucuya giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlineer kontrol uygulandığında; ani yük ve ani yük – referans değişiminde, kullanılan LCL filtre parametre değerleri;  $R_{a1} = 2 \Omega$ ,  $L_{a1} = 0.0001 H$ ,  $R_{a2} = 0.01 \Omega$ ,  $L_{a2} = 0.003 H$ ,  $R_s = 1.5 \Omega$ ,  $C_s = 0.0025 F$ ,  $C = 0.001 F$  şeklindedir. Ani yük değişiminde; istenilen gerilim değerine 0.04 sn sonra oturduğu ve kararlı durum hatasının  $\pm 5V$  seviyesinde olduğu görülmektedir. Ani yükü yüklediğinde sadece kararlı durum hatasında değişim olduğu ve birim güç faktörü sağlandığı görülmektedir. Bunun yanısıra şebeke akımları sinüsoidal yapıya sahip olup, toplam harmonik bozunumları ise sırasıyla; %1.72, %1.57, %1 şeklindedir. Ani yük – referans değişimi durumunda ise; ilk referans

değerine 0.03 sn sonra, yeni referans değerine de 0.01 sn sonra oturduğu ve kararlı durum hatasının  $\pm 10$  V seviyesinde olduğu görülmektedir. Ayrıca, birim güç faktörü sağlanmaktadır ve şebeke akımları sinüsoidal bir yapıya sahip olup, toplam harmonik bozunumları sırasıyla; %1.48, %1.35, %0.84 şeklindedir.

## 9. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu bölümde, Bölüm 8’de elde edilen simülasyon sonuçlarına göre kullanılan kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması yapılmaktadır.

Gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları sonucunda, a – b – c akım kontrolü için; kullanılan kontrol yöntemleri arasında SDGA anahtarlama yönteminin, histeresis anahtarlama yöntemine göre daha iyi performansa sahip olduğu görülmektedir. Bunun yanısıra, a–b–c akım kontrolünün, d–q kontrol ve giriş–çıkış lineerleştirmeli kontrolle karşılaştırıldığında; birim güç faktörü, şebeke akımlarının sinüsoidalliği ve harmonik bozunumu bakımından, en zayıf sonuçlara sahip olduğu görülmektedir.

d – q kontrol yöntemi ise, kararlı durum hatası en az olan kontrol yöntemidir. Ayrıca, ani yük ve ani yük – referans değişiminde; harmonik bozunumu, giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrol yöntemine göre daha iyi performans sergilemektedir.

Yine gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları sonucunda; giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrolün, istenilen referans değerine oturma süresi ve şebeke akımlarının sinüsoidalliği bakımından, en iyi kontrol yöntemi olduğu görülmektedir. Ayrıca, sabit referansta, farklı LCL filtre parametreleri kullanıldığında, giriş – çıkış lineerleştirmeli nonlinear kontrolün, şebeke harmonik bozunumu bakımından, d – q kontrole göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir.

Kullanılan kontrol yöntemleri, harmonik bozunumu bakımından değerlendirildiğinde; a–b–c tip SDGA kontrol–ani yük durumu ve a–b–c tip histeresis kontrol–sabit referans durumu, haricindeki tüm yöntemlerde, şebeke akımı harmoniklerinin IEEE 519 – 1992 standartlarında belirtilen sınırların altında olduğu görülmektedir.



Yapılan alışmalar sonucunda, DGA yükseltici tip doğrultucunun, güç kalite ve DA gerilim kontrol performansının ufak değişiklikler yapılarak arttırılabileceği ortaya çıkmaktadır. Bu değişiklikler; kullanılan denetleyiciler ya da uygulanan anahtarlama yönteminin değiştirilmesini içermektedir. Bu tezde kullanılan, PI ve giriş–ıkış lineerleştirmeli denetleyiciler yerine; bulanık, adaptif–bulanık, yapay sinirağlı ya da kayan kipli denetleyiciler kullanılabilir. Bunun yanısıra, tezde kullanılan SDGA anahtarlama yöntemi yerine de UVA anahtarlama yöntemi de tercih edilebilir. Böylece doğrultucudan daha iyi performans elde edilebileceği öngörülmektedir.

Bu çalışmanın devamında yapılan simülasyon çalışmalarının, uygulamaları gerçekleştirilerek geçerliliklerinin doğrulanması amaçlanmaktadır.

## KAYNAKLAR

- [1] IEEE Standard 519 – 1992, (IEEE Standart 519 – 1981 Düzenlenmesi) “ IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, 1993.
- [2] Wu, R., Dewan, S.B., Slemon, G.R., “A PWM AC to DC Converter with Fixed Switching Frequency”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26, 880 – 885, (1990).
- [3] Blasko, V., Kaura, V., “A New Mathematical Model and Control of a Three – Phase AC – DC Voltage Source Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12, 116 – 123, (1997).
- [4] Hiti, S., Boroyevich, D., Cuadros, C., “Small – Signal Modelling and Control of Three – Phase PWM Converters ”, *Industry Application Society Annual Meeting*, IEEE, Denver, 1143 – 1150, (1994).
- [5] Yang, Y., Kazerani, M., Quintana, V.H., “Modeling, Control and Implementation of Three – Phase PWM Converters ”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18, 857 – 864, (2003).
- [6] Dewan, S.B., Shahrodi, E.B., “Design of an Input Filter for the Six – Pulse Bridge Rectifier”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA – 21, 1168 – 1175, (1985).
- [7] Blasko, V., Kaura, V., “A Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC Filter of a Three – Phase Voltage Source Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 33, 542 – 550, (1997).
- [8] Liserre, M., Dell’Aquila, A., Blaabjerg, F., Hansen, S., “Stability Improvements of an LCL – filter Based Three – phase Active Rectifier”, *Power Electronics Specialists Conference PESC 02*, IEEE, 3, 1195 – 1201, (2002).
- [9] Liserre, M., Blaabjerg, F., Hansen, S., “Design and Control of an LCL – Filter – Based Three – Phase Active Rectifier”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41, 1281 – 1291, (2005).

- [10] Liserre, M., Blaabjerg, F., Dellaquila, A., “Step by Step Design Procedure for a Grid – Connected Three – Phase PWM Voltage Source Converter”, *International Journal of Electronics*, 91, 445 – 460, (2004).
- [11] Dannehl, J., Fuchs, F.W., Hansen, S., “PWM Rectifier with LCL – Filter Using Different Current Control Structures”, *European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2007*, Aalborg, 1 – 10, (2007).
- [12] Lindgren, M., Svensson, J., “Control of a Voltage – source Converter Connected to the Grid through an LCL – filter – Application to Active Filtering”, *Power Electronics Specialists Conference PESC 98*, IEEE, Fukuoka, 1, 229 – 235, (1998)
- [13] Lindgren, M., Svensson, J., “Connecting Fast Switching Voltage – source Converters to the Grid – Harmonic Distortion and its Reduction”, *IEEE Stockholm Power Tech Conference Proceedings of Power Electronics*, IEEE, 191 – 195, (1998).
- [14] Zargari, N.R., Joos, G., “Performance Investigation of a Current – Controlled Voltage – Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stationary Frames”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42, 396 – 401, (1995).
- [15] Liserre, M., Dellaquila, A., Blaabjerg, F., “An Overview of Three – Phase Voltage Source Active Rectifiers Interfacing the Utility”, *Bologna PowerTech Conference*, IEEE, Bologna, 91, (2003).
- [16] Lehn, P.W., Iravani, M.R., “Discrete Time Modelling and Control of the Voltage Source Converter for Improved Disturbance Rejection”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14, 1028 – 1036, (1999).
- [17] Holtz, J., “Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion”, *IEEE Proceedings*, 82, 1194 – 1214, (1994).
- [18] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P., “Güç Elektroniği Çeviriciler Uygulama ve Tasarım”, Tuncay, N., Gökaşan, M., Boğosyan, S., *Literatür Yayıncılık*, 85 – 125, (2003).
- [19] Singh, B., Singh, B.N., Chandra, A., Al – Haddad, K., Pandey, A., Kothari, D.P., “A Review of Three – Phase Improved Power Quality AC – DC Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51, 641 – 660, (2004).
- [20] Rashid, M.H., “Power Electronics Handbook”, *Academic Press*, 183 – 196, 431 – 484, (2001).

- [21] Erickson, R.W., “Some Topologies of High Quality Rectifiers”, *First International Conference on Energy, Power, and Motion Control*, Tel - Aviv, 1 – 6, (1997).
- [22] Kazmierkowski, M.P., Krishnan, R., and Blaabjerg, F., “Control in Power Electronics: Selected Problems”, *Academic Press*, 396 – 401, (2002).
- [23] Bose, B.K., “Modern Power Electronics and Ac Drives”, *Prentice Hall*, 183 – 196, 431 – 484, (2002).
- [24] Lindgren, M., “Modelling and Control of Voltage Source Converters Connected to Grid”, Doktora Tezi, *School of Electrical and Computer Engineering Chalmers University of Technology*, Göteborg, Sweden, 1 – 26, (1998).
- [25] Ye, Z., “Modelling and Control of Parallel Three – Phase PWM Converters”, Doktora Tezi, *Faculty of the Virginia Polytechnic and State University*, Virginia, U.S.A, 9 – 20, (2000).
- [26] Ooi, B.T., Salmon, J.C., Dixon, J.W., Kulkarni, A.B., “A Three – Phase Controlled – Current PWM Converter with Leading Power Factor”, *IEEE Transactions on Industrial Application*, IA – 23 , 508 – 515, (1987).
- [27] Dixon, J.W., Ooi, B.T., “Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three – Phase Rectifier”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 35, 508 – 515, (1988).
- [28] Dixon, J.W., “Feedback Control Strategies For Boost Type PWM Rectifiers”, *Proceedings of the 1990 IEEE Colloquium in South America*, 193 – 198 , (1990).
- [29] Hiti, S., Borojevic, D., Ambatipudi, R., Zang, R., Jiang, Y., “Average Current Control of Three – Phase PWM Boost Rectifier”, *Power Electronics Specialists Conference PESC 95*, IEEE, Atalanta, 1, 131 – 137, (1995).
- [30] Jiang, Y., Mao, H., Lee, F.R., Borojevic, D., “Simple High Performance Three – Phase Boost Rectifiers”, *Power Electronics Specialists Conference PESC 94*, IEEE, Taipei, 2, 1158 – 163, (1994)..
- [31] Carrasco, J.M., Galvan, E., Escobar, G., Stankovic, A.M., Ortega, R., “Direct Active and Reactive Power Control (DPQ) for a Three – Phase Synchronous Rectifier”, *Power Electronics Specialist Conference PESC 00*, IEEE, Galway, 2, 737 – 742 (2000).

- [32] Cichowlas, M., Malinowski, M., Kazmierkowski, M.P., Blaabjerg F., “Direct Power Control for Three – Phase PWM Rectifier with Active Filtering Function”, *APEC 03 Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2, IEEE, 913 – 918, (2003).
- [33] Azab, M., “Decoupled Control of Active and Reactive Power for Three Phase PWM Rectifiers”, *International Conference on Electrical, Electronic and Computer Engineering ICEEC '04*, IEEE, (2004).
- [34] Verdelho, P., Marques, G. D., “DC Voltage Control and Stability Analysis of PWM Voltage – Type Reversible Rectifiers”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45, 263 – 273, (1998).
- [35] Mendalek, N., Al – Haddad , K., “Modelling and Nonlinear Control of Shunt Active Power Filter in the Synchronous Reference Frame”, *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power*, IEEE, Orlando, (2000).
- [36] Dai, K., Liu, Y., Chen, J., “Decoupling Current Control for voltage Source Converter in Synchronous Rotating Frame”, *IEEE PEDS*, Indonesia, 1, 39 – 43 (2001).
- [37] Rioual, P., Pouliquen, H., “Nonlinear Control of PWM Rectifier by State Feedback Linearization and Exact PWM Control”, *Power Electronics Specialists Conference, PESC 94 Record*, IEEE, 2, 1095 – 1100, (1994).
- [38] Lee, T.S., Tzeng, K.S., “Input – Output Linearizing Control with Load Estimator for Three – Phase AC/DC Voltage – Source Converters”, *Power Electronics Specialists Conference PESC 02*, IEEE, 2, 791 – 795, (2002).
- [39] Lee, T.S., “Input Output Linearizing and Zero – Dynamics Control of Three – Phase AC/DC Voltage – Source Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18, 11 – 22, (2003).
- [40] Lee, D.C., “Advanced Nonlinear Control of Three – Phase PWM Rectifiers”, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, 147 , 361 – 366, (2000).
- [41] Lee, D.C., Lee, K.D., Lee, G.M., “Voltage Control of PWM Converters using Feedback Linearization”, *Thirty-Third IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, IEEE, St. Louis, 1491 – 1496, (1998).
- [42] Lee, D.C., Lee, G.M., Lee, K.D., “Dc – Bus Voltage Control of Three – Phase Ac/Dc PWM Converters Using Feedback Linearization”, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 36, 826 – 833, (2000).

- [43] Lee, T.S., “Nonlinear State Feedback Control Design for Three – Phase PWM Boost Rectifiers Using Extended Linearisation”, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, 150, 546 – 553, (2003).
- [44] Burgos, R.P., Wiechmann, E.P., Holtz, J., “Complex State Variables Modelling and Nonlinear Control of PWM Voltage and Current Source Rectifiers”, *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 02*, 1, IEEE, 187 – 192, (2002).
- [45] Espinoza, J.R., Joos, G., Bakhshai, A., “Non – Linear Control and Stabilization of PWM Current Source Rectifiers in the Regeneration Mode”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 97 Conference Proceedings*, Atlanta, 2, 902 – 908, (1997).
- [46] Espinoza, J.R., Joos, G., “State Variable Decoupling and Power Flow Control in PWM Current Source Rectifiers”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45, 78 – 87, (1998).
- [47] Kaletsanos, A., Xepapas, F., Xepapas, S., Manias, S.N., “Nonlinear Control Technique for Three – Phase Boost AC/DC Power Converter”, *Power Electronics Specialist Conference PESC 03*, IEEE, 13, 1080 – 1085, (2003).
- [48] Kömürçügil, H., Kükrer, O., “Lyapunov – Based Control for Three – Phase PWM AC/DC Voltage – Source Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13, 801 – 813, (1998).
- [49] Lee, D.C., Lim, D.S., “AC Voltage and Current Sensorless Control of Three – Phase PWM Rectifiers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17, 883 – 890, (2002).
- [50] Lee, W.C., Hyun, D.S., Lee, T.K., “A Novel Control Method for Three – Phase PWM Rectifiers Using a Single Current Sensor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15, 761 – 767, (2000).
- [51] Kazmierkowski, M.P., Malesani, L., “Current Control Techniques for Three – Phase Voltage – Source PWM Converters: A Survey”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45, 691 – 703, (1998).
- [52] Burgos, R.P., Wiechmann, E.P., Rodriguez, J.R., “An Adaptive Fuzzy Logic Controller for Three – Phase PWM Boost Rectifiers: Design and Evaluation under Transient Conditions”, *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 98*, IEEE, 2, 761 – 767, (1998).

- [53] Liserre, M., Dell'Aquila, A., Cecati, C., Ometto, A., "A Fuzzy Logic CC – PWM Three – Phase AC/DC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17, 987 – 989, (2000).
- [54] Burgos, R.P., Wiechmann, E.P., Rodriguez, J.R., "Development of A Fuzzy Logic Controller for Boost Rectifier with Active Power Factor Correction", *Power Electronics Specialists Conference, PESC 99*, IEEE, Charleston, 1, 149 – 154, (1999).
- [55] Lin, B.R., Wiechmann, E.P., Rodriguez, J.R., "Analysis of neural and fuzzy – power electronic control", *IEE Proceeding Science Measurement and Technology*, 144, 25 – 33, (1997).
- [56] Cecati, C., Dell'Aquila, A., Liserre, M., Ometto, A., "A Fuzzy Logic Based Controller for Active Rectifier", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39, 105 – 112, (2003).
- [57] Pena, S.R., Cardenes, R.J., Clare, J.C., Asher, G.M., "Control Strategies for Voltage Control of a Boost Type PWM Converter", *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001*, IEEE, 2, 730 – 735, (2001).
- [58] Blasko, V., Agirman, I., "Modelling and Control of Three – Phase Regenerative Ac – Dc Converters", *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control*, IEEE, Orlando, 3, 2235 – 2240, (2001).
- [59] Slotine, J.J.E., Li, W., "Applied Nonlinear Control", *Prentice Hall*, 208 – 271, (1991).
- [60] Khalil, H.K., "Nonlinear Systems", Third Edition, *Pearson Education*, 505 – 544, (2000).
- [61] Isidori, A., "Nonlinear Control Systems", Third Edition, *Springer – Verlag*, 219 – 277, (1995).
- [62] Svensson, J., Lindgren, M., "Vector Current Controlled Grid Connected Voltage Source Converter – Influence of Non – Linearities on the Performance", *Power Electronics Specialists Conference PESC 98*, IEEE, 1, 531 – 537, (1998).
- [63] Pena, S.R., Cardenes, R.J., Clare, J.C., Asher, G.M., "Control Strategies for Voltage Control of a Boost Type PWM Converter", *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001*, IEEE, 2, 730 – 735, (2001).

## **KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER**

[1] ŞEHİRLİ, E., ALTINAY, M., “Üç – Fazlı Gerilim Ara Devreli Darbe Genişlik Ayarlı Doğrultucunun Vektör Kontrol Tabanlı Simülasyonu”, **ELECO 2008 Sempozyumu**, TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası 341 – 345, Bursa, Türkiye, 26 – 30 Kasım 2008.



## ÖZGEÇMİŞ

Erdal ŞEHİRLİ, 1983 yılında Kastamonu`da doğdu. İlk, orta öğrenimini Kastamonu`da tamamladı. 2001 yılında Kastamonu Anadolu Teknik Lisesi Elektrik Bölümü`nden birincilikle mezun olarak, aynı yıl Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü`nü kazandı. 2004 yılında ise girmiş olduğu KPSS sınavını kazanarak, 2005 yılında Boğaziçi Üniversitesi`ne Elektrik Teknisyeni olarak atandı. Hazırlık sınıfı da dahil olmak üzere beş yıllık yüksek öğrenimini tamamlayıp, 2006 yılında Elektrik Öğretmeni olarak okulunu bitirdi. Yine 2006 yılında yüksek lisans öğrenimine Kocaeli Üniversitesi Fenbilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı`nda başladı. 2009 Mart ayında çalıştığı Boğaziçi Üniversitesi`nden Kastamonu Üniversitesi`nin yapmış olduğu Öğretim Görevliliği sınavını kazanması sonucunda ayrıldı ve Kastamonu Üniversitesi Meslek Yüksek Okulu Endüstriyel Elektronik Programına Öğretim Görevlisi olarak atandı, halen bu görevini sürdürmektedir.