

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

**SÜREKSİZ PWM YÖNTEMİ KULLANILARAK
D-STATKOM DENETİMİ**

DOKTORA TEZİ

M. Mustafa ERTAY

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR
EĞİTİMİ**
Tez Danışmanı : Doç. Dr. Ahmet ZENGİN

Mart 2014

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

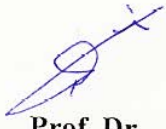
SÜREKSİZ PWM YÖNTEMİ KULLANILARAK
D-STATKOM DENETİMİ


DOKTORA TEZİ


M. Mustafa ERTAY


Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK VE
BİLGİSAYAR EĞİTİMİ


Bu tez 20 / 03 /2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.


Prof. Dr.
Abdullah FERİKOĞLU
Jüri Başkanı


Doç. Dr.
Ahmet ZENGİN
Üye


Doç. Dr.
Yılmaz UYAROĞLU
Üye


Doç. Dr.
İbrahim YÜCEDAĞ
Üye


Yrd. Doç. Dr.
Salih TOSUN
Üye

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması boyunca bana destek ve yardımlarını esirgemeyen, bilgi ve tecrübesi ile beni yönlendiren, önümdeki engelleri aşmamda hiçbir zaman desteğini eksik etmeyen danışman hocam Sayın Doç. Dr. Ahmet ZENGİN'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Güç elektroniği ile ilgili bilgilerini paylaşan Sayın Doç. Dr. Murat KALE'ye teşekkür ederim. Doktora çalışmasından elde edilen makalenin İngilizce okumalarını yapan kardeşim ve meslektaşım Ağâh Oktay ERTAY'a ve mesai arkadaşım Furkan AKAR'a teşekkürlerimi sunarım.

Bugünlere gelmemde en büyük pay sahibi olan ve maddi manevi desteklerini esirgemeyen anneme, babama ve kardeşlerime şükranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	xi
TABLolar LİSTESİ	xix
ÖZET.....	xx
SUMMARY	xxi
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
1.1. Tezin Kapsamı ve Organizasyonu	11
BÖLÜM 2.	
REAKTİF GÜÇ KOMPANZASYONU VE D-STATKOM	13
2.1. Reaktif Güç Kompanzasyonu	13
2.1.1. Şönt kompanzasyon	13
2.1.2. Seri kompanzasyon	15
2.2. Özel Güç Cihazları	16
2.3. D-STATKOM.....	17
2.4. D-STATKOM Denetim Yöntemleri.....	21
2.4.1. Faz açısı denetim yöntemi.....	22
BÖLÜM 3.	
D-STATKOM'DA KULLANILAN EVİRİCİ YAPILARI VE DENETİM TEKNİKLERİ	25
3.1. Giriş	25
3.2. Çok Seviyeli Evirici Yapıları	26

3.2.1. Diyot kenetlemeli evirici (DKE)	28
3.2.2. Kapasitör kenetlemeli evirici (KKE)	28
3.2.3. Çok seviyeli kaskat evirici.....	29
3.2.4. Modüler çok seviyeli kaskat evirici (MÇSKE)	30
3.3. Eviricilerde Kullanılan Denetim Yöntemleri.....	31
3.3.1. Sürekli PWM (CPWM) yöntemleri.....	33
3.3.1.1. Sinüzoidal PWM	33
3.3.1.2. Uzay vektör PWM (SVPWM)	35
3.3.2. Süreksiz PWM yöntemleri (DPWM)	39
BÖLÜM 4.	
DPWM YÖNTEMLERİ VE GÜÇ KAYBI HESAPLAMALARI.....	43
4.1. DPWM Modülasyon Dalgalarının Elde Edilmesi	43
4.1.1. 60° ve 30° Süreksiz modülasyon: DPWM0-DPWM1- DPWM2-DPWM3	43
4.1.2. 120° Süreksiz modülasyon: DPWMMIN ve DPWMMAX	47
4.2. Sürekli ve Süreksiz PWM Yöntemlerinin Karşılaştırılması	49
4.3. Güç Kaybı Hesaplamaları.....	53
BÖLÜM 5.	
SÜREKLİ VE SÜREKSİZ PWM KULANAN D-STATKOM'UN MATLAB-SİMULİNK'TE MODELLENMESİ.....	57
5.1. Giriş.....	57
5.2. Dağıtım Sistemi ve D-STATKOM Simulink Modeli	58
BÖLÜM 6.	
BENZETİM SONUÇLARI VE DEĞERLENDİRME	66
6.1. Giriş.....	66
6.2. İki Seviyeli Evirici Kullanan D-STATKOM'un PWM Yöntemlerine Göre Benzetim Sonuçları.....	67
6.2.1. SPWM anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları	67

6.2.2. SVPWM anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları.....	74
6.2.3. DPWM0 anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları	80
6.2.4. DPWM1 anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları.....	86
6.2.5. DPWM2 anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları	92
6.2.6. DPWM3 anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları	96
6.2.7. DPWMMIN anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları	101
6.2.8. DPWMMAX anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları.....	104
6.2.9. Yüksek modülasyon indekslerinde DPWM yöntemlerinin kompanzasyon performansı veya kararlılığı.....	107
6.2.10. Sabit modülasyon indeksi ve anahtarlama frekansı için güç kalitesi ve güç kayıplarının incelenmesi.....	116
6.3. Modülasyon İndeksinin Değiştirilip Anahtarlama Frekansının Sabit Tutulmasıyla Elde Edilen Benzetim Sonuçları.....	120
6.4. Anahtarlama Frekansının Değiştirilip Modülasyon İndeksinin Sabit Tutulmasıyla Elde Edilen Benzetim Sonuçları.....	123
6.5. Üç Seviyeli DKE Evirici Kullanan D-STATKOM için Elde Edilen Benzetim Sonuçları.....	126
6.6. Benzetim Sonuçlarının İrdelenmesi.....	134

BÖLÜM 7.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER	137
----------------------------	-----

KAYNAKLAR.....	140
----------------	-----

ÖZGEÇMİŞ	150
----------------	-----

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif akım
AKE	: Akım kaynaklı evirici
APF	: Aktif güç filtresi
APOD	: Alternative Phase Opposition Disposition (Alternatif zıt faz düzenleme)
CPWM	: Sürekli PWM
ÇSKE	: Çok seviyeli kaskat evirici
DA	: Doğru akım
DB	: Dağıtım barası
DKE	: Diyot kenetlemeli evirici
DPWM	: Süreksiz darbe genişlik modülasyonu
DSP	: Dijital sinyal işlemci
D-STATKOM	: Dağıtım statik senkron kompanzatör
DVR	: Dinamik gerilim düzenleyici
E_{off}	: IGBT kesim durumu enerji kaybı
E_{on}	: IGBT iletim durumu enerji kaybı
EPRI	: Elektrik gücü araştırma enstitüsü
f	: PWM çıkış dalgasının frekansı
FACTS	: Esnek alternatif akım iletim sistemleri
f_{sw}	: Evirici anahtarlama frekansı
GKE	: Gerilim kaynaklı evirici
GTO	: Kapı sönmümlü transistör
I	: AA etkin akım fazörü
I_c	: IGBT kollektör akımı
I_c	: IGBT kollektör akımı
I_{Cnom}	: IGBT nominal kollektör akımı

I_{CRMS}	: IGBT kollektör akımı RMS değeri
I_D	: Anahtarlama anında diyot uçlarındaki akım
I_D	: Diyot akımı
I_{Dnom}	: IGBT datasheet içerisinde verilen nominal akım değeri
I_{DRMS}	: Diyot akımının rms değeri
IGBT	: Kapı izoleli bipolar transistör
IGCT	: Entegre kapı komütasyonlu tristör
I_m	: Sanal eksen
I_p	: AA aktif akım bileşeni
IPD	: In Phase Disposition (Aynı fazlı düzenleme)
IPFC	: Hatlar arası güç akış denetleyicisi
I_Q	: AA reaktif akım bileşeni
I_{sabc}	: Şebeke üç faz akımı
I_{st}	: D-STATKOM çıkış akımı
k_0	: Sıfır vektörlerinin zamanlamasını tanımlayan faktör
KKE	: Kapasitör kenetlemeli evirici
MÇSKE	: Modüler çok seviyeli kaskat evirici
M_f	: Modülasyon frekansı
M_i	: Modülasyon indeksi
n	: Anahtarlama döngüleri
P_{AKD}	: Diyota ilişkin anahtarlama kaybı
P_{AKOFF}	: IGBT Kesim durumunda ki anahtarlama güç kayıpları
P_{AKON}	: IGBT iletim durumunda ki anahtarlama güç kayıpları
PI	: Oransal integral denetleyici
P_{IKA}	: IGBT Anahtarın iletim kaybı
P_{IKD}	: Diyota ilişkin iletim kayıpları
PLL	: Faz kilitleme döngüsü (Phase Locked Loop)
POD	: Phase Opposite Disposition (Zıt fazlı düzenleme)
P_{st}	: D-STATKOM ve AA sistemi arasında ki aktif güç
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
Q	: Reaktif güç
Q_{dq}	: Faz açısı denetiminde dq tabanlı reaktif güç
Q_{ref}	: Faz açısı denetiminde referans reaktif güç

Q_{st}	: D-STATKOM reaktif gücü
Q_{st}	: D-STATKOM ve AA sistemi arasında ki reaktif güç
R	: Güç hattı direnci
R_D	: IGBT dinamik direnci
R_{DD}	: Datasheet verilerinde diyota ilişkin yer alan ve sıcaklığa bağlı değişen emiter-kollektör gerilimi karakteristik eğrilerinden elde edilen direnç değeri
R_e	: Reel eksen
R_s	: Transformator, bağlantı endüktansı ve evirici kayıpları dahil olmak üzere D-STATKOM kayıpları
SGK	: Senkron gerilim kaynağı
SHEPWM	: Seçici harmonik eliminasyon darbe genişlik modülasyonu
SLF	: Anahtarlama kayıp faktörü
SPWM	: Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
SSCB	: Yarı iletken devre kesici
SSCL	: Yarı iletken akım sınırlayıcı
SSSC	: Statik senkron seri kompanzator
SSTS	: Yarı iletken Transfer Anahtarı
SVPWM	: Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
t	: Zaman
T_0	: S_5 anahtarının anahtarlama sinyallerinin zaman süresi
T_1	: S_1 anahtarının anahtarlama sinyallerinin zaman süresi
T_2	: S_3 anahtarının anahtarlama sinyallerinin zaman süresi
T_a	: Evirici durum vektörleri a fazı için zaman uzunluğu
T_b	: Evirici durum vektörleri b fazı için zaman uzunluğu
T_c	: Evirici durum vektörleri c fazı için zaman uzunluğu
TCPAR	: Tristör kontrollü faz açısı düzenleyicisi
TCR	: Tristör kontrollü reaktör
TCSVC	: Tristör kontrollü statik var kompanzator
THD	: Toplam harmonik bozulum
T_s	: Anahtarlama periyodu
TSC	: Tristör anahtarlama kapasitör
UPFC	: Birleştirilmiş güç akış denetleyicisi

UPQC	: Birleşik güç kalitesi düzenleyicisi
UPS	: Kesintisiz güç kaynağı
V	: AA etkin gerilim fazörü
V*	: SVPWM’de oluşan referans gerilim vektörü
V** a	: Modülasyon dalgası
V* _{1m}	: Evirici faz nötr referans gerilimi
V* _a	: Evirici A fazı referans sinyali
V* _b	: Evirici B fazı referans sinyali
V* _c	: Evirici C fazı referans sinyali
V* _{max}	: Giriş referans gerilimlerin maksimum değerleri
V* _{mid}	: Giriş referans gerilimlerin orta değeri
V* _{min}	: Giriş referans gerilimlerin minimum değerleri
V ₁	: Kaynak barası gerilimi
V _{1m}	: Evirici faz nötr çıkış gerilimi
V _{1m6step}	: Evirici altı adım gerilimi
V ₂	: Yük barası gerilimi
V _{2'}	: Seri kompanzasyon sonrası yük barası gerilimi
V _{an}	: Evirici faz gerilimi
V _{CC}	: IGBT uçlarındaki gerilim
V _{CCnom}	: Anahtar uçlarındaki nominal gerilim
V _{CE}	: IGBT iletim gerilimi
V _d	: Evirici DA bara gerilimi
V _{dc}	: D-STATKOM DA bara gerilimi
V _{DD}	: Anahtarlama anında diyot uçlarındaki gerilim
V _{DDnom}	: IGBT datasheet içerisinde verilen nominal gerilim değeri
V _{EC}	: Emiter kollektör gerilimi
V _k	: Seri kompanzasyon gerilimi
V _{LL1}	: Temel frekans fazlar arası gerilim
V _{ref}	: Referans gerilim sinyali
V _{ref-max}	: Referans uzay vektörünün maksimum değeri
V _s	: AA sistem gerilimi
V _{sabc}	: Şebeke üç faz gerilimi
V _{sdq}	: Şebeke üç faz gerilimi iki faz (d-q) bileşenleri

V_{st}	: D-STATKOM çıkış gerilimi
V_{ZSS}	: Sıfır dizi sinyali
w	: Açısal frekans
W_{et}	: SVPWM'de oluşan referans gerilim vektörünün açısı
X	: Güç hattı reaktansı
X_s	: D-STATKOM sisteminin toplam reaktansı
δ	: D-STATKOM gerilimi ile şebeke gerilimi arasındaki açı
δ_s	: Seri veya şönt kompanzasyondan önce kaynak ve yük barası arasındaki açı
δ_s'	: Seri veya şönt kompanzasyondan sonra kaynak ve yük barası arasındaki açı
θ	: Şebekenin faz açısı bilgisi
φ	: Yük barasında akım ve gerilim arasındaki açı

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Radyal bir AA sisteminde şönt kompanzasyonun prensipleri (a) Kompanzasyonsuz sistem (b) Akım kaynağı ile şönt kompanzasyon [6].....	14
Şekil 2.2.	Radyal bir AA sisteminde seri kompanzasyonun prensipleri (a) Kompanzasyonsuz sistem (b) Gerilim kaynağı ile seri kompanzasyon [6].....	15
Şekil 2.3.	D-STATKOM devre yapısı	18
Şekil 2.4.	D-STATKOM çalışma prensibi (a) Kapasitif çalışma durumu (b) Endüktif çalışma durumu (c) Kompanzasyon yapılmayan durum [48].....	19
Şekil 2.5.	(a) D-STATKOM V-I karakteristiği (b) TCSVC V-I karakteristiği ...	20
Şekil 2.6.	D-STATKOM'un sürekli durumda çalışma durumlarına ilişkin fazör diyagramı [2,47].....	23
Şekil 2.7.	D-STATKOM'un geçici durumda çalışma durumlarına ilişkin fazör diyagramı [2,47].....	23
Şekil 2.8.	Faz Açısı Denetim Yöntemi	24
Şekil 3.1.	Temel 6-darbeleri gerilim kaynaklı evirici [54]	25
Şekil 3.2.	Çok darbeleri evirici yapısı [54]	26
Şekil 3.3.	(a) iki seviyeli (b)Üç seviyeli (c) n seviyeli eviriciye ilişkin bir faz bacağı devresi [45].....	27
Şekil 3.4.	Üç fazlı 3 seviyeli diyot kenetlemeli evirici.....	28
Şekil 3.5.	Üç fazlı 3 seviyeli kapasitör kenetlemeli evirici	29
Şekil 3.6.	Üç fazlı 3 seviyeli kaskat evirici.....	30
Şekil 3.7.	Üç fazlı 3 seviyeli bir MÇSKE topoloji yapısı [66].....	31
Şekil 3.8.	Darbe genişlik modülasyonu (PWM) ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz).....	32
Şekil 3.9.	İki seviyeli evirici çıkış faz gerilimi ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)	32
Şekil 3.10.	Temel 2 seviyeli GKE.....	33

Şekil 3.11.	M_i 'nin fonksiyonu olarak temel frekans fazlar arası gerilimi V_{LL1} 'in rms değeri ($M_f=15$ için) [69]	34
Şekil 3.12.	SPWM yöntemi ve sıfır dizi sinyali ($M_i=0.9$)	35
Şekil 3.13.	Kompleks düzlemde anahtarlama durum vektörlerinin gösterimi	37
Şekil 3.14.	SVPWM ve SPWM'e göre sırasıyla uzay vektörleri ve anahtarlama darbe zamanları	38
Şekil 3.15.	SVPWM modülasyon dalgası, referans gerilim ve sıfır dizi sinyali ($M_i=0.9$).....	38
Şekil 3.16.	DPWM yöntemlerinin modülasyon dalgalarının elde edilmesi [78]...	40
Şekil 3.17.	DPWM modülasyon şemaları ve sıfır dizi sinyalleri ($M_i=0.9$)	41
Şekil 4.1.	DPWM1 yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	44
Şekil 4.2.	DPWM1 yöntemine ilişkin referans sinyal (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) ve modülasyon dalgası (DPWM1), ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	44
Şekil 4.3.	DPWM2 yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	45
Şekil 4.4.	DPWM2 yöntemine ilişkin referans sinyal (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) ve modülasyon dalgası (DPWM2), ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	46
Şekil 4.5.	DPWM0 yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	46
Şekil 4.6.	DPWM0 yöntemine ilişkin referans sinyal (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) ve modülasyon dalgası (DPWM0), ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	46
Şekil 4.7.	DPWM3 yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	47
Şekil 4.8.	DPWM3 yöntemine ilişkin referans sinyal (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) ve modülasyon dalgası (DPWM3), ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	47
Şekil 4.9.	DPWMMAX yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	48
Şekil 4.10.	DPWMMAX yöntemine ilişkin referans sinyal (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) ve modülasyon dalgası (DPWMMAX), ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz)	48
Şekil 4.11.	DPWMMIN yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz).....	49

Şekil 4.12.	DPWMMIN yöntemine ilişkin referans sinyal (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) ve modülasyon dalgası (DPWMMIN), ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)	49
Şekil 4.13.	PWM yöntemlerine göre gerilim doğrusallık sınırlarının vektör gösterimi.....	50
Şekil 4.14.	SVPWM ve DPWM1 yöntemleri için darbe düzenleri (Evirici üst anahtarları için, Şekil 3.10).....	52
Şekil 4.15.	İki seviyeli bir eviricinin bir faz bacağı.....	53
Şekil 5.1.	Orta gerilim bir dağıtım sistemi ve D-STATKOM.....	57
Şekil 5.2.	Dağıtım sistemi ve D-STATKOM MATLAB-simulink modeli.....	59
Şekil 5.3.	Denetleyici bloğunun iç yapısı	60
Şekil 5.4.	Faz açısı algoritması Simulink modeli	60
Şekil 5.5.	Ölçümler bloğunun iç yapısı.....	60
Şekil 5.6.	D-STATKOM güç katı evirici yapısı.....	61
Şekil 5.7.	Güç kayıpları hesabı bloğunun iç yapısı	62
Şekil 5.8.	Üst IGBT'ye (S1) ilişkin akım sinyali ($M_i=0.94$, SPWM yöntemi ile D-STATKOM 250 kVar kapasitif reaktif güç üretirken elde edildi).....	62
Şekil 5.9.	Üst IGBT'ye (S1) ilişkin gerilim sinyali ($M_i=0.94$)	62
Şekil 5.10.	İletim kayıplarının hesaplanması bloğunun iç yapısı.....	64
Şekil 5.11.	Anahtarlama kayıplarının hesaplanması bloğunun iç yapısı	64
Şekil 5.12.	Şekil 5.11'de ki üst IGBT bloğunun iç yapısı	65
Şekil 6.1.	Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	68
Şekil 6.2.	D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif Çalışma (c) Kapasitif çalışmada sürekli durumda aktif gücün pozitif ortalama değer alması.....	69
Şekil 6.3.	Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	70
Şekil 6.4.	Dağıtım barası akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	71

Şekil 6.5.	D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	71
Şekil 6.6.	D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	72
Şekil 6.7.	D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	72
Şekil 6.8.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	73
Şekil 6.9.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	73
Şekil 6.10.	Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	74
Şekil 6.11.	D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	75
Şekil 6.12.	Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	76
Şekil 6.13.	Dağıtım barası akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	77
Şekil 6.14.	D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	77
Şekil 6.15.	D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	78
Şekil 6.16.	D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi (a) Endüktif çalışma (b)Kapasitif çalışma.....	78
Şekil 6.17.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	79
Şekil 6.18.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	80
Şekil 6.19.	Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	81
Şekil 6.20.	D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	82

Şekil 6.21.	Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	82
Şekil 6.22.	DB akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	83
Şekil 6.23.	D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (II) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	83
Şekil 6.24.	D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	84
Şekil 6.25.	D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	85
Şekil 6.26.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	85
Şekil 6.27.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	86
Şekil 6.28.	Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	87
Şekil 6.29.	D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	88
Şekil 6.30.	Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	88
Şekil 6.31.	Dağıtım barası akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	89
Şekil 6.32.	D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (II) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	90
Şekil 6.33.	D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	90
Şekil 6.34.	D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	91
Şekil 6.35.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	91
Şekil 6.36.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	92

Şekil 6.37.	Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	93
Şekil 6.38.	D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	93
Şekil 6.39.	D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	94
Şekil 6.40.	D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	95
Şekil 6.41.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	95
Şekil 6.42.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	96
Şekil 6.43.	Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	97
Şekil 6.44.	D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	98
Şekil 6.45.	Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	98
Şekil 6.46.	Dağıtım barası akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	99
Şekil 6.47.	D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	99
Şekil 6.48.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	100
Şekil 6.49.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	101
Şekil 6.50.	DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	102
Şekil 6.51.	D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	103
Şekil 6.52.	D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma...	103

Şekil 6.53.	D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	104
Şekil 6.54.	DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	105
Şekil 6.55.	D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma.....	105
Şekil 6.56.	D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	106
Şekil 6.57.	D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma	106
Şekil 6.58.	SPWM yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma	108
Şekil 6.59.	SVPWM yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma	109
Şekil 6.60.	DPWM0 yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma	110
Şekil 6.61.	DPWM1 yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma	111
Şekil 6.62.	DPWM2 yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma	112
Şekil 6.63.	DPWM3 yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma	113
Şekil 6.64.	DPWMMIN yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma	114
Şekil 6.65.	DPWMMAX yöntemi için yüksek modülasyon indekslerinde (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma.....	115

Şekil 6.66.	D-STATKOM anahtarlama güç kayıplarının PWM yöntemlerine göre değişimi	119
Şekil 6.67.	DPWM3 modülasyon dalgası ve D-STATKOM akımı ($1/200 \cdot I_{st}$) ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)	119
Şekil 6.68.	DPWM1 modülasyon dalgası ve D-STATKOM akımı ($1/200 \cdot I_{st}$) ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)	119
Şekil 6.69.	DB akım ve gerilim harmoniklerinin endüktif ve kapasitif çalışmaya göre değişimleri (a) ve (b) akım THD değişimi (c) ve (d) gerilim THD değişimi	121
Şekil 6.70.	D-STATKOM akım harmoniklerinin endüktif ve kapasitif çalışmaya göre değişimleri (a) Endüktif THD değişimi (c) ve (d) gerilim THD değişimi	122
Şekil 6.71.	SPWM yönteminde DA bara geriliminin endüktif ve kapasitif çalışma için modülasyon indeksine göre değişimi	123
Şekil 6.72.	Anahtarlama frekansına göre anahtarlama ve toplam güç kayıplarının değişimi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma	124
Şekil 6.73.	Anahtarlama frekansının değişimine göre DB akım ve gerilim harmonik THD değişimleri (a) ve (b) DB akım THD (c) ve (d) DB gerilim THD	125
Şekil 6.74.	Anahtarlama frekansının değişimine göre D-STATKOM akım harmonik THD değişimleri (a) Endüktif ve (b) Kapasitif çalışma	126
Şekil 6.75.	Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için SPWM yöntemi ile elde edilen sonuçlar	127
Şekil 6.76.	Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için DPWM0 yöntemi ile elde edilen sonuçlar	129
Şekil 6.77.	Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için DPWM1 yöntemi ile elde edilen sonuçlar	130
Şekil 6.78.	Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için DPWM2 yöntemi ile elde edilen sonuçlar	131
Şekil 6.79.	Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için DPWM3 yöntemi ile elde edilen sonuçlar	132

TABLolar LİSTESİ

Tablo 4.1.	PWM yöntemlerine göre elde edilen evirici maksimum çıkış gerilimleri	51
Tablo 5.1.	Dağıtım sistemi ve D-STATKOM sistem parametreleri	58
Tablo 6.1.	D-STATKOM sisteminin harmoniklerinin incelenmesi ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)	116
Tablo 6.1.	D-STATKOM sisteminin harmoniklerinin incelenmesi ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz) (Devamı)	117
Tablo 6.2.	PWM Yöntemlerine göre D-STATKOM'un evirici kayıplarının incelenmesi	117
Tablo 6.3.	Toplam güç kayıplarının PWM yöntemlerine göre incelenmesi	118
Tablo 6.4.	Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için elde edilen THD değerleri	133
Tablo 6.5.	PWM yöntemlerinde anahtarlama frekansının değişimi ile elde edilen güç kayıplarında azalma miktarlarının D-STATKOM çalışma durumlarına göre dağılımı ($M_i=0.94$)	135

ÖZET

Anahtar kelimeler: Dağıtım Sistemleri, D-STATKOM, Reaktif Güç Kompanzasyonu, Süreksiz PWM

Enerji ihtiyacının sürekli arttığı günümüzde, yeni enerji santrallerinin devreye alınmasından ziyade mevcut enerji iletim ve dağıtım sistemlerinde enerji verimliliğinin artırılması büyük önem taşımaktadır. Bu sebeple iletim ve dağıtım sistemlerinde sırasıyla, FACTS ve özel güç cihazları son yıllarda hızlı bir kullanım alanı bulmuştur. Dağıtım sistemlerinde bunlardan en dikkat çeken cihaz, güç kalitesi ve reaktif güç kompanzasyon problemlerini hedef alan Dağıtım Statik Senkron Kompanzatördür (D-STATKOM). Bununla beraber güç elektroniği tabanlı olan bu cihazlarda da çalışma esnasında güç kayıpları oluşmaktadır. Süreksiz Darbe Genişlik Modülasyon Yöntemleri (DPWM) motor sürücülerinde uzun zamandır uygulanan enerji verimli bir PWM yöntemidir. DPWM yöntemi bugüne kadar D-STATKOM'da denenmemiş olan bir yöntemdir. Literatürde de bu konuya ilişkin D-STATKOM ile ilgili herhangi bir çalışmaya rastlanılmamıştır. Bu nedenle bu doktora tezinde DPWM yöntemleri kullanılarak D-STATKOM'da meydana gelen güç kayıplarının azaltılması hedeflenmektedir.

Bu çalışmada DPWM yöntemlerinin güç kayıplarını azaltmadaki etkinliği ve reaktif güç kompanzasyonunu sağlamadaki başarısını incelemek amacıyla MATLAB-Simulink programı kullanılarak orta gerilimli bir dağıtım sistemi modeli oluşturulmuştur. Bu modelde D-STATKOM güç katı için 2 ve 3 seviyeli evirici yapıları kullanılmıştır. Eviricinin güç kayıplarının hesaplanması amacıyla bir kayıp hesaplama modeli geliştirilmiştir. D-STATKOM'un dış denetimi için faz açısı denetim algoritması kullanılmıştır. Süreksiz PWM yöntemleri bu algoritmaya adapte edilerek benzetimler gerçekleştirilmiştir. Ayrıca karşılaştırma amacıyla geleneksel Sinüzoidal PWM (SPWM) ve Uzay Vektör PWM (SVPWM) yöntemleri de D-STATKOM sistemine uygulanmıştır. Benzetim çalışmalarında modülasyon indeksi ve anahtarlama frekansı değiştirilerek D-STATKOM'un kapasitif ve endüktif çalışmadaki güç kayıpları, harmonik durumları ve reaktif güç kompanzasyon performansı incelenmiş ve karşılaştırmalı olarak irdelenmiştir. Yapılan çalışmalar göstermiştir ki D-STATKOM anahtarlama güç kayıplarının DPWM yöntemleri ile %50'ye kadar azaltılması mümkündür. Buna ek olarak benzetim çalışmaları DPWM yöntemlerinin yüksek modülasyon indekslerinde reaktif güç kompanzasyonunu başarıyla yerine getirdiğini göstermiştir. Bu çalışmada dağıtım sisteminin çalışma durumuna göre D-STATKOM'da yüksek modülasyon indeksleri için DPWM3 yöntemi düşük modülasyon indeksleri için ise SPWM ve SVPWM yöntemleri önerilmektedir.

CONTROL OF D-STATCOM BY USING DISCONTINUOUS PWM METHOD

SUMMARY

Keywords: Distribution Systems, D-STATCOM, Reactive Power Compensation, Discontinuous PWM

Nowadays energy demand increases continuously and increasing of energy efficiency in available energy transmission and distribution systems has greater importance than activating of new energy plants. Therefore in recent years, FACTS and custom power devices rapidly find area of usage in transmission and distribution systems respectively. The device most noticeable of these in distribution systems is Distribution Static Synchronous Compensator (D-STATCOM) which targets power quality and reactive power compensation problems. However, power losses also occur in these power electronics based devices during operation. Discontinuous Pulse Width Modulation Methods (DPWM) is an energy efficient PWM method applied in motor drives for a long time. DPWM is a PWM method which is not used in the D-STATCOM until today. In open literature, it is not encountered any study relating to this topic intended for D-STATCOM. For this reason, decreasing of power losses arising from D-STATCOM using DPWM methods is aimed at this doctorate study.

In this study, a medium voltage distribution system model is created on the purpose of analyzing of success in providing reactive power compensation and effect of DPWM methods in reducing power losses by using MATLAB-Simulink software. In this model, 2 and 3 level inverter structures are used for D-STATCOM power stage. A loss calculation model is developed with the aim of inverter power losses calculation. The phase angle control algorithm is used for outer control of D-STATCOM. Simulations are carried out adapting of Discontinuous PWM methods to this algorithm. Furthermore, conventional sinusoidal PWM (SPWM) and Space Vector PWM (SVPWM) methods are also applied to D-STATCOM system for comparison purposes. In simulation studies, power losses during capacitive and inductive operation, harmonic cases and reactive power compensation performance of D-STATCOM are analyzed and examined comparatively through varying of modulation index and switching frequency. These studies show that it is possible to reduce of D-STATCOM switching power losses up to 50% with DPWM methods. Additionally, simulation studies show that DPWM methods successfully fulfill reactive power compensation at high modulation indexes. In this study, according to operation case of distribution system, DPWM3 method is proposed for high modulation indexes as well as SPWM and SVPWM methods are suggested for low modulation indexes in D-STATCOM.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Bir elektrik güç sisteminin temel elemanları generatörler, transformatörler, iletim hatları, yükler, koruma ve denetim donanımlarıdır. Tüketicilerin talebini karşılamak için en uygun yerlerde ve yeterli miktarda elektrik üretimini sağlamak, yük merkezlerine iletmek ve rekabetçi fiyatlarla iyi, kaliteli elektrik enerjisi sağlamak amacıyla bu elemanlar birbirine bağlanır. Bununla beraber bir güç sistemi üretim, iletim ve dağıtım sistemi olmak üzere üç bölümde incelenir. Elektrik enerjisinin kalitesi aşağıdaki durum ve niceliklere bakılarak ölçülebilir [1] :

1. Gerilim genliğinin sabit olması
2. Sabit frekans
3. Sabit güç faktörü
4. Fazların dengeli olması
5. Gerilimin sinüzoidal (Harmoniksiz) olması
6. Enerji kesintilerinin olmaması
7. Arızalara karşı dayanıklı olma ve bunları hızlı bir şekilde ortadan kaldırma yeteneği [1].

Dağıtım sistemlerinde bunların içerisinde elektrik güç kalitesi problemlerini oluşturan başlıca faktörler ise sabit güç faktörü (reaktif güç) ile akım ve gerilim harmonikleridir. Genel olarak reaktif güç ve harmonikler şebekede güç faktörünün azalması, nötr akımlarının aşırı olması ve nötr iletkeni problemleri, transformatörlerde, baralarda ve kablolarda aşırı ısınma ve gerilim düşümü meydana gelmesi, kondansatörlerin aşırı derecede ısınması ve ömürlerinin azalması, aşırı yüklü bir durum olmaksızın sigortaların atması, koruma cihazlarının hatalı bir şekilde devreye girmesi, elektromanyetik cihazların gürültülü çalışması gibi çok çeşitli problemlere sebep olmaktadır. Bu problemler özellikle üretim menşeli maddi kayıplara yol açmaktadır [2,3].

Şebekenin güç kalitesinin iyileştirilmesinde reaktif güç denetimi çok önemli bir konudur. Reaktif güç kompanzasyonu genel olarak; gerilimin düzenlenmesi, yük kompanzasyonu ve yük dengeleme amaçları için gerçekleştirilmektedir. Yük kompanzasyonu, şebekeden reaktif akım çeken cihazlara bu reaktif akımın cihaza en yakın noktada üretilerek verilmesine dayanır. Bunun sonucunda dağıtım barasından beslenen yükler tarafından talep edilen reaktif güç, üretim kaynağından dağıtım noktasına kadar olan sistemi lüzumsuz olarak yüklemeyebilir [2,3].

Bu konuda belirtilmesi gereken önemli bir husus ise, ülkemizde 09.01.2007 tarihli ve 26398 sayılı Resmi Gazetede yayımlanan düzenlemedir. Bu düzenlemeye göre herhangi bir endüstriyel tüketici tarafından her bir uzlaşma periyodunda, sistemden çekilen endüktif reaktif enerjinin, aktif enerjiye oranı %20'yi ve sisteme verilen kapasitif reaktif enerjinin aktif enerjiye oranı %15'i geçemez [2]. Bu oranlar dikkate alındığında; endüktif çalışmada güç faktörünün 0.98, kapasitif çalışmada ise güç faktörünün 0.989 olması gerekmektedir. Bu şartları yerine getiremeyen endüstriyel tüketiciler harcamış oldukları reaktif enerji miktarına bağlı olarak reaktif enerji bedeli ödemek durumundadırlar [2,3]. Reaktif güç kompanzasyonu uygun bir şekilde yapıldığında elde edilecek faydalar aşağıdaki gibi sıralanabilir [2,3]:

1. Şebekenin güç taşıma kapasitesi artar
2. Yatırım maliyetleri azalır
3. Şebekede oluşan kayıplar azalır
4. Şebekede meydana gelen gerilim düşümü azalır
5. Hatlardaki geçici durum kararlılığı iyileşir
6. Fazlardaki gerilim dengesizlikleri azalır
7. Harmonikler azalır
8. Reaktif enerji bedeli ödenmez.

İletim ve dağıtım sistemlerinde reaktif güç denetimi yeni enerji santrallerinin yapımındaki zorluklardan dolayı özel bir önem ve dikkat kazanmıştır [4]. Endüktif reaktif güç akışları sistemin enerji ve iletim kapasitesini harcamakta ve gerilim düşümüne sebep olmaktadır. Bu durumu düzeltmek amacıyla sisteme ileri reaktif güç (gerilime göre ileri fazlı akım) sağlanarak akımın gerilimle aynı fazlı olması temin edilir. Reaktif güç statik veya dinamik reaktif güç kaynaklarından sağlanır [5].

Reaktif güç denetimi uygun bir gerilim düzeni temin etmek için sabit reaktör ve kapasitör gruplarının uygulanması ile hayata geçirilmiştir. Sabit kapasitör dünyada ilk defa 1914 yılında güç faktörünün düzeltilmesi amacıyla uygulanmıştır [6]. Bu cihazların kullanımıyla yük değişimlerinden kaynaklanan gerilim dalgalanmaları ve kayıplar azaltılmıştır [4]. AA güç sistemlerinde, reaktif güç kompanzasyonu amacıyla uzun yıllardır mekanik anahtarlama kapasitör ve reaktör grupları kullanılmaktadır. Ancak kapasitör ve reaktör anahtarlama denetlemek güç mühendisleri için önemli bir problem olmuştur. Çünkü bu elemanlar yavaş cevap zamanlarından dolayı geçici olaylar sırasında gerekli kompanzasyonu sağlayamaz ve bozucu etkilerle karşılaşıldıktan sonra sistem kararlılığını olumsuz olarak etkilerler [7].

Mekanik anahtarlama kapasitör ve reaktör gruplarının yukarıda ifade edilen dezavantajları sebebiyle 1960'ların sonuna doğru güç elektroniği tabanlı olan tristör kontrollü Statik VAR Kompanzatorler (TCSVC) geliştirilmiştir [2]. TCSVC, başlangıçta ark fırını kompanzasyonu için geliştirilmiş ancak daha sonraları enerji iletim sistemlerinde reaktif güç kompanzasyonu uygulamaları için de kullanılmıştır [8]. TCSVC, Tristör kontrollü Reaktör (TCR) veya Tristör anahtarlama Kapasitör (TSC) ile TCR'nin bir kombinasyonu şeklinde uygulanmaktadır [2]. TCSVC'nin gerilim sağlama kapasitesi azalan sistem gerilimi ile azalma göstermektedir. Bu durum, kapasitör ve reaktörlerin azalan sistem gerilimi ile azalan çıkış akımı sağladığını ifade etmektedir [8].

Güç elektroniği teknolojisinin gelişimi, elektrik güç şebekelerinin iletim, üretim, dağıtım ve kullanım olmak üzere her yönünü etkilemiştir [1]. Bilindiği üzere iletim sistemlerinde son yıllarda Esnek Alternatif Akım İletim Sistemleri (FACTS) cihazları kullanım alanı bulmuştur. Dağıtım sistemlerinde ise Özel Güç Cihazları (Custom Power Devices) adı verilen evirici tabanlı kompanzatorler kullanılmaya başlanmıştır. Güç kalitesi düzenleyicisi olarak ifade edilen bu cihazlar TCSVC'nin aksine cevap hızları yüksek ve bağlı bulunduğu dağıtım barasının geriliminden bağımsız olarak reaktif akım sağlama yeteneğine sahiptir [2]. Dağıtım Statik Kompanzator (D-STATKOM) dağıtım sistemlerinde kullanılan evirici tabanlı özel güç cihazlarından biridir. D-STATKOM iletim sistemlerinde kullanılan FACTS cihazı STATKOM ile aynı donanım yapısına sahiptir. Dağıtım hattına şönt olarak bağlanır. D-STATKOM

dağıtım sistemlerinde reaktif güç kompanzasyonu, güç kalitesi problemlerinin giderilmesi, gerilim regülasyonu ve yük dengeleme gibi çok çeşitli sorunları çözmek amacıyla kullanılabilir [2].

D-STATKOM'da kullanılan evirici, Senkron Gerilim Kaynağı (SGK) prensibine göre çalışmaktadır. Bu eviriciler yapıtaşı olarak Kapı Sönümlü Tristör (GTO), İzole Kapılı Bipolar Transistör (IGBT), Entegre Kapı Komütasyonlu Tristör (IGCT) gibi yarı iletken elemanlar kullanılmaktadırlar [8].

D-STATKOM'da kullanılan eviricilerin denetimi için ise Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM, Pulse Width Modulation) yöntemleri kullanılmaktadır. Günümüze değin, iki seviyeli ve zigzag transformatör kullanan iki seviyeli çok darbeleri evirici yapıları kullanılmıştır. Zigzag transformatörün kullanımını her ne kadar evirici çıkışındaki dalga şekillerinin harmonik içeriğini iyileştirse de sistemin toplam kayıplarının %50'sini zigzag trafodaki kayıplar oluşturmaktadır [2,4]. Ayrıca maliyet olarak ta sistemdeki en pahalı elemandır. İki seviyeli PWM denetimli bir evirici dikkate alındığında ise harmonik içeriği azaltmak için tercihen yüksek anahtarlama frekansı kullanılır. Ancak bu da hem anahtarlama kayıplarını artırmakta hem de yarı iletken anahtarların güç tutma yeteneğini azaltmaktadır [2]. Ülkemizde de iki seviyeli D-STATKOM kullanan bazı çalışmalar yapılmış olup, bunlar endüstriye uygulanmıştır [9,10]. Son yıllarda ise D-STATKOM'da transformatör problemini ortadan kaldıran çok seviyeli eviriciler kullanılmaya başlanmıştır [2].

Bu tez çalışmasında D-STATKOM'un güç kayıpları üzerine odaklanılmıştır. Literatür incelendiğinde D-STATKOM'un evirici kısmının denetimi için çok sayıda PWM yönteminin önerildiği ve kullanıldığı görülmektedir. D-STATKOM'un güç kayıplarının ve denetim için kullanılan PWM yöntemlerinin incelendiği literatür çalışmaları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Çetin ve Ermiş [9], Seçici Harmonik Eliminasyon PWM (SHEPWM) kullanan 2 seviyeli GKE tabanlı 1 kV seviyesinde bir D-STATKOM tasarımı gerçekleştirmişlerdir. Bu sistem Kemerköy Elektrik Üretim A.Ş.'nde kullanılan kömür hazırlama sisteminin reaktif güç kompanzasyonu için uygulanmıştır.

Bilgin ve Ermiş [10], Seçici Harmonik Eliminasyon PWM (SHEPWM) kullanan 2 seviyeli Akım Kaynaklı Evirici (AKE) tabanlı 1 kV seviyesinde bir D-STATKOM tasarımı gerçekleştirmişlerdir. Bu sistem Türkiye Kömür işletmelerindeki elektrik kömür kazı makinelerinin reaktif güç kompanzasyonu için uygulanmıştır.

Ran, Holdsworth ve Putrus [11], STATKOM'un AA ve DA kısımlarındaki harmonik etkileşimini incelemiş ve çalışmalarında Dinamik SHEPWM kullanmışlardır. Bu çalışmada DA kısmındaki dalgalanma ile üretilen AA kısım harmoniklerinin yok edilmesi için önceden hesaplanan açılar kullanan bir metod geliştirilmiştir. Geliştirilen bu metod 3 seviyeli diyot kenetlemeli bir STATKOM'da deneysel olarak uygulanmıştır. Harmoniklerin, kapasitans ve STATKOM'un çalışma noktasına bağımlı olduğu ifade edilmiştir.

Filizadeh ve Gole [12], SHEPWM kullanan 2 seviyeli bir Gerilim Kaynaklı Evirici (GKE) topolojisinin harmonik performansını teorik olarak incelemişlerdir. Yazarlar, SHEPWM metodunun uygulanması için dalgalanmanın genlik, faz ve frekansının bilinmesinin gerekli olduğunu ifade etmişlerdir. Bu çalışmada tasarım ve çalışma parametrelerinin bir fonksiyonu olarak STATKOM'un harmonik performansı incelenmiştir. Ayrıca çalışmada DA kapasitör değerinin STATKOM maliyetinde ve harmonik performansında önemli bir rol oynadığı ifade edilmiştir. Sonuç olarak dengeli çalışma koşulları altında bazı kapasitör değerleri için harmonik seviyelerinin bağıl olarak düşük olduğu ifade edilmiştir.

Sundararaju ve Kumar [13], yaptıkları çalışmada bilgisayar ortamında 12 darbeli bir D-STATKOM tasarımı yapmışlardır. Ayrıca bu çalışmada D-STATKOM için çok fonksiyonlu bir denetleyici önermişlerdir. Çok fonksiyonlu denetleyicilerin, GKE'lerin IGBT'leri için Sinüzoidal PWM (SPWM) yöntemi yardımıyla darbeler üretmesi sağlanmıştır.

Masdi, Mariun ve arkadaşları [14], yaptıkları çalışmada dengesiz bir dağıtım sisteminde yük kompanzasyonu için prototip 12 darbeli bir D-STATKOM'un yapımını sunmuştur. Yazarlar çalışmada, IGBT'lerin anahtarlanması için SPWM yöntemini kullanmışlardır.

Shu ve arkadaşları [15], çok seviyeli diyot kenetlemeli bir STATKOM için $\alpha\beta$ çatısına benzer olan bir $\alpha'\beta'$ çatısında bir uzay vektör PWM (SVPWM) ile DA barası kapasitör gerilimini dengelemek için bir denetim algoritması önermişlerdir. Yaptıkları çalışmada gerilim eşitleme denetimi ile beraber bir SVPWM algoritması tanıtılmıştır. Algoritma 5 seviyeli bir Diyot Kenetlemeli Eviriciye (DKE) uygulanmış ve test edilmiştir.

Saeedifard ve arkadaşları [16], beş seviyeli bir diyot kenetlemeli evirici kullanan bir STATKOM için SVPWM tabanlı bir anahtarlama stratejisi geliştirmiştir. Bu stratejinin en önemli özelliği herhangi bir ek kontrol işlemi veya yedek kontrol aygıtı gereksinimine ihtiyaç duymadan sürekli ve geçici durum şartlarında kapasitör gerilimlerini dengelemeyi mümkün kılmasıdır. Bu metot ile anahtarlama kayıplarının azaldığı ifade edilmiş ancak kayıpların analizi yapılmamıştır.

Saeedifard ve arkadaşları [17], [16] daki SVPWM algoritmasını 3 seviyeli bir DKE kullanan STATKOM'a yük değişimi, üç ve tek faz arızası, reaktif güçte adım değişimi gibi çeşitli sistem koşulları altında PSCAD ortamında uygulamışlardır. Sonuç olarak sistemdeki bozulmaya karşın STATKOM'un reaktif gücü hızlı bir şekilde düzenlediği ifade edilmiştir.

Wang ve Cathey [18], yaptıkları çalışmada akım kaynaklı bir evirici kullanan bir STATKOM'un anahtarlama SVPWM ile yapmışlardır. Çalışmada sürekli durum çalışma koşullarında komut ve cevap akımı arasındaki hatayı azaltmak için filtre akımı kompanzasyonu yöntemi önerilmiştir. STATKOM çıkışında kullanılan pasif filtrenin tasarım adımları verilmiştir.

Muyeen ve arkadaşları [19], her bir rüzgar tarlası terminaline bağlı iki seviyeli SVPWM tabanlı STATKOM kullanılan iki rüzgar tarlasındaki rüzgar jeneratörlerinin dinamik ve geçici analizini yapmışlardır.

Liang ve Nwankpa [20,21], çalışmalarında çok sayıda özdeş tam köprü GKE kullanan bir STATKOM önermişlerdir. Bu STATKOM'un denetimi için faz kaydırmalı tek kutuplu SPWM kullanılmıştır. DA kapasitör gerilim dalgalanması

nedeniyle oluşan harmoniklerin yok edilmesi amacıyla bir yöntem önerilmiştir. Çalışmada önerilen STATKOM'un geleneksel DKE ve Kapasitör Kenetlemeli Evirici (KKE) ile diğer STATKOM'lara göre az sayıda evirici gerektirdiği için toplam sistem maliyeti ve modülasyon indeksi yöntemi nedeniyle sistem cevap hızının daha iyi olduğu ifade edilmiştir. Ancak yüksek anahtarlama kaybının bu sistemin dezavantajı olduğu ifade edilmiştir. Ayrıca çalışmada STATKOM eviricilerinin kapasitörlerinin boyutlandırılması ve değerlerinin belirlenmesi üzerinde de durulmuştur.

Peng ve arkadaşları [22,23], FACTS, güç kalitesi düzenleme, seri kompanzasyon, faz kaydırma ve fotovoltaik sistemler gibi yüksek güç uygulamaları için tek fazlı tam köprülerden oluşan Çok Seviyeli Kaskat Evirici (ÇSKE) önermişlerdir. Çalışmada bu evirici yapısı için analiz benzetim ve deneysel çalışma gerçekleştirilmiştir. STATKOM'da kullanılan bu evirici yapısı geleneksel transformatör tabanlı çok darbeli STATKOM'lardaki boyut ve ağırlık problemini çözmüştür. Çünkü STATKOM'larda kullanılan bu transformatörler sistem kayıplarının önemli bir kısmını (%50'sini), oluşturur. Boyut olarak çok yer kaplar ve transformatörlerin doyumu kontrol açısından çeşitli problemlere neden olur.

Lee ve arkadaşları [24,25], STATKOM'da mevcut olarak kullanılan evirici yapıları üzerine bir çalışma yapmıştır. Çalışmada orta gerilim seviyesindeki çok seviyeli kaskat, 48 darbeli iki tip ve çok seviyeli binary GTO eviriciler sistem kayıpları, harmonik bozulma ve devre topolojisi gibi kriterlere göre değerlendirilmiştir. Sonuç olarak toplam kayıplar açısından çok darbeli eviricilerin transformatör kullanmaları nedeniyle daha dezavantajlı olduğu, kaskat yapının ise bu yönden avantajlı olduğu ifade edilmiştir. Ancak çalışmada evirici kayıplarının kaskat yapıda daha fazla olduğu ifade edilmiştir.

[26-32] çalışmalarda ÇSKE tabanlı STATKOM'un anahtarlama için faz kaydırmalı SPWM kullanılmıştır.

Law ve arkadaşları [33], çok seviyeli kaskat evirici STATKOM için SHEPWM yöntemini kullanmışlardır. Önerilen SHEPWM yönteminin ek harmoniklerin

denetimine izin verdiği ifade edilmiştir. Yöntem ayrıca taşıyıcı tabanlı PWM ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak bu yöntemin SPWM'e göre harmonikler ve anahtarlama kayıpları açısından daha üstün olduğu ifade edilmiştir.

Gong ve arkadaşları [34], ÇSKE kullanan STATKOM için faz kaydırmalı SVPWM şeması önermişlerdir. Önerilen yöntemin ek karmaşık hesaplama gerektirmeden geleneksel çok seviyeli SVPWM yöntemlerine göre n seviyeli kaskat eviricilere kolayca uygulanabileceği ifade edilmiştir. Ayrıca çalışmada DA gerilimlerin dengelenmesi amacı ile yeni bir yöntem önerilmiştir.

Lauttamus ve Tuusa [35], yaptıkları çalışmada STATKOM'da kullanılan üç evirici yapısını incelemişlerdir. Çalışma beş seviyeli STATKOM'lar üzerine yapılmıştır. İncelenen evirici yapıları çok seviyeli diyot kenetlemeli, kaskat ve hibrid eviricilerdir. Çalışmada bu evirici yapılarının kayıplara etkisi ve değişik yük durumlarında bu STATKOM yapılarının benzetimi gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak diyot kenetlemeli STATKOM yapısının kenetleme diyotu gerekliliği nedeniyle diğer iki yapıdan pahalı olduğu buna karşın ortak DA link nedeniyle diyot kenetlemeli eviricinin negatif dizi akım kompanzasyonunu mümkün kılması diğer iki yapıya karşı avantajlı olduğu ifade edilmiştir. Çalışmada STATKOM eviricilerinin denetimi için SVPWM kullanılmıştır. Toplam kayıplar açısından Diyot kenetlemeli eviricinin diğer iki yapıya göre kenetleme diyotu gerektirdiğinden dolayı dezavantajlı olduğu ancak her faz için ortak DA link gerektirdiğinden, DA link kayıpları açısından avantajlı olduğu ifade edilmiştir. Ayrıca çalışmada kaskat yapının reaktif güç kompanzasyonunu yapısı nedeniyle sınırladığı da ifade edilmiştir.

Fujii ve arkadaşları [36] yaptıkları çalışmada STATKOM'da kullanılan üç evirici yapısı olan çok seviyeli diyot kenetlemeli, kapasitör kenetlemeli ve kaskat eviricileri incelemişlerdir. Çalışmada 6.6 kV STATKOM tasarımı için operasyonel kayıplar ve maliyet açısından karşılaştırmalar yapılmıştır. Ayrıca çalışmada bu üç topolojinin avantaj ve dezavantajları da belirtilmiştir. Ayrıca kayıpların belirlenmesi amacıyla benzetim sırasında kayıpları hesaplayan bir benzetim aracıda geliştirilmiştir. Sonuç olarak evirici üniteleri, evirici kabinleri ve kapasitör banklarının tahmini yapılmış ve karşılaştırılmıştır. Maliyet açısından diyot kenetlemeli eviricinin kenetleme diyotu

nedeniyle daha pahalı olduğu, ÇSKE ve KKE'nin ise maliyet olarak birbirine yakın olduğu ifade edilmiştir. 6.6 kV STATKOM için en çekici seçeneğin KKE olduğu öne sürülmüştür.

Townsend ve arkadaşları [37] çok seviyeli H-köprü evirici tabanlı STATKOM kayıpları için çevrimiçi ölçüm ve tahmin yöntemi geliştirmiştir. Bu yöntemin dezavantajı anahtar ve diyotlara ilişkin gerilim düşümü genliklerinin tasarımcı tarafından belirlenmek zorunda olmasıdır. Çalışmanın deneysel kısmında yazarlar 19 seviyeli, 11 kV H-köprü STATKOM kullanmışlardır.

Sternberger ve Jovicic [38] yaptıkları çalışmada ÇSKE tabanlı STATKOM'un kayıplarını ve harmoniklerini minimize etmek için kare dalga kontrolü ile analitik bir sistem geliştirmişlerdir. Burada hedef düşük kayıplar, düşük gerilim toplam harmonik bozulum (THD) ve düşük DA gerilim dalgalanmasıdır. Bunun içinde STATKOM optimum parametrelerinin bulunması gerektiği ifade edilmiştir. Sistem parametreleri arasındaki etkileşimler incelenmiş ve optimal parametreler için analitik formüller türetilmiştir.

Townsend ve arkadaşları [39] yaptıkları çalışmada H-köprü STATKOM'larda kullanılan Faz Kaydırmalı Taşıyıcı Tabanlı PWM (PSCPWM) ile bazı PWM yöntemlerini harmonik performansı açısından karşılaştırmışlardır. Çalışmada çok seviyeli sistemlerde seviye sayısı arttıkça PSCPWM'in harmonik performansının arttığı ifade edilmiştir. SHEPWM'in ise az seviyeli sistemlerde PSCPWM ve SVPWM'e göre daha iyi performans gösterdiği ifade edilmiştir. Ancak PSCPWM'in kapasitör gerilim dalgalanmasındaki değişim, faz kayma hatası ve geçici kapasitör gerilimleri nedeniyle harmonik performansının bozulduğu ifade edilmiştir. Yazarların bir diğer çalışmalarında ise [40], PSCPWM ve SVPWM harmonik performansı ve anahtarlama frekansı açısından karşılaştırılmıştır. Yazarlar, çalışmada seviye sayısı arttıkça PSCPWM'in harmonik performansının SVPWM ile karşılaştırılacak şekilde iyileştiği ifade edilmiştir.

Zang ve arkadaşları [41], yaptıkları çalışmada beş seviyeli kaskat evirici tabanlı STATKOM'da kullanılan Kare Dalga Modülasyonu, SHEPWM, PSCPWM ve

SVPWM incelemiştir. Çalışmada özellikle SHEPWM ve PSCPWM üzerine benzetim yapılarak SHEPWM'in harmonik eliminasyon açısından PSCPWM'den daha iyi olduğu ancak seviye sayısı arttıkça hesaplama işinin zorlaştığı ifade edilmektedir. PSCPWM'in seviye sayısı artsa bile gerçekleştirilmesi kolay ve hesaplanma hızının daha iyi olduğu ifade edilmektedir.

Townsend ve arkadaşları [42], çok seviyeli bir H-köprü STATKOM'da mevcut olan birçok sayıda fazlalık anahtarlama durumundan faydalanan bir Model Öngörülü Kontrol şeması geliştirmişlerdir. Önerilen bu şema harmonik performansı ile evirici anahtarlama kayıpları ve kapasitör gerilim dalgalanmasını değiş tokuş etmek amacıyla optimize yöntemler sağlamıştır. Yazarlar ayrıca genişlettikleri diğer çalışmalarında [43], aynı STATKOM yapısında mevcut anahtarlama durumlarındaki bu fazlalıkları kullanarak eş zamanlı olarak H-köprü kapasitör gerilimlerini dengeleyen, mükemmel akım referans izleme sağlayan ve evirici anahtarlama kayıplarını en aza indiren bir yöntem geliştirmişlerdir.

Baraia ve arkadaşları [44], yaptıkları çalışmada 15 kV STATKOM uygulamaları için 7 seviyeli eviricileri verimlilik, maliyet ve dalga şekli kalitesi açısından karşılaştırmışlardır. Ayrıca bu eviriciler ticari olan 2 seviyeli evirici ve 3 seviyeli DKE ile karşılaştırmışlardır. Yazarlar eviricilerdeki gerilim seviyelerinin sayısının çıkış endüktör filtrelerinin boyutunu düşürdüğünü, maliyetini azalttığını ifade etmişlerdir. Çalışmada bu durumun ayrıca 2 ve 3 seviyeli eviricilere göre daha az DA bara gerilimi gereksinimi ortaya çıkardığını ifade etmişlerdir.

Fakat yukarıda bahsedilen PWM yöntemleri haricinde D-STATKOM'da uygulanmamış olan PWM yöntemleri de bulunmaktadır. Bunlardan biri de süreksiz PWM (DPWM) yöntemidir. DPWM yönteminin D-STATKOM'a uygulandığı herhangi bir çalışmaya literatürde rastlanılmamıştır.

1.1. Tezin Kapsamı ve Organizasyonu

Bu tez çalışmasında DPWM yöntemleri ile D-STATKOM güç kayıplarının azaltılması ve ayrıca bu yöntemlerin D-STATKOM kompanzasyon performansına ve D-STATKOM barası güç kalitesine etkilerinin irdelenmesi amaçlanmaktadır.

Bu tez çalışması 7 bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde reaktif güç kompanzasyonunun önemi ve gerekliliği ve D-STATKOM'un bu konudaki rolü incelenmiştir. Ayrıca D-STATKOM eviricisinin denetiminde kullanılan PWM yöntemleri ve D-STATKOM evirici kayıplarına ilişkin bir literatür taraması da bu bölümde verilmiştir.

İkinci bölümde Özel Güç Cihazları, bunların sınıflandırılması, D-STATKOM çalışma prensibi, D-STATKOM denetim yöntemleri ve D-STATKOM'da kullanılan evirici yapıları incelenmiştir.

Üçüncü Bölümde eviricilerin denetiminde kullanılan PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) yöntemleri incelenmiştir. Ayrıca DPWM yöntemlerinin modülasyon dalgalarının elde edilmesi için kullanılan bir yöntem [78] sunulmuştur. DPWM modülasyon dalgaları elde edilmiştir.

Dördüncü bölümde DPWM yöntemleri, diğer PWM yöntemleri ile karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Güçlü ve zayıf yönler ortaya konulmuştur. Bu bölümde ayrıca DPWM yöntemlerinin iki seviyeli bir eviriciye uygulanmasıyla elde edilen sonuçlar verilmiştir. Ayrıca güç kaybı hesaplamaları için bu tezde yapılan kabuller ve gereken teorik altyapı ortaya konmuştur.

Beşinci bölümde D-STATKOM sistemi için oluşturulan MATLAB-Simulink modeli detaylı olarak açıklanmıştır. Ayrıca kayıpların hesaplanması için oluşturulan model de bu bölümde sunulmuş ve hesaplama mantığı anlatılmıştır.

Altıncı bölümde 2 ve 3 seviyeli evirici kullanan D-STATKOM için oluşturulan MATLAB-Simulink modeli kullanılarak, kapasitif ve endüktif çalışma durumları için

modülasyon indeksi ve anahtarlama frekansının değişimine göre yapılan detaylı benzetimler ve bunlardan elde edilen sonuçlar ortaya konmuştur. Bu sonuçlar detaylı olarak irdelenmiştir. DPWM yöntemlerinin reaktif güç kompanzasyonu, Harmonik bozulma ve güç kayıplarının azaltılmasında ki etkinliği detaylı olarak tartışılmıştır.

Yedinci bölümde benzetimlerden elde edilen sonuçlar irdelenmiş ve DPWM yöntemlerinin D-STATKOM'da ki etkileri ve öne çıkan özellikleri tartışılmıştır.

BÖLÜM 2. REAKTİF GÜÇ KOMPANZASYONU VE D-STATKOM

2.1. Reaktif Güç Kompanzasyonu

Şebekenin ve yüklerin ihtiyacı olan reaktif gücün belli yöntemler kullanılarak temin edilmesi işlemi reaktif güç kompanzasyonu olarak isimlendirilir. Alternatif akımla çalışan elektrik enerji sistemlerinin tasarım ve işletilmesinde reaktif güç önemli bir problemdir. Dolayısıyla AA şebekesinin hatasız bir şekilde çalışabilmesi için reaktif güç problemlerinin çözülmesi gerekmektedir [3].

Reaktif güç kompanzasyonu paralel veya seri bağlı olan reaktif güç üreten kompanzatörler ile uygulanabilir [6]. Bu kompanzatörler bakımı masraflı ve hantal olan dinamik kompanzatörler (senkron makineler) olabileceği gibi güç elektroniğine dayalı olan ve kullanımı daha uygun olan FACTS ve Özel Güç Cihazları da olabilir [6].

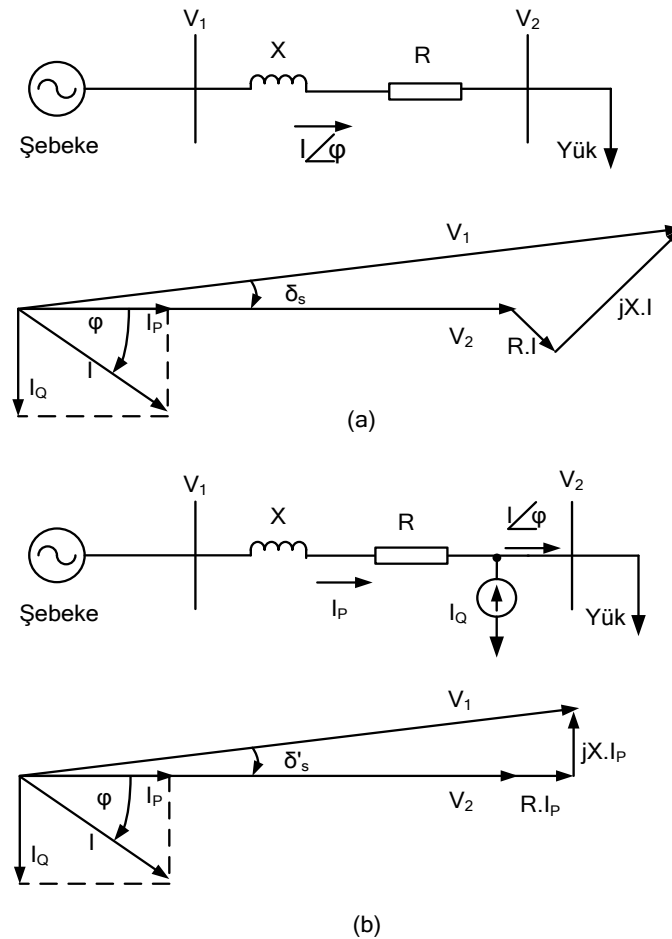
2.1.1. Şönt kompanzasyon

Reaktif güç, bir AA şebekesinde, gerilim ve akımın reaktif bileşeninin çarpımına eşittir [3] :

$$Q = VI \sin \varphi \quad (2.1)$$

(2.1) denkleminde Q reaktif gücü, V etkin gerilim fazörünün genliğini ve I akım etkin fazörünün genliğini ifade etmektedir. Burada reaktif gücün işareti φ açısının yönüne bağlıdır [3]. Şekil 2.1'de bir radyal sistemde şönt kompanzasyonun temel prensibi gösterilmektedir. Şekil 2.1 (a)'da V_1 kaynak barası gerilimini, V_2 yük barası gerilimini, X ve R güç hattının sırasıyla reaktans ve direncini, I_p ve I_Q akımın aktif ve

reaktif bileşenlerini, ϕ akım ve yük barası gerilimi arasındaki açıyı δ_s , V_1 ve V_2 gerilimleri arasında ki açıyı temsil etmektedir. Burada ki yük endüktif kabul edilmiştir [6]. Yük endüktif kabul edildiği için uygun bir çalışma için reaktif güç gerektirir ve dolayısıyla kaynak bu reaktif gücü genaratördeki akımı artırarak güç hatları yoluyla sağlamalıdır. Eğer reaktif güç yüke yakın bir yerde sağlanırsa hat akımı azaltılabilir veya minimize edilebilir. Bu üç yol ile yapılabilir a) kapasitör kullanarak b) gerilim kaynağı veya c) akım kaynağı kullanarak. Şekil 2.1 (b)'de yük akımının reaktif bileşeni I_Q bir akım kaynağı kullanılarak kompanze edilmektedir. Sonuç olarak burada sistem gerilim regülasyonu iyileşmekte ve reaktif akım bileşeni azalmakta ya da Şekil 2.1 (b)'deki gibi hemen hemen elimine edilmektedir. Eğer burada ki yük kapasitif ise sisteme bir endüktör bağlanmalıdır [6].

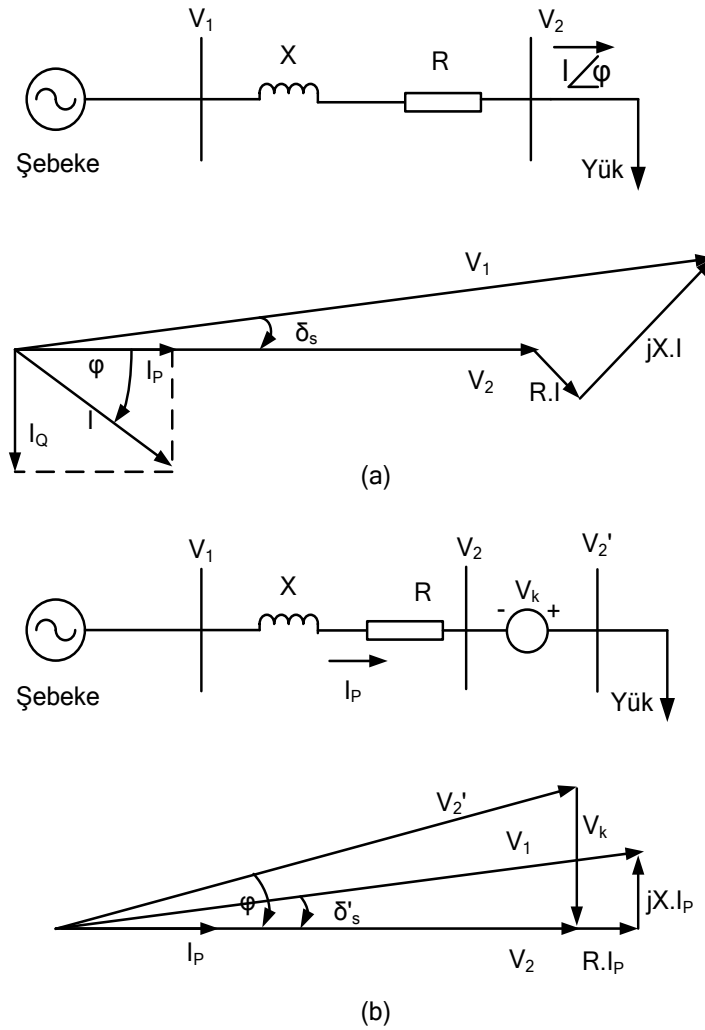


Şekil 2.1. Radyal bir AA sisteminde şönt kompanzasyonun prensipleri (a) Kompanzasyonsuz sistem (b) Akım kaynağı ile şönt kompanzasyon [6]

2.1.2. Seri kompanzasyon

Tipik seri kompanzasyon sistemleri güç hattının eşdeğer reaktansını azaltmak için anma frekansında kapasitörler kullanırlar. Seri kapasitör sisteme bağlanmasıyla kendinden düzenli bir şekilde reaktif güç üretir, hat reaktansının bir kısmını dengeler. Sonuç olarak seri kompanzasyon ile aşağıda ki faydalar elde edilebilir [6];

1. Güç koridorunun açılabilirliği artar,
2. Gerilim kararlılığı artar,
3. Paralel hatlar arasında güç paylaşımı optimize edilir.



Şekil 2.2. Radyal bir AA sisteminde seri kompanzasyonun prensipleri (a) Kompanzasyonsuz sistem (b) Gerilim kaynağı ile seri kompanzasyon [6]

Tıpkı şönt kompanzasyon gibi seri kompanzasyonda Şekil 2.2’de görüldüğü gibi akım veya gerilim kaynakları ile uygulanabilir. Şekil 2.2’de ki simgeler Şekil 2.1 ile aynıdır. Burada V_k ve V_2' sırasıyla sisteme enjekte edilen kompanzasyon gerilimi ve kompanzasyon sonrası yük barası gerilimidir [6].

2.2. Özel Güç Cihazları

Esnek Alternatif Akım İletim Sistemleri (FACTS) 1980’lerin sonunda Amerika Birleşik Devletleri’deki Elektrik Gücü Araştırma Enstitüsü (EPRI) tarafından tanıtılmıştır. FACTS terimi ise Dr. Narain Hingorani tarafından ortaya atılmıştır [8].

FACTS kavramının arka planındaki temel düşünce mekanik denetleyicilerin yerini güvenli ve hızlı olan güç elektroniği tabanlı cihazların alması, böylece var olan güç sistemi kapasitesinin maksimum verimle kullanımı ve denetlenebilirliği artırmaktır. FACTS cihazları güç akış denetimi ve gerilim denetimi için kullanılan geleneksel donanımın yerini güç elektroniği tabanlı eşdeğer donanım ile almaktadır [4,8,45].

IEEE’ye göre FACTS; denetlenebilirliği ve güç transfer kapasitesini arttırmak için bir veya daha fazla AA akım iletim sistemi parametresinin denetimini sağlayan güç elektroniği tabanlı bir sistem ve diğer statik donanımdır [4,8,45].

FACTS cihazları kullandıkları teknolojilere göre iki kategoride sınıflandırılabilir [4].

Bunlar:

A. Tristör tabanlı FACTS Cihazları

1. Tristör Kontrollü Faz Açısı Düzenleyicisi (TCPAR)
2. Tristör Kontrollü Statik Var Kompanzator (TCSVC)
3. Tristör Kontrollü Seri Kapasitör (TCSC)

B. Evirici tabanlı FACTS cihazları

1. Statik Senkron Kompanzator (STATKOM)
2. Statik Senkron Seri Kompanzator (SSSC)
3. Birleştirilmiş Güç Akış Denetleyicisi (UPFC)
4. Hatlar Arası Güç Akış Denetleyicisi (IPFC).

Özel Güç Cihazları ise, dağıtım sistemlerinde esas olarak güç kalitesi, güç kaynağının güvenilirliğini artırmak ve reaktif güç kompanzasyonu için kullanılır. Devre yapıları FACTS cihazlarına benzerdir [4,45]. IEEE'ye göre Özel Güç Cihazları şu şekilde tanımlanır: “38kV'a kadar gerilim değerine sahip olan dağıtım sistemlerinde, seçilen endüstri tesisleri ve bu tesislerdeki her bir üretim sürecinin yeterli performansı için gerekli olan güç kalitesini uygun bir düzeyde sağlamak amacıyla kullanılan güç elektroniği denetleyicileri kavramı” olarak ifade edilmektedir [45].

Özel Güç cihazları kullanılan güç elektroniği teknolojisine göre iki kısımda incelenebilir [45]. Bunlar;

A. Tristör Tabanlı Özel Güç Cihazları:

1. Tristör Kontrollü Statik Var Kompanzator (TCSVC)
2. Yarı İletken Transfer Anahtarı (SSTS)
3. Yarı İletken Devre Kesici (SSCB)
4. Yarı İletken Akım Sınırlayıcı (SSCL)

B. Evirici Tabanlı Özel Güç Cihazları:

1. Dağıtım Statik Senkron Kompanzator (D-STATKOM)
2. Dinamik Gerilim Düzenleyici (DVR)
3. Birleşik Güç Kalitesi Düzenleyicisi (UPQC)
4. Aktif Güç Filtresi (APF)
5. Kesintisiz Güç Kaynağı (UPS)

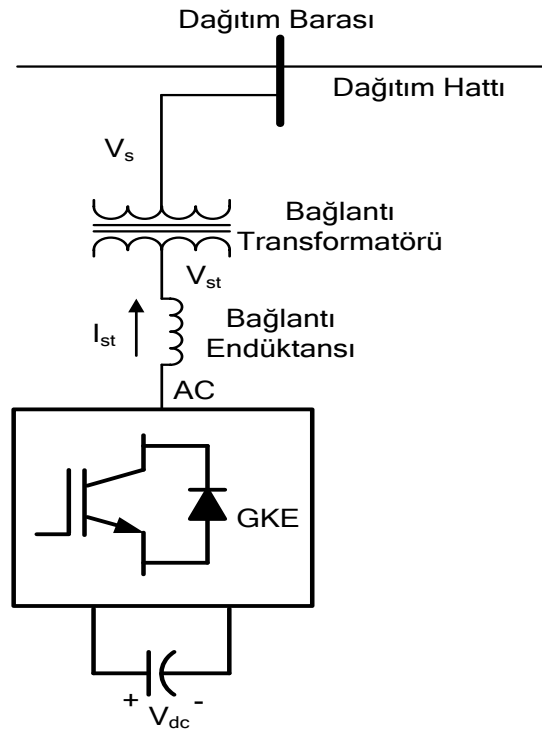
şeklinde ifade edilebilir [45]. Evirici tabanlı cihazların devre yapıları evirici tabanlı FACTS cihazlarının devre yapılarıyla aynıdır.

2.3. D-STATKOM

Bir STATKOM düşük ve orta düzeyde bir dağıtım sistemi için kullanılırsa D-STATKOM olarak adlandırılır [48]. D-STATKOM, dağıtım hattına şönt olarak bağlanan bir özel güç cihazıdır. Şekil 2.3'te D-STATKOM devre yapısı

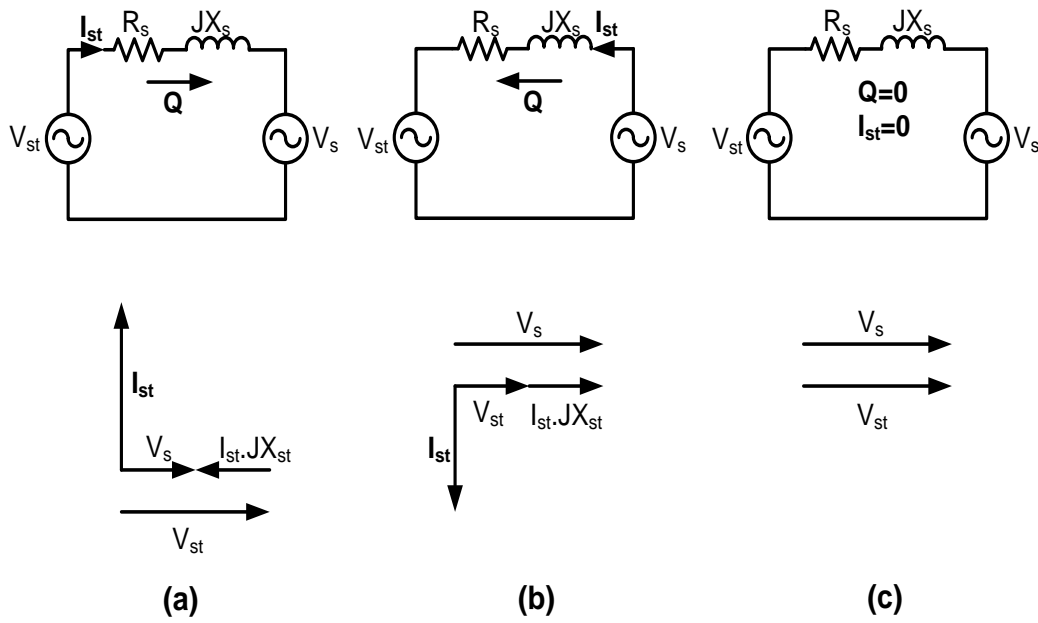
gösterilmektedir. Basit olarak D-STATKOM bağlantı transformatörü, evirici ve bir DA kapasitörden ibarettir. Burada V_s , AA sistem gerilimini V_{st} ise D-STATKOM çıkış gerilimini ifade etmektedir. D-STATKOM reaktif şönt kompanzasyon amacı ve bulunduğu bara gerilimini düzenlemek için dağıtım barasına reaktif güç sağlayabilir veya dağıtım hattından reaktif güç tüketebilir [4,8]. D-STATKOM dağıtım sistemlerindeki uygulamaya göre aşağıdaki amaçlar için kullanılabilir [49]:

1. Belirli bir baradaki gerilim denetimi için,
2. Özel bir yükün reaktif güç kompanzasyonu için,
3. Özel bir yükün reaktif güç kompanzasyonu ve/veya harmonik kompanzasyonu için.



Şekil 2.3. D-STATKOM devre yapısı

D-STATKOM'un çalışma prensibi Şekil 2.4'te verilmiştir [48]. Şekil 2.4' te yer alan I_{st} sistem gerilimine dik olarak enjekte edilen D-STATKOM akımıdır.



Şekil 2.4. D-STATKOM çalışma prensibi (a) Kapasitif çalışma durumu (b) Endüktif çalışma durumu (c) Kompanzasyon yapılmayan durum [48]

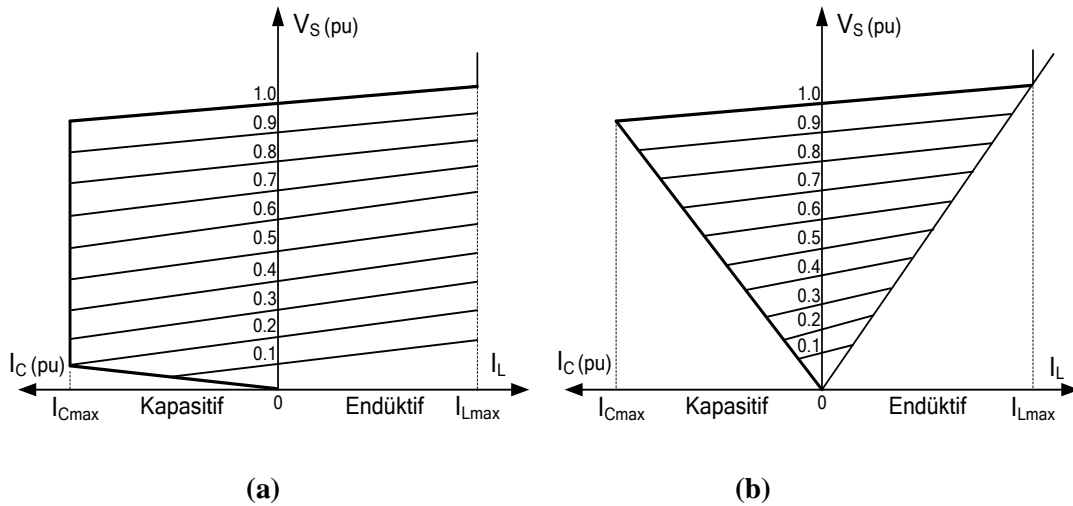
I_{st} akımı çalışma durumuna göre ileri (leading, Şekil 2.4 (a)) veya geri (lagging, Şekil 2.4 (b)) olabilir. Bu nedenle D-STATKOM akımı kapasitif veya endüktif bir reaktans gibi davranır [48]. Burda R_s transformatör, bağlantı endüktansı ve evirici kayıpları dahil olmak üzere D-STATKOM kayıplarını ifade etmektedir. X_s , D-STATKOM sisteminin toplam reaktansıdır [9]. V_{st} D-STATKOM gerilimidir. D-STATKOM $V_{st} > V_s$ olduğunda kapasitif, $V_{st} < V_s$ olduğunda ise endüktif reaktif güç üretmektedir. $V_{st} = V_s$ eşit olduğunda ise herhangi bir reaktif güç değişimi olmaz [48]. V_{st} geriliminin genliğini ve faz açısını I_{st} akımının genliği ve faz açısı belirler. Bu denetim yöntemi faz açısı denetim yöntemi olarak bilinir [50]. Eğer $R_s \gg X_s$ olduğu kabul edilirse D-STATKOM ve AA sistemi arasında ki aktif ve reaktif güç alış verişini (2.2) ve (2.3) denklemleri verilmektedir [9,50].

$$P_{st} = \frac{V_s V_{st}}{X_s} \cdot \sin \delta \quad (2.2)$$

$$Q_{st} = \frac{V_s}{X_s} \cdot (V_s - V_{st} \cdot \cos \delta) \quad (2.3)$$

Burada δ evirici çıkış geriliminin temel bileşeni ile şebeke gerilimi temel bileşeni arasındaki faz açısıdır. D-STATKOM ile şebeke arasındaki aktif güç alışverişi sadece DA kapasitörünü şarj veya deşarj etmek amacıyla yapılmaktadır. Bunun için evirici çıkış gerilimi temel bileşeni şebeke geriliminden geri fazda tutulur ve şebekeden eviriciye doğru bir aktif güç akışı olması temin edilir. Bu sayede aktif güç kayıpları şebekeden karşılanır [2,45,50].

D-STATKOM devre yapısında yer alan pasif elemanlar, bütün sistemin performansını, güvenilirliğini ve kararlılığını etkileyen çok önemli elemanlardır [45]. DA kapasitörü, DA barasında meydana gelen gerilim dalgalanması, modülasyon indeksi, anahtarlama frekansı ve evirici çıkışındaki harmonik bozulma ile yakından ilişkilidir. D-STATKOM devresinde yer alan bir başka pasif eleman bağlantı endüktansıdır. Bu eleman filtre görevi yaparak evirici çıkışındaki yüksek frekanslı harmoniklerin filtre edilmesini sağlar. Ayrıca sistemin dinamik cevabına da önemli etkileri vardır. Örneğin büyük değerli bir bağlantı endüktansı D-STATKOM dinamik cevabının yavaşlamasına sebep olur. Fakat bu durum denetleyici yoluyla giderilebilir. Bu yüzden bağlantı endüktansının değeri sistemin dinamik cevabına ve çıkış akımının harmonik içeriğine göre tesbit edilmelidir. [2,45,50].



Şekil 2.5. (a) D-STATKOM V-I karakteristiği (b) TCSVC V-I karakteristiği

Şekil 2.5'te TCSVC ve D-STATKOM V-I grafikleri verilmiştir [4]. Görüldüğü gibi alçak gerilimlerde D-STATKOM'un akım sağlama kapasitesi TCSVC'ye nazaran çok daha iyidir. D-STATKOM sistem geriliminin herhangi bir değerinde tam

kapasitif veya tam endüktif çıkış akımı sağlayabilir. Şekil 2.5 (a) D-STATKOM'un tipik olarak yaklaşık 0.2 pu, hatta çok düşük (teorik olarak sıfır) sistem gerilimi düzeylerinde tam çıkış akımı aralığı üzerinde çalışabildiğini ifade eder. Bir başka deyişle D-STATKOM herhangi bir sistem gerilimi değerinde maksimum kapasitif veya maksimum endüktif çıkış akımını AA sistem geriliminden bağımsız olarak sağlayabilir. D-STATKOM tarafından sağlanan reaktif güç kompanzasyonu miktarı TCSVC tarafından sağlanan reaktif güç miktarından daha fazladır, çünkü TCSVC'de düşük bir gerilim düzeyinde reaktif güç gerilimin karesi ile orantılı olarak azalırken D-STATKOM'da gerilim ile doğrusal olarak azalır. Bu D-STATKOM'un reaktif güç denetlenebilirliğini TCSVC'den üstün kılmaktadır [4,8,51]. Bu nedenle D-STATKOM lineer çalışma aralığından dolayı büyük sistem bozunumları altında gerilim desteği sağlamada TCSVC'den üstündür [4,8].

2.4. D-STATKOM Denetim Yöntemleri

D-STATKOM eviricisinin çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği; DA bara gerilimi, modülasyon indeksi ve şebeke gerilimi ile eviricinin çıkış geriliminin temel bileşeni arasındaki faz farkı kullanılarak denetlenmektedir. Bu nedenle D-STATKOM'un şebekeye verdiği veya şebekeden çektiği reaktif gücün denetimi için çeşitli teknikler geliştirilmiştir [2,45-47,50]. Bunlar;

1. DA bara gerilimi sabit tutulup modülasyon indeksi değiştirilerek
2. Modülasyon indeksi sabit tutulup DA bara gerilimi değiştirilerek
3. Yukarıdaki iki yöntemin bir kombinasyonu kullanılarak denetlenebilir [2,45-47].

Yukarıda ifade edilen teknikler kullanılarak D-STATKOM'un reaktif güç denetimi için literatürde aşağıda verilen farklı denetim yöntemleri geliştirilmiş ve önerilmiştir [2,45-47,50].

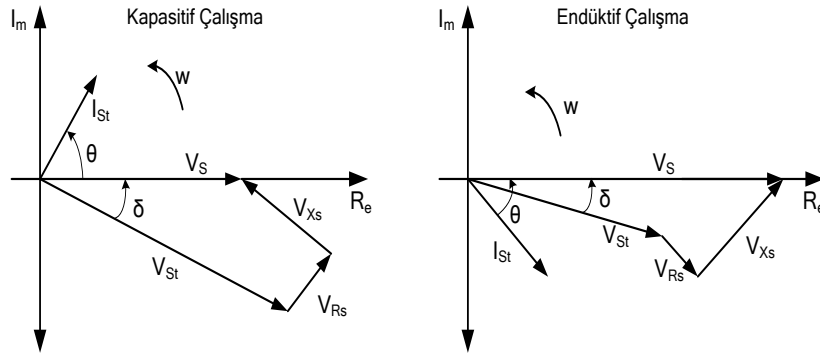
1. Faz açısı denetim yöntemi
2. Doğrudan akım denetim yöntemi
3. Dolaylı akım denetim yöntemi
4. Sabit DA hat gerilim yöntemi

2.4.1. Faz açısı denetim yöntemi

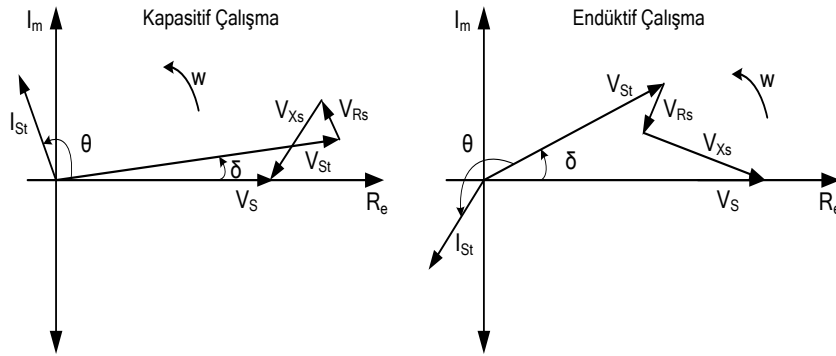
D-STATKOM'un faz açısı denetiminde modülasyon indeksi sabit tutulur [2,9,47,50]. Reaktif güç alışverişinin gerçekleşmesi için eviricinin çıkış geriliminin temel bileşeni ile şebeke geriliminin temel bileşeni arasındaki faz açısı (δ) denetlenerek DA bara geriliminin değiştirilmesi sağlanır [9,45,47,50].

D-STATKOM'un ürettiği veya tükettiği reaktif güç miktarı, DA bara geriliminin artırılması veya azaltılması yoluyla denetlenmektedir. Kapasitif çalışma durumunda DA bara geriliminin azalması D-STATKOM'un ürettiği kapasitif reaktif güç miktarının azalmasına endüktif çalışma durumunda ise D-STATKOM'un tükettiği endüktif reaktif güç miktarının artmasına sebep olur. Benzer olarak kapasitif çalışma durumunda DA bara geriliminin artması D-STATKOM'un ürettiği kapasitif reaktif güç miktarının artmasına, endüktif çalışma durumunda ise D-STATKOM'un tükettiği endüktif reaktif güç miktarının azalmasına yol açar [2]. Ayrıca Şekil 2.6'daki fazör diyagramlarından görüleceği üzere sürekli durumda D-STATKOM çıkış gerilimi hem kapasitif hem de endüktif çalışma durumlarında şebeke geriliminden geri fazdadır. Dolayısıyla faz açısı pozitifdir ($\delta > 0$). Bu şekilde, sistemde oluşan aktif güç kayıpları şebekeden karşılanmaktadır [2,45,47,50].

Eğer faz açısı negatif olursa D-STATKOM (2.2) denklemine göre şebekeye aktif güç verecektir. Bu çalışma durumunda DA bara gerilimi azalacaktır. Geçici durum için DA bara kapasitörünün deşarjı boyunca endüktif ve kapasitif çalışmaya ilişkin fazör diyagramları Şekil 2.7'de verilmiştir [2,45,47]. Geçici durumda, faz açısının değeri sürekli durumdaki değerinden daha büyük olursa çekilen aktif güç DA kapasitöründe depo edilecektir. Dolayısıyla sistemden D-STATKOM kayıplarından daha fazla aktif güç çekilmiş olacak bu da DA geriliminin artmasına neden olacaktır [2,45,47]. Bu durumda fazör diyagramları sürekli durum için gösterilen Şekil 2.6'ya benzer olacaktır [9,45].



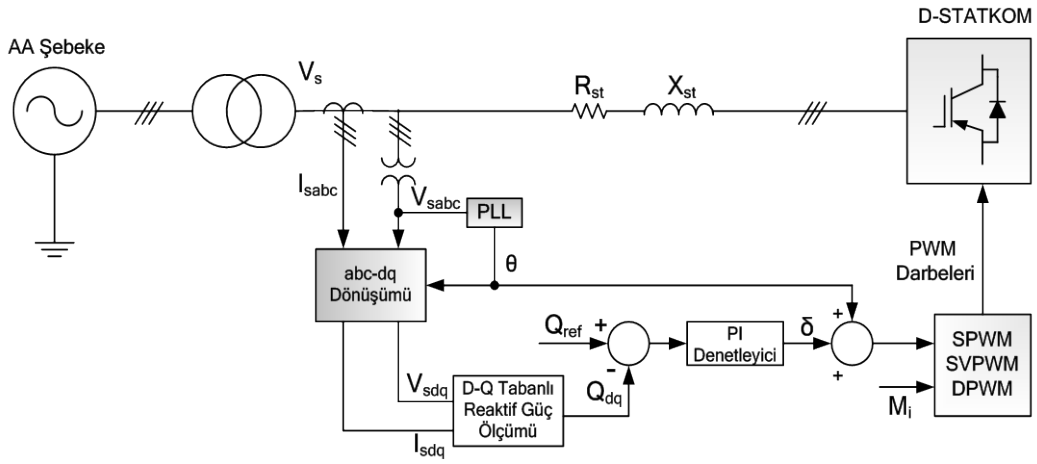
Şekil 2.6. D-STATKOM'un sürekli durumda çalışma durumlarına ilişkin fazör diyagramı [2,47]



Şekil 2.7. D-STATKOM'un geçici durumda çalışma durumlarına ilişkin fazör diyagramı [2,47]

Şekil 2.8 faz açısı denetim yöntemine ilişkin blok diyagramı göstermektedir. Diyagramdan görüleceği üzere öncelikle şebekenin üç faz gerilimleri kullanılarak şebekenin faz açısı tespit edilmektedir. Bunun için üç faz gerilimleri Faz Kilitleme Döngüsüne (PLL, Phase Locked Loop) verilmektedir. Daha sonra bu açı bilgisi kullanılarak kaynak tarafından elde edilen üç faz akım ve gerilim değerleri abc-dq dönüşüm bloğunda d-q bileşenlerine dönüştürülmektedir. Elde edilen d-q bileşenleri kullanılarak d-q tabanlı reaktif güç ölçümü gerçekleştirilmektedir. Şebekeden çekilen reaktif güç hesaplandıktan sonra, referans reaktif güç ile karşılaştırılır ve aradaki hata PI denetleyiciye gönderilir. Sonuç olarak PI denetleyici çıkışında şebeke gerilimi ile D-STATKOM çıkış gerilimi arasındaki faz farkı (δ) elde edilmektedir. Elde edilen bu faz açısı ve şebekenin faz açısı (θ) birlikte kullanılarak D-STATKOM denetimi için gerekli modülasyon sinyalleri elde edilmektedir. Modülasyon indeksi bir sabit olarak bu diyagramda yer aldığı için modülasyon sinyali a fazı için $M_1 \sin(\theta + \delta)$ olur [50].

Diğer fazlar için modülasyon sinyalleri ise 120° faz farklı olur [2,45,47,50,52]. Bu diyagramda ölçülen reaktif güç anlık reaktif güç teorisine dayalıdır [53]. Ayrıca bu ölçüm yönteminin diğer bir ölçüm yöntemi olan ortalama değer teoremine kıyasla daha hızlı olduğu literatürde ifade edilmektedir [2]. Bu tez çalışmasında faz açısı denetim yöntemi kullanıldığı için sadece bu yöntem yer verilmiştir. D-STATKOM güç katında kullanılan evirici yapıları ve bunların denetim teknikleri Bölüm 3'te verilmiştir.



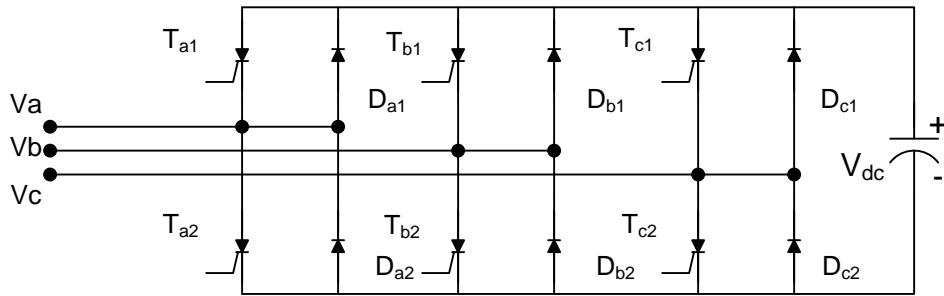
Şekil 2.8. Faz açısı denetim yöntemi

BÖLÜM 3. D-STATKOM'DA KULLANILAN EVİRİCİ YAPILARI VE DENETİM TEKNİKLERİ

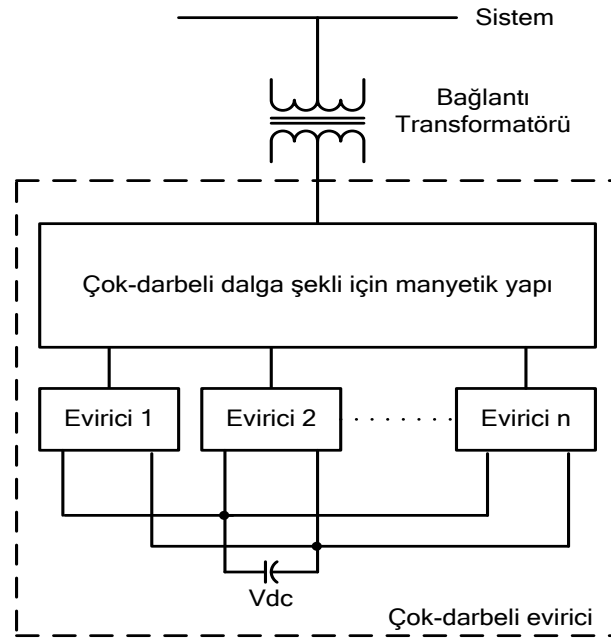
3.1. Giriş

Evirici tabanlı FACTS cihazları ve D-STATKOM'da başlangıçta 2 çeşit evirici yapısı kullanılmıştır. Bunlar çok darbeli ve iki seviyeli eviricilerdir [45]. Şekil 3.1'de temel 6 darbeli iki seviyeli bir evirici yapısı verilmektedir [54]. Çok darbeli evirici yapısı genel olarak aynı DA kaynağından beslenen bir veya birden fazla temel 6 darbeli eviricinin paralel ve seri trafolarla şebekeye bağlanmasından ibarettir. Buna ilişkin blok şema Şekil 3.2'de verilmiştir [54].

Ancak çok darbeli eviricilerde kullanılan transformatörler böyle bir sistemdeki en pahalı eleman olmanın yanı sıra, sistemdeki toplam kayıpların neredeyse %50'sinin bu elemanlardan kaynaklanması ve denetimde meydana gelen zorluklar gibi dezavantajları bulunmaktadır [4,45].



Şekil 3.1. Temel 6-darbeli gerilim kaynaklı evirici [54]



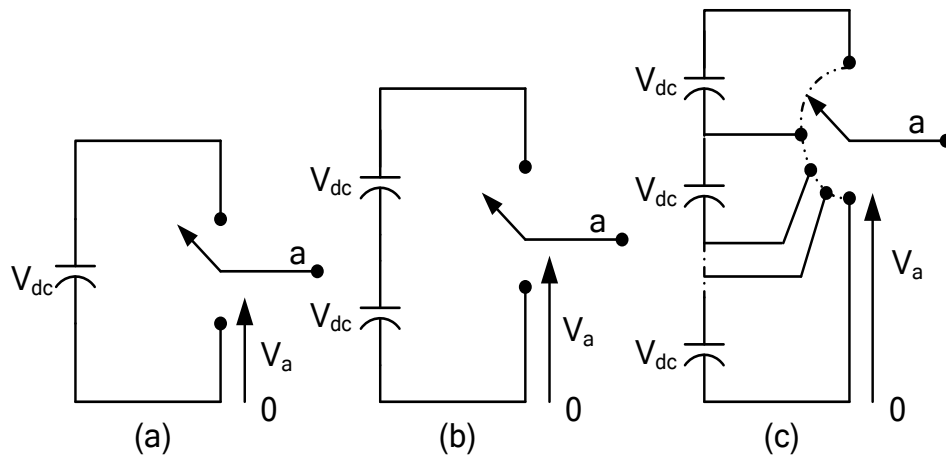
Şekil 3.2. Çok darbeli evirici yapısı [54]

İki seviyeli eviriciler ise çok çeşitli PWM yöntemleri kullanılarak denetlenirler. Şekil 3.1'den görüldüğü gibi bu eviriciler $+V_{dc}$ ve $-V_{dc}$ olmak üzere sadece iki farklı çıkış gerilimi verebilirler [55]. Nitekim ülkemizde gerçekleştirilen iki projede [9,10] iki seviyeli eviriciler kullanılmıştır. Ancak bu eviricilerin çıkış akımı ve gerilimi harmonik bozulmalarının kabul edilebilir seviyelerde olmaları için yüksek anahtarlama frekansı kullanmaları veya evirici çıkışı için uygun pasif filtre tasarımı gerekmektedir. Dolayısıyla anahtarlama güç kayıpları dikkate alındığında 2 seviyeli eviriciler [44]'te de belirtildiği gibi dezavantajlıdır. Ayrıca bu eviriciler anma değerlerinde ki sınırlar nedeniyle yüksek güç uygulamalarında anahtarların seri bağlanmasını gerektirir. Bu dezavantajlardan dolayı son yıllarda evirici tabanlı FACTS ve özel güç cihazlarının uygulamalarında çok seviyeli eviriciler kullanılmaktadır [45].

3.2. Çok Seviyeli Evirici Yapıları

İki seviyeli eviricilerle karşılaştırıldıklarında çok seviyeli eviriciler, çıkış akım ve gerilimlerinin harmonik bozulmalarının daha az olması ve seviye sayısının artırılıp doğrudan şebekeye bağlanabilme gibi avantajları sebebiyle günümüzde birçok farklı

orta veya yüksek gerilim uygulamalarında kullanılmaktadır. Bu eviriciler D-STATKOM uygulamalarında da dikkati çeken bir uygulama alanı bulmuştur [45]. Şekil 3.3'te görüldüğü gibi çok seviyeli eviriciler, girişlerine uygulanan DA bara geriliminin birkaç seviyesinden anahtarlama yoluyla çıkışta harmonik içeriği daha iyi olan sinüzoidal dalga şekline benzeyen bir basamaklı dalga şekli oluştururlar. Bu eviricilerde en düşük seviye sayısı üçtür. Eviricinin seviye sayısı arttıkça çıkış akım ve geriliminin harmonik içeriği iyileşmektedir. Ancak seviye sayısının artması eviricinin denetimini zorlaştırmaktadır [45].



Şekil 3.3. (a) iki seviyeli (b) Üç seviyeli (c) n seviyeli eviriciye ilişkin bir faz bacağı devresi [45]

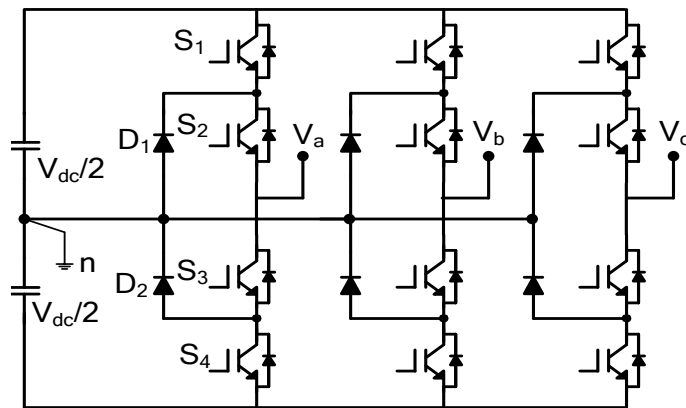
Literatürde birçok evirici topolojisi mevcuttur [55]. Burada sadece D-STATKOM'da kullanılan evirici yapıları incelenmiştir. Bu evirici yapıları 4 tanedir [45]. Bunlar;

1. Diyot kenetlemeli evirici
2. Kapasitör kenetlemeli evirici
3. Çok seviyeli kaskat evirici
4. Modüler çok seviyeli kaskat evirici

şeklindedir.

3.2.1. Diyot kenetlemeli evirici (DKE)

Bu evirici yapısı aynı zamanda nötr nokta kenetlemeli evirici ismi ile de bilinir [45]. 1980’de Nabae [56] tarafından geliştirilen DKE eviricide seri bağlı kapasiteler kullanılarak DA iletim yolunda, farklı gerilim seviyeleri elde edilir [57]. Şekil 3.4’ten görüldüğü gibi DA bara kapasitörleri üç faz içinde ortaktır. Bu eviricide, faz gerilimini n seviyeli yapmak için DA bara üzerinde n-1 adet kapasitöre ihtiyaç duyulmaktadır [45,57]. Anahtarlama durumuna göre eviricinin çıkış faz nötr gerilimi $-V_{dc}/2$, 0, $V_{dc}/2$ şeklinde 3 seviyeli olmaktadır [58]. Şekil 3.4’te bir faz bacağı dikkate alınırsa faz nötr gerilimi (V_{an}) için 3 anahtarlama durumu vardır. Buna göre $V_{dc}/2$ değerinde bir çıkış geriliminin oluşması için Şekil 3.4’te verilen S_1 ve S_2 anahtar çifti iletime alınır. Benzer olarak $-V_{dc}/2$ değerinde bir gerilim oluşturmak için ise S_3 ve S_4 anahtarları iletime alınır. S_2 ve S_3 anahtarları iletime alındığında ise faz nötr gerilimi 0 olarak elde edilir [58]. Böylece 3 seviyeli bir çıkış gerilimi elde edilir. Burada kenetleme diyotları D_1 ve D_2 , anahtar gerilimini DA bara kapasitörleri üzerindeki gerilime kenetleyerek DA geriliminin yarısına ayarlamaktadır [45,57,58]. Bazı dezavantajları şunlardır; Kenetleme için birçok diyot gerektirir, bu diyotlar fiziksel tasarımı güçleştirir ve kaçak endüktans artışı meydana getirir [59].



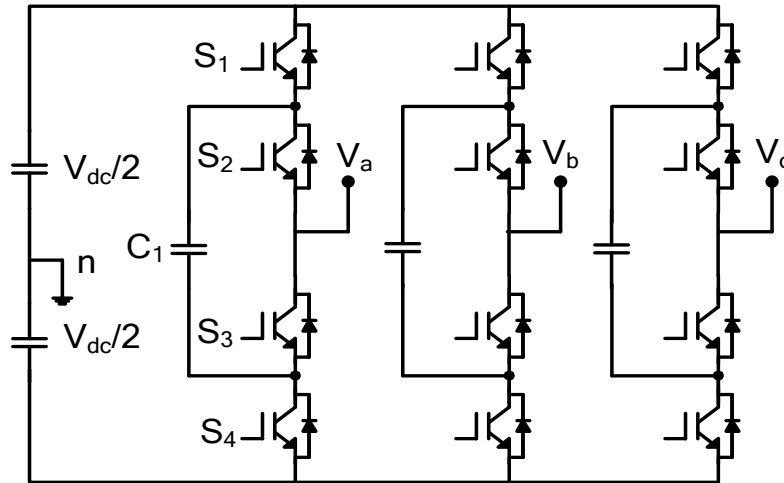
Şekil 3.4. Üç fazlı 3 seviyeli diyot kenetlemeli evirici

3.2.2. Kapasitör kenetlemeli evirici (KKE)

Bu evirici topolojisi diyot kenetlemeli eviricilere önemli bir alternatif olarak ortaya atılmıştır. KKE’nin en önemli avantajı, DKE’deki kenetleme diyotlarının olmayışıdır [57]. Şekil 3.5’te 3 seviyeli bir KKE yapısı görülmektedir. Burada DA tarafındaki

kapasitörler basamaklı bir yapı oluşturmaktadır. Bu eviricilerde n seviyeli çıkış gerilimini elde etmek için DA bölümde $n-1$ ve her bir faz için $(n-1)(n-2)/2$ sayısınca yardımcı kapasitör (kenetleme kapasitörü) kullanılmaktadır [57]. Bu nedenle KKE, DKE'ye göre boyutu daha büyük ve maliyeti daha yüksektir [45,58-60].

Bu topolojideki tüm kapasitörler aynı gerilim değerine sahip olmakla birlikte, faz bacaklarındaki kenetleme kapasitörleri birbirinden bağımsızdır [45,57]. Şekil 3.5'te A fazı dikkate alındığında S_1 ve S_3 iletimdeyken C_1 kapasitörü şarj olmakta, S_2 ve S_4 iletimdeyken ise deşarj olmaktadır [45,60,61]. Bu yapının avantajı kenetleme kapasitörlerinin geriliminin otomatik olarak dengede olmasıdır. Dezavantaj olarakta; kenetleme için çok kapasitör gerektirmesi ifade edilebilir [59].

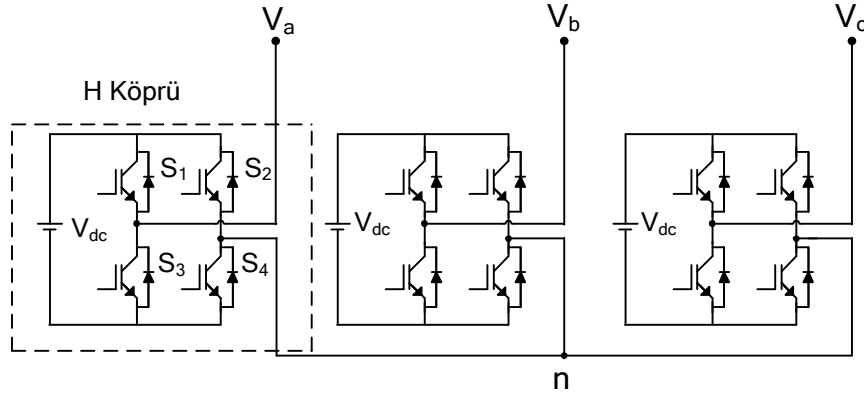


Şekil 3.5. Üç fazlı 3 seviyeli kapasitör kenetlemeli evirici

3.2.3. Çok seviyeli kaskat evirici

Tek fazlı tam köprü (H-köprü) eviricilerin seri bağlanması ile oluşturulan kaskat evirici, kenetleme için kapasitör veya diyot gerektirmediği için yukarıda ifade edilen iki evirici topolojisinden daha basit bir yapıya sahiptir. Şekil 3.6'da görülen bu topolojide tek fazlı köprü eviricilerin eklenmesi veya çıkarılması ile eviricinin çıkış gerilim düzeyi değiştirilebilmektedir [57,62]. Bu eviricinin dezavantajı çıkış gerilimlerini elde etmek için birbiri ile izolasyonlu DA kaynaklarına gerek duymasındır. Ancak çıkışından DA kaynak gerilimine eşit AA gerilim elde edilmesi bir avantajdır. Bu konfigürasyon son zamanlarında AA güç kaynakları, D-

STATKOM ve ayarlanabilir hız sürücü uygulamalarında oldukça gündemdedir [45]. Şekil 3.6'da A fazı dikkate alındığında aynı anda çapraz olan anahtarlar iletimde diğerleri kesimdedir. Örneğin S_1 ve S_4 iletimdeyken S_2 ve S_3 kesimde ve elde edilen çıkış gerilimi $V_{an}=V_{dc}$ olmaktadır. S_2 ve S_3 iletimdeyken elde edilen çıkış gerilimi $V_{an}=-V_{dc}$ olmaktadır. S_1 - S_2 veya S_3 - S_4 iletimdeyken elde edilen çıkış gerilimi $V_{an}=0$ olmaktadır [45].



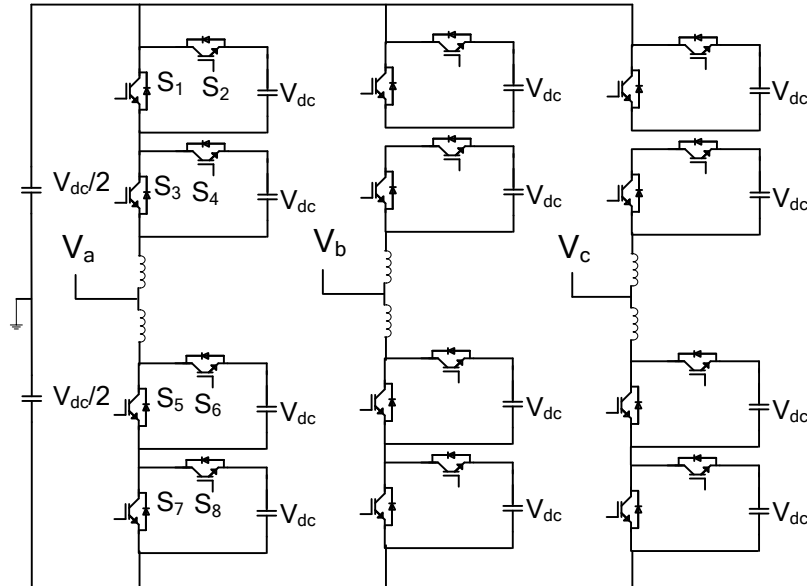
Şekil 3.6. Üç fazlı 3 seviyeli kaskat evirici

3.2.4. Modüler çok seviyeli kaskat evirici (MÇSKE)

2003 yılında Marquardt ve arkadaşları [63] tarafından önerilen ve çok yeni olan bir evirici yapısıdır. D-STATKOM 'da çok yeni uygulama alanı bulan modüler çok seviyeli kaskat evirici ailesi orta veya yüksek gerilim güç dönüştürücü uygulamaları için uygun, en son nesil evirici topolojisi olarak görülmektedir [64]. Modüler çok seviyeli evirici sisteminin geleneksel GKE'ye göre birçok avantajı vardır. ÇSKE'ye göre daha basit bir yapısı vardır. Bu yüzden DA güç iletimi, mikro şebeke, veya yenilenebilir enerji uygulamaları için kullanılabilir. Ancak birçok yeni özellik sunan kendine özgü topolojisi nedeniyle ekstra denetim gereksinimleri ve çok yönlü denetleyiciler gerektirir [65].

Şekil 3.7'de MÇSKE topolojisi görülmektedir [66]. MÇSKE çoklu kaskat bağlı alt modüllerden oluşmaktadır. Alt modüllerin iç yapısı Şekil 3.7'de görüldüğü gibi yarım köprü, tam köprü veya çift kenetlemeli olabilir [67]. AA gerilim ve akım düşük harmoniklidir. Pasif filtre gerektirmez. MÇSKE kol akımları sürekli. Tek bir yarım köprüden elde edilen gerilimler V_{dc} ve 0 'dır. ÇSKE'deki gibi $-V_{dc}$ gerilimi elde edilmez. Şekil 3.7'deki tek bir yarım köprü dikkate alındığında S_1 kesimdeyken elde

edilen gerilim sıfırdır. S_2 iletimdeyken elde edilen gerilim ise V_{dc} şeklindedir. Sıfır gerilimi durumunda yük akımının yönüne göre kapasitörler şarj veya deşarj olur. Dolayısıyla hafif bir dengesizlik ortaya çıkar [65]. Kollarda bulunan endüktanslar dengeleme işlemi sırasında dolaşan akımlara bir yol sağlar ve akımları sınırlar. DGM taşıyıcı frekansı düşük ve sonuç olarak kayıplar azdır. Bir alt modül kapasitörünün kısa devresinde diğer modüller bundan az etkilenir ve sistem hızlı bir şekilde toparlanır. Orta ve yüksek gerilimde şebeke bağlantısı için hat transformatörlerine olan ihtiyacı kaldırır. Modüler yapısı bazı alt modüllerin arızası durumunda geçici olarak tolere edilmesini için fazlalık sağlar [65,66,68].



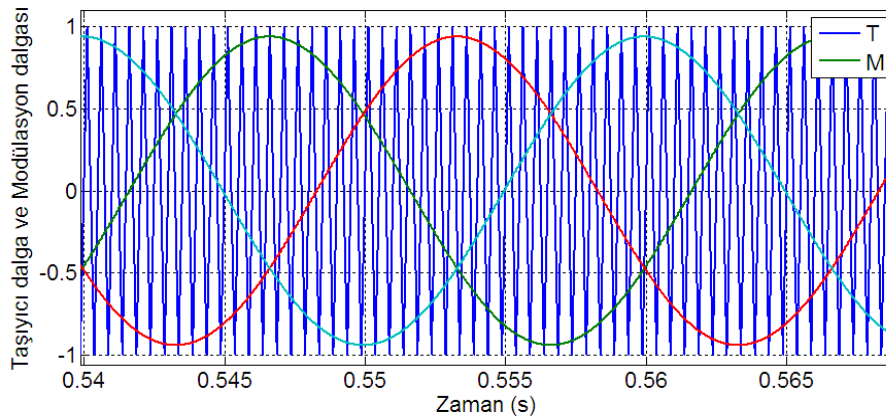
Şekil 3.7. Üç fazlı 3 seviyeli bir MÇSKE topoloji yapısı [66]

3.3. Eviricilerde Kullanılan Denetim Yöntemleri

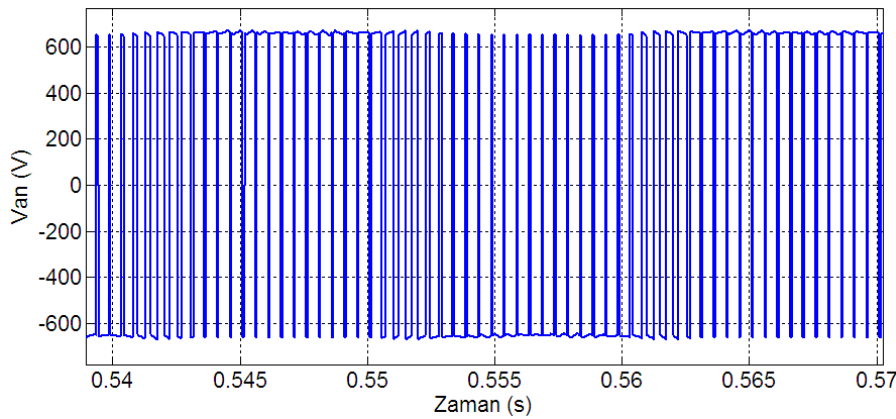
D-STATKOM'da kullanılan eviricilerde anahtarlamaları denetlemek amacıyla darbe genişlik modülasyon (PWM) yöntemleri kullanılır. Evirici çıkış geriliminin genliği ve frekansı PWM ile ayarlanması sağlanır. Burada PWM kullanılmasında amaç dalga biçiminin sinüse yaklaştırılmasıdır. En basit olarak PWM modülasyon dalgalarıyla (denetim işaretleri) yüksek frekanstaki bir taşıyıcı üçgen dalgayı Şekil 3.8'deki gibi karşılaştırarak elde edilir. Bu yönteme sinüzoidal PWM de denir. Bu iki dalganın kesiştiği noktalarda anahtarlama sinyalleri üretilir ve Şekil 3.9'daki gibi çıkış faz gerilimi elde edilir [69].

Burada belirtilmesi gereken önemli noktalar vardır. Denetim sinyalinin frekansı çıkışta elde edilen sinüzoidal dalganın frekansını verir. Taşıyıcı dalganın frekansı ise aynı zamanda eviricinin anahtarlama frekansıdır. Denetim işaretinin genliğinin taşıyıcı dalganın genliğine oranı modülasyon genliği (M_i) olarak ifade edilir. Eviricinin anahtarlama frekansının (f_{sw}) çıkış dalgasının frekansına (f) oranı modülasyon frekansı (M_f) olarak isimlendirilir [69].

PWM yoğun bir araştırma konusudur, farklı modülasyonlar çok çeşitli uygulamalar için önerilmektedir. Uygun bir PWM yöntemi seçimi istenen doğrusalığa, modülasyon aralığına, dalga şekli kalitesine (Harmonik içerik), anahtarlama kayıplarına ve Dijital Sinyal İşlemcilerde (DSP) kolay numerik uygulamaya bağlıdır. Sürekli PWM (SPWM, SVPWM vb.) ve Süreksiz PWM (DPWM) yaygın olarak kullanılan modülasyon yöntemleridir [70].



Şekil 3.8. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)



Şekil 3.9. İki seviyeli evirici çıkış faz gerilimi ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)

PWM yöntemlerini kullanılan anahtarlama frekanslarına (Düşük ve yüksek oluşuna göre) [45,58,71] veya anahtarlama karakteristiklerine [72] göre sınıflandırmak mümkündür. Bu tez çalışmasında ikinci sınıflandırma kullanılmıştır. Buna göre anahtarlama karakteristikleri açısından PWM yöntemleri ikiye ayrılır, bunlar;

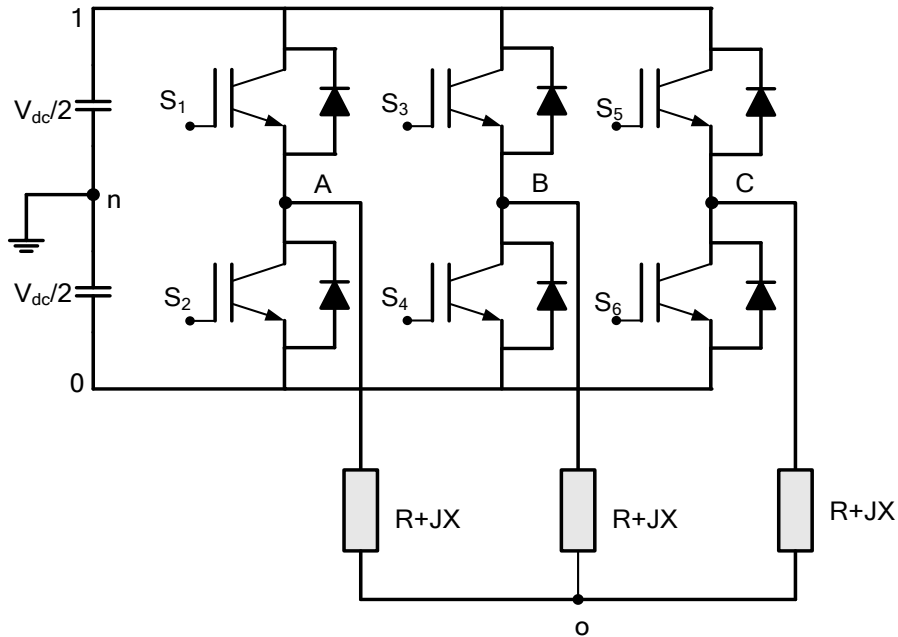
1. Sürekli PWM (CPWM, Continuous PWM) yöntemleri,
2. Süreksiz PWM (DPWM, Discontinuous PWM) yöntemleridir [72].

3.3.1. Sürekli PWM (CPWM) yöntemleri

CPWM yöntemlerinde taşıyıcı sinyalin her bir periyodunda Şekil 3.10'da görülen evirici bacalarının her bir çıkışı pozitif veya negatif DA arasında baraya anahtarlanır. Dolayısıyla her bir taşıyıcı periyodunda üçgen dalga ve modülasyon dalgaları kesişir. Bu nedenle bu yöntemler sürekli PWM olarak ifade edilirler [72]. Bu tezde bu yöntemlerden SPWM ve SVPWM incelenmiştir.

3.3.1.1. Sinüzoidal PWM

SPWM yöntemi kare dalga içerisindeki harmonikleri elimine eden en eski yöntemlerden biridir. Bu yöntemde, taşıyıcı sinyaller ile modülasyon sinyali karşılaştırılarak evirici anahtarları için PWM sinyalleri üretilir [45,58].

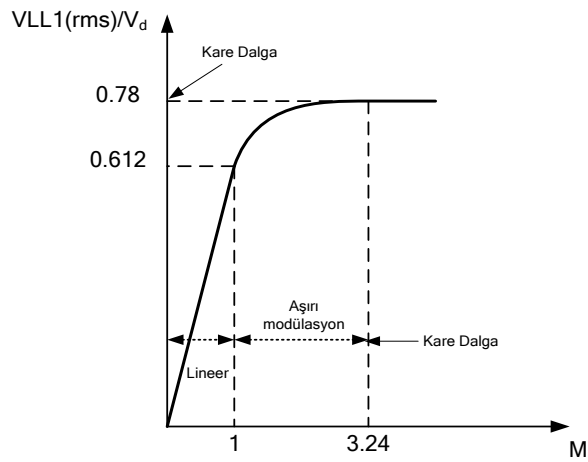


Şekil 3.10. Temel 2 seviyeli GKE

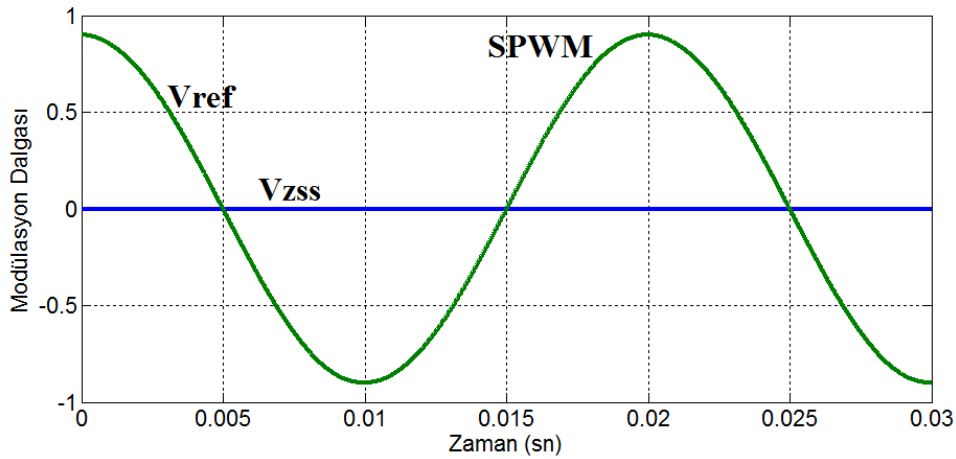
Uygulanması kolay olduğu için GKE teknolojisinin başlangıç dönemlerinde geniş bir kullanım alanı bulan SPWM yöntemi diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında gerilim kullanım düzeyi (Voltage utilization level) açısından zayıf bir yöntemdir [74]. Gerilim kullanımının göstergelerinden biri modülasyon indeksidir. Modülasyon indeksi (3.1) denkleminde görüldüğü gibi eviricinin faz nötr çıkış gerilimi (V_{1m}) temel bileşenin altı adım gerilimine oranı ($V_{1m6step}=2V_{dc}/\pi$) olarak ifade edilir [73,74]. (3.2) denkleminde verilen birbirinden 120° faz farklı üç faz referans sinyalleri Şekil 3.8’de yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır. Burada V_{1m}^* eviricinin referans faz nötr gerilimi ve w açısal frekanstır [73]. Şekil 3.11’de M_i ’nin fonksiyonu olarak temel frekans fazlar arası gerilimi V_{LL1} ’in rms değerinin değişimi verilmiştir [69]. Buna göre SPWM yöntemi lineer bölgede eviricinin oluşturabileceği maksimum kare dalga durumunun en fazla %78.5’i kadar bir çıkış gerilimi verebilir [69,74,75]. SPWM, $0 < M_i < 1$ aralığında lineerdir. Yani bu aralıkta temel frekans gerilimi M_i ile doğrusal olarak değişir [69]. SPWM’in doğrusallığı referans gerilimlere sıfır dizi sinyali (3. Harmonik) eklenerek artırılabilir [73,74]. Şekil 3.12’de SPWM yöntemi sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) gösterilmektedir.

$$M_i = \frac{V_{1m}}{V_{1m6step}} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} V_a^* &= V_{1m}^* \cos(\omega t) \\ V_b^* &= V_{1m}^* \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ V_c^* &= V_{1m}^* \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.2)$$



Şekil 3.11. M_i ’nin fonksiyonu olarak temel frekans fazlar arası gerilimi V_{LL1} ’in rms değeri ($M_f=15$ için) [69]



Şekil 3.12. SPWM yöntemi ve sıfır dizi sinyali ($M_f=0.9$)

Çok seviyeli GKE'lerde SPWM yöntemi, referans gerilim sinyalleri aynı kalmak şartı ile taşıyıcı sinyallerin sayısı ve fazları değiştirilerek uygulanır. Taşıyıcı sinyallerin sayısını eviricinin seviye sayısı belirler. Örneğin n seviye sayısı olmak üzere, üç seviyeli bir evirici için (n-1) iki taşıyıcı sinyal gerekir [45,58]. Taşıyıcı işaretlerin dağılımı için sıklıkla kullanılan üç farklı yöntem vardır. Bunlar;

- Taşıyıcı işaretler aynı fazdadır (IPD, In Phase Disposition).
- Sıfır referansının üstünde veya altında olan taşıyıcılar arasında 180° faz farkı vardır (POD, Phase Opposite Disposition).
- Ardışık her taşıyıcı işaret arasında 180° faz farkı vardır (APOD, Alternative Phase Opposition Disposition)

şeklinde [45,58,76].

3.3.1.2. Uzay vektör PWM (SVPWM)

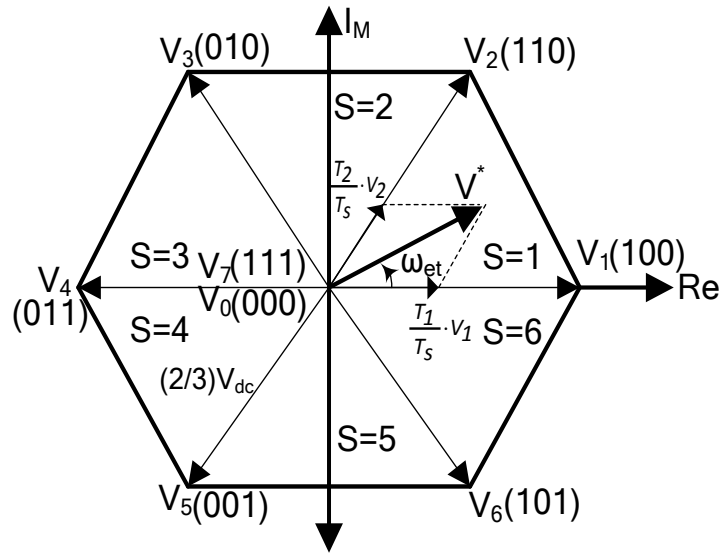
PWM yöntemleri iki şekilde uygulanabilir, bunlardan birincisi üçgen kesişme tekniği (örneğin SPWM) ve ikincisi direkt sayısal tekniktir. Direkt sayısal teknikte evirici anahtarlamalarının görev periyodunu hesaplamak için uzay vektör kavramı kullanılır [73,74]. AA makinelerinin analizinde kullanılan uzay vektör kavramından yararlanılarak, uzay vektör PWM başlangıçta üç fazlı eviriciler için darbe genişlik modülasyonuna bir vektör yaklaşımı olarak geliştirilmiştir [45]. Bu yöntem SPWM

yöntemine göre evirici çıkışında daha düşük harmonik içerikli ve fazlar arası daha yüksek gerilim elde etmeye imkân sağlar [45,75]. SVPWM yöntemi, kartezyen koordinat sistemindeki evirici geriliminin, uzay vektör olarak gösterilmesine dayanır [45,75]. Bu yöntemi önemli kılan bazı özellikler aşağıdaki gibi verilebilir [45,75].

- a. Fazlar arası çıkış gerilimi için daha geniş bir lineer modülasyon aralığı sağlar.
- b. Dijital uygulamalarda uygulanması kolaydır.
- c. Anahtarlama kayıpları bu yöntemle azaltılabilir (Anahtarlama süreleri hesaplanır).

SVPWM yöntemi Şekil 3.13 kullanılarak ifade edilebilir [73,74,77,78]. Burada (3.2) denklemindeki üç faz referans gerilimleri (3.3) denkleminde V^* kompleks referans vektörüne dönüştürülür. Burada $W_e t$ oluşan referans gerilim vektörünün açısıdır. (3.3)'teki $a=e^{j(2\pi/3)}$ değerine sahiptir [73,74,77]. Şekil 3.13'teki vektör gösterimi Şekil 3.10'daki iki seviyeli evirici için verilmiştir. İki seviyeli bir eviricide altı sektör bulunmakla birlikte sekiz anahtarlama durumu mevcuttur. Bunlardan altı tanesi (1-6) aktif durum vektörü diğer ikisi ise sıfır durum (0 ve 7) vektörüdür. Sıfır durum vektörlerinde evirici gerilim üretmez. Ayrıca sıfır durum vektörlerinin yerleşiminden ve seçiminden faydalanarak birçok PWM yöntemi geliştirilmiştir [73,77,78].

$$V^* = \frac{2}{3}(V_a^* + a \cdot V_b^* + a^2 V_c^*) = V_{1m}^* \cdot e^{j\omega_e t} \quad (3.3)$$

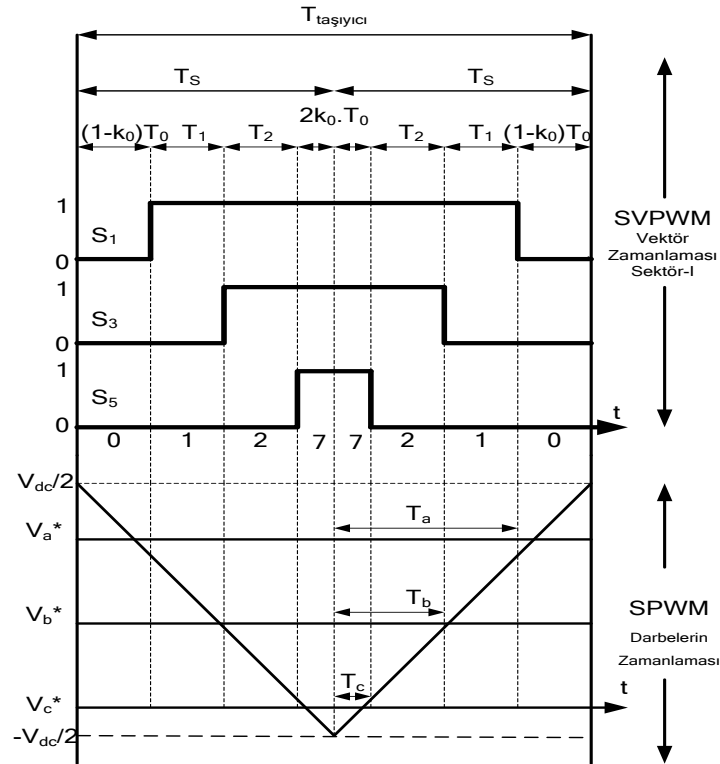


Şekil 3.13. Kompleks düzlemde anahtarlama durum vektörlerinin gösterimi

(3.3) denkleminde V_{1m} birinci sektör gerilim vektörüdür ve ω_{et} açısıyla döner. Evirici durum vektörlerinin zaman uzunlukları (3.4) denkleminde verilmiştir [77,78].

$$\begin{aligned}
 T_a &= k_0 T_0 + T_2 + T_1 \\
 T_b &= k_0 T_0 + T_2 \\
 T_c &= k_0 T_0
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

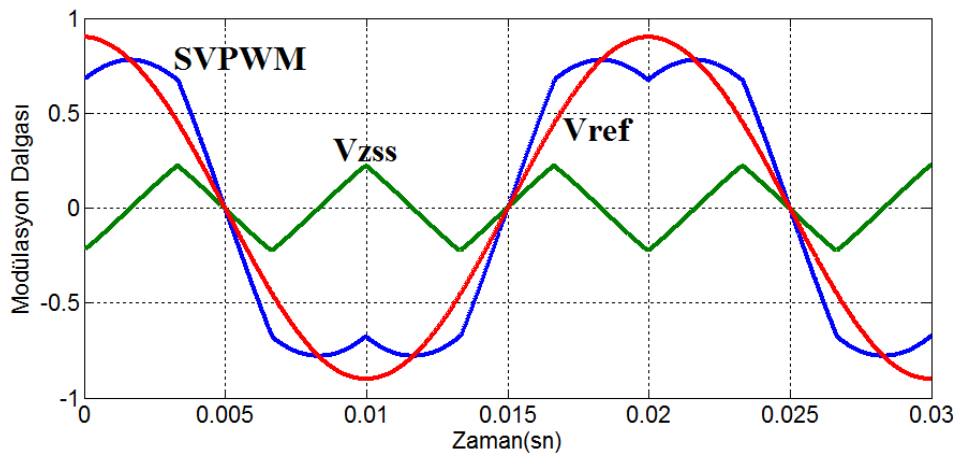
Şekil 3.14 SVPWM (Sektör I için) ve SPWM yöntemlerinde anahtarlama sinyallerinin üretilmesine ilişkin zaman uzunluklarını göstermektedir [78]. (3.4) denkleminde T_a , T_b ve T_c sırasıyla S_1 , S_3 ve S_5 anahtarlarının anahtarlama sinyallerinin zaman süreleri, T_1 , T_2 ve T_0 ise Şekil 3.14'te görülen sırasıyla V_1 , V_2 , V_0 ve V_7 gerilim vektörlerine ilişkin süreleri ifade eder. Buradaki k_0 sıfır vektörlerinin zamanlamasını tanımlayan, $0 \leq k_0 \leq 1$ aralığında bir faktördür. SVPWM modülasyon sinyalleri, (3.5) denkleminde göre üç faz referans gerilimlere bir sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) eklenerek elde edilebilir. Buradaki V_{ZSS} sinyali (3.6)'daki gibi tanımlanır [78].



Şekil 3.14. SVPWM ve SPWM'e göre sırasıyla uzay vektörleri ve anahtarlama darbe zamanları

$$V_{abc}^{**} = V_{abc}^* + V_{ZSS} \quad (3.5)$$

$$V_{ZSS} = -[(1-2k_0) - k_0V_a^* + (1-k_0)V_c^*] \quad (3.6)$$



Şekil 3.15. SVPWM modülasyon dalgası, referans gerilim ve sıfır dizi sinyali ($M_i=0.9$)

Şekil 3.15'te üç faz gerilimlere sıfır dizi sinyalinin eklenmesiyle SVPWM modülasyon dalgaları elde edilir. SVPWM yöntemi SPWM'e göre gerilim doğrusalığının artması, dalga şekli kalitesi gibi üstün performans karakteristikleri

sunar. Bu yöntemde gerilim kullanım düzeyi SPWM'e göre %15 daha fazladır. Bu, modülasyon indeksinin en büyük değerinin 1.155 olduğunu ifade eder [78].

3.3.2. Süreksiz PWM yöntemleri (DPWM)

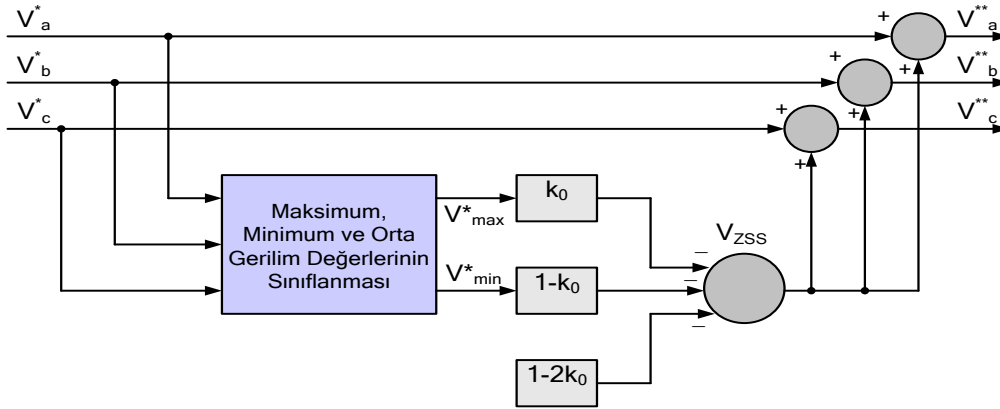
Süreksiz PWM 1977'de Depenbrock [79] tarafından geliştirilen bir modülasyon yöntemidir. Teorik olarak DPWM şemaları, sürekli modülasyon şemalarıyla karşılaştırıldıklarında anahtarlama kayıplarında ortalama %33 oranında bir azalma sağlanır veya alternatif olarak anahtarlama frekansının %33 oranında bir artışına izin verirler. Daha fazlası DPWM özel yapım donanım gerektiren yumuşak anahtarlama eviricilerden farklı olarak GKE'lere kolay bir şekilde uygulanabilir. Süreksiz modülasyonda Şekil 3.10'da görülen 3 faz eviricide her anahtarlama periyodunda sadece iki faz modüle olurken üçüncü faz ise pozitif veya negatif ($V_{dc}/2$) DA gerilimlere kenetlenir. Bu nedenle kenetlenen fazın anahtarlama kayıpları yoktur ve içinden en yüksek akımın geçmesi tercih edilir [70].

DPWM yöntemleri taşıyıcı temelli PWM yöntemleridir [74]. Modülasyon dalgalarının oluşturulmasında sıfır dizi sinyali kullanılır. Bir önceki bölümde ifade edildiği gibi referans gerilim sinyallerine sıfır dizi sinyalinin eklenmesi, elde edilen PWM yönteminin gerilim doğrusallığını (gerilimi kullanma düzeyini), harmonik içeriğini ve anahtarlama kayıplarını ciddi bir biçimde etkiler [73]. Bu, uzay vektör yaklaşımında sıfır vektörlerinin yerleşimi ile eşdeğer bir etki yapar [77]. Uygun bir sıfır dizi sinyalinin eklenmesi evirici performansını SPWM'e göre artırır. Teorik olarak sonsuz sayıda sıfır dizi sinyali seçilebilir. Sıfır dizinin eklenmesi eş zamanlı olarak üç faz referanslarını taşıyıcıya göre dikey doğrultuda kaydırır [73]. DPWM yöntemlerinde sıfır dizi sinyalinin üç faz referans gerilimlere eklenmesi ile Şekil 3.10'daki evirici dikkate alındığında iki sıfır vektöründen biri elimine edilmiş olur. Dolayısıyla sıfır vektörlerinin elimine olması ve yerleşimine göre çeşitli DPWM yöntemleri geliştirilmiştir [73,74,77,78]. (3.7) denklemi kullanılarak k_0 faktörünün değişimine göre farklı sıfır dizi sinyalleri ve bu sinyaller (3.5) denkleminde üç faz referanslara eklendiğinde farklı DPWM yöntemleri elde edilebilir [78]. DPWM yöntemlerinin elde edilmesine ilişkin blok şema Şekil 3.16'da verilmiştir [78].

$$V_{ZSS} = -[(1 - 2k_0) - k_0V_{\max}^* + (1 - k_0)V_{\min}^*] \quad (3.7)$$

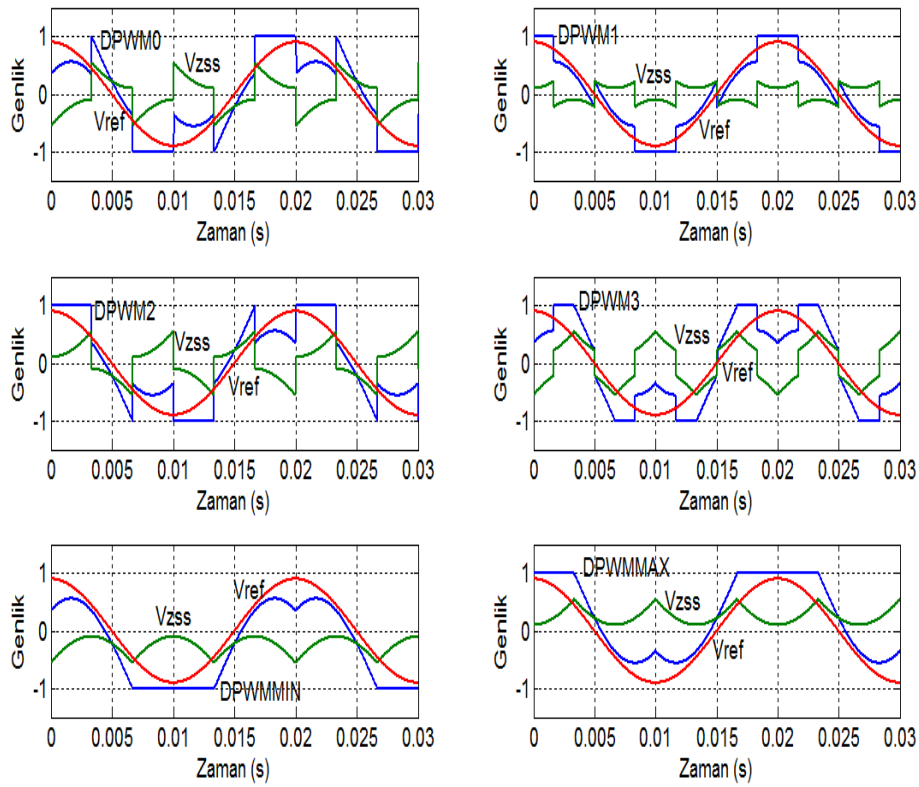
$$V_{ZSS} = -0.5(V_{\max}^* + V_{\min}^*) = 0.5V_{\text{mid}}^* (k_0 = 0.5) \quad (3.8)$$

(3.7) denkleminde yer alan V_{\max}^* , V_{\min}^* giriş referans gerilimlerin sırasıyla maksimum ve minimum değerleri, (3.8)'de ki V_{mid}^* ise giriş referans gerilimlerin orta değeridir [78]. (3.8) denkleminde $k_0=0.5$ değeri ile SVPWM yönteminin sıfır dizi sinyali elde edilir [78]. Şekil 3.16'da yer alan V^{**} a elde edilen modülasyon dalgasını ifade etmektedir. Şekil 3.16 kullanılarak Şekil 3.17'de elde edilen çeşitli DPWM yöntemleri verilmiştir.



Şekil 3.16. DPWM yöntemlerinin modülasyon dalgalarının elde edilmesi [78]

Şekil 3.17'de yaygın olarak kullanılan birçok süreksiz PWM yöntemi ve bunların sıfır dizi sinyaline yer verilmiştir. Burada DPWM1 her bir kenetlenen bölgenin merkezinde referans gerilimin tepe değerine hizalanmıştır. Bu DPWM1'i birlik güç faktörü uygulamaları için çok uygun kılar. DPWM0 ve DPWM2 ise 30 derece ileri ve geri güç faktörlerine sahip sistemlerde etkilidir. DPWM3 ise bozulmuş optimize etme modülasyonu olup DPWM0 ve DPWM2 gibi reaktif güç kompanzasyonu için kullanılabilir. Bunların dışında DPWMMIN ve DPWMMAX şemaları da Şekil 3.17'de verilmektedir. Ancak bu iki yöntemin endüstride kullanımı, yarı iletkenlerde eşit olmayan bir stress yarattığı için sınırlıdır [70].



Şekil 3.17. DPWM modülasyon şemaları ve sıfır dizi sinyalleri ($M_f=0.9$)

DPWM birim güç faktörlü arayüz uygulamaları ve güç faktörü bilinen endüksiyon motor sürücülerini gibi işletme davranışının iyi bilindiği yerlerde başarıyla uygulanmıştır. Burada yük akımı fazı değişikliklerinin sınır değerler içinde olduğu fabrikalar için kenetlenmiş bölge akım tepe değerlerinin çevresinde herhangi anahtarlama olmayacak şekilde yerleştirilebilir. İşletme davranışının tam bilinmediği veya akım yer değiştirmesinin büyük değişime sahip olduğu yerlerde anahtarın en büyük akımda iletme geçmesi için kenetlenme bölgesini yerleştirmesine olanak tanınması amacıyla akımın ölçülmesi gereklidir. Bu prensip Hava ve arkadaşları [74] tarafından kullanılmıştır [70]. Burada minimum anahtarlama kaybını elde etmek için evirici akımının faz açısı hesaplanmış ve kenetleme 60° bir aralık içerisinde otomatik olarak kaydırılmıştır [70]. DPWM, anahtarlama örneklerinin azalma sayısı ve faz akımının tepe noktalarının çevresindeki anahtarlamanın olmaması nedeniyle üç faz için ilk defa iki seviyeli GKE'lerde cihaz eviricinin verimliliğini geliştirmek ve anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılmıştır [80].

DPWM yöntemlerinin incelenmesi ve uygulanması ile ilgili literatürde bugüne kadar birçok araştırma yapılmıştır [70,73,74,77,78,80,81]. Bu yöntemler motor sürücülerinde yıllardır başarı ile uygulanmaktadır [70]. Ancak literatürde DPWM'in D-STATKOM'a uygulandığı veya analizinin yapıldığı herhangi bir çalışmaya rastlanmamıştır.

BÖLÜM 4. DPWM YÖNTEMLERİ VE GÜÇ KAYBI HESAPLAMALARI

Bu bölümde Bölüm 3'te verilen yöntem ile DPWM modülasyon dalgaları elde edilmiştir. Ayrıca DPWM yöntemleri Şekil 3.10'da ki gibi iki seviyeli bir eviriciye MATLAB-Simulink ortamında $M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz, $V_{dc}=400$ V için uygulanarak bir faz bacağı ve DA baranın orta noktası arasındaki gerilim ve modülasyon dalga şekilleri bu bölümde sunulmuştur.

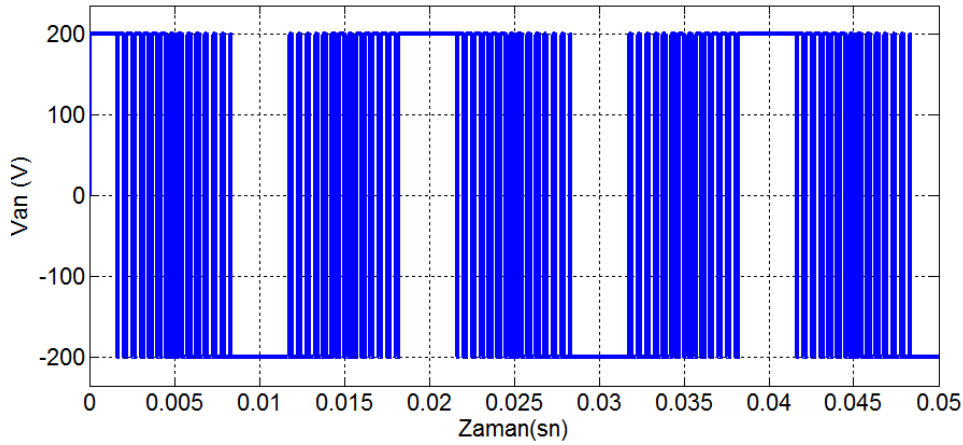
Eviricinin bir faz bacağının DA barasına kenetlenme metoduna süreksiz PWM (DPWM) adı verilir ve sürekli modülasyonda olduğu gibi anahtarlanması sabit olan geleneksel modülasyon yaklaşımlarını kullanan sabit güç cihazlarına göre anahtarlama kayıpları azaltılmıştır. İzin verilebilen anahtarlama kaybı değerinin tanımı; bu DPWM için etkin anahtarlama frekansının artışına izin verir. Böylece yüksek modülasyon indekslerinde şebeke akım harmoniklerinin rms değerinin önemli bir şekilde azalmasına sebep olur. Ek olarak daha yüksek anahtarlama frekansının kullanımı elektromanyetik etkileşimi bastırma nedeniyle yürütülen filtreleme uğraşını azaltır ve sisteminin güç yoğunluğu artar [80].

4.1. DPWM Modülasyon Dalgalarının Elde Edilmesi

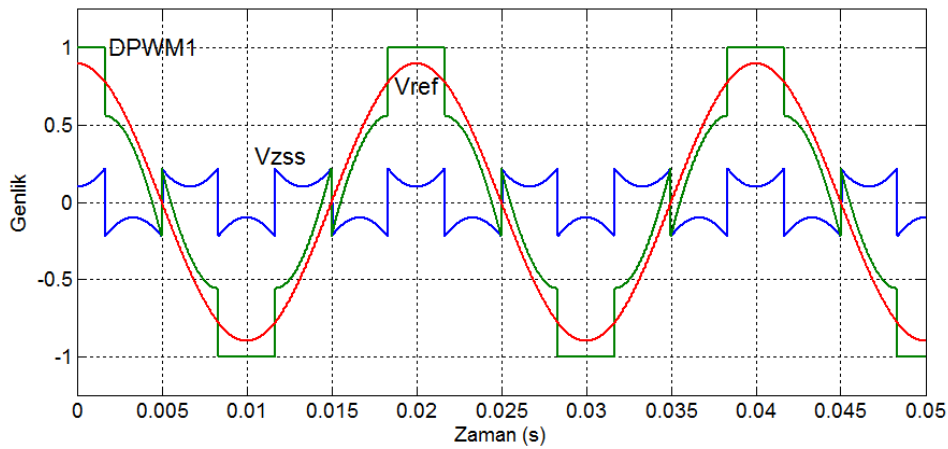
4.1.1. 60° ve 30° Süreksiz modülasyon: DPWM0-DPWM1-DPWM2-DPWM3

60° iletimli olan süreksiz modülasyonun temel prensibi ilk defa 1977'de Depenbrock [79] tarafından ortaya atılmıştır. Son yıllarda SVPWM yönteminin geniş bir uygulama alanı bulmasından sonra evirici çıkış gerilim vektörlerinin uygun bir şekilde sıralanmasıyla kolayca gerçekleştirilmiştir. Geliştirilmiş bir süreksiz modülasyon stratejisi olan 60° iletimli süreksiz modülasyon doğası gereği temel frekans çevriminin 60° olan ardışık sektörleri için alternatifli olarak sıfır vektörlerini

elimine ederek uzay vektörlerini yerleştirir ve anahtarlama kayıplarını dengeler [82]. Bu düzenlemede her bir faz bacağı sadece 60° bir zaman için modüle olmaz ve alternatifli olarak DA kaynağının pozitif veya negatif ucuna anahtarlanır. Anahtarlanan gerilimler simetriktir. Şekil 4.1’de çıkış gerilimi gösterilen bu süreksiz modülasyon DPWM1 olarak bilinir. Birlik güç faktörü uygulamaları açısından anahtarlama kayıplarının azaltılması için çok uygun bir yöntemdir. Çünkü Şekil 4.2’deki modülasyon dalgasından da anlaşılacağı üzere gerilimlerin tepe noktalarında kenetlenme olur ve bu nedenle rezistif yüklerde akım gerilimi izleyeceği için akımın maksimum olduğu noktada kenetlenme olur. Bu anahtarlama kayıplarının ciddi bir biçimde azalması anlamına gelir [82].

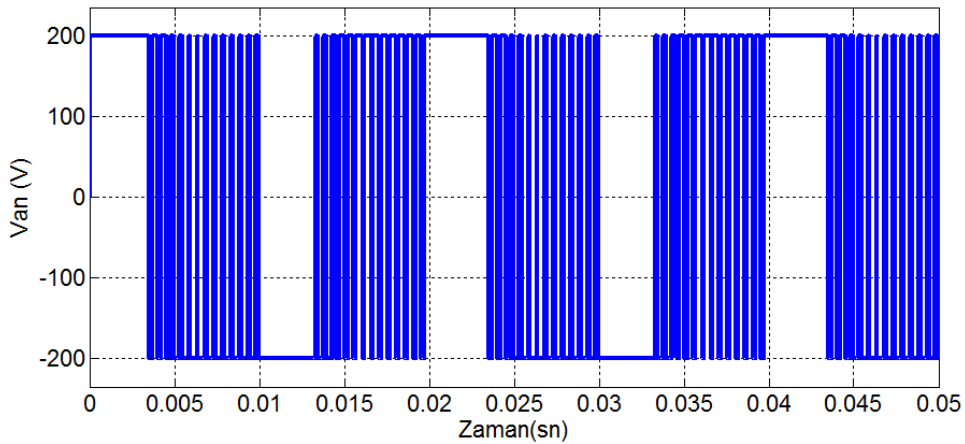


Şekil 4.1. DPWM1 yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)

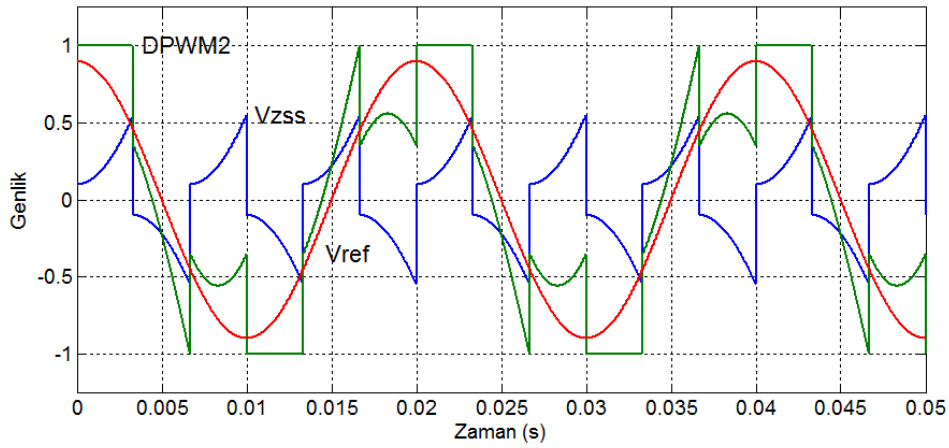


Şekil 4.2. DPWM1 yöntemine ilişkin referans sinyali (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{ZSS}) ve modülasyon dalgası (DPWM1), ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)

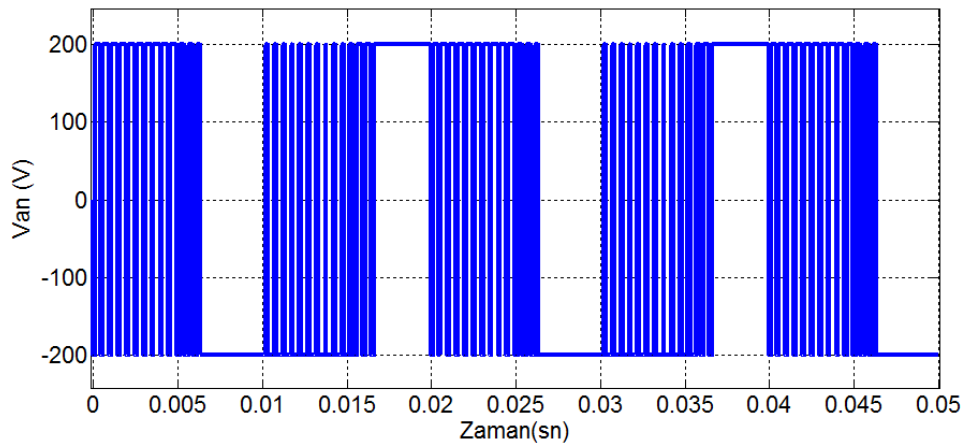
Geri güç faktörlü uygulamalarda anahtarlanmayan periyodu yük akımının güç faktörüne göre maksimum 30° geri bırakmak daha uygundur. Şekil 4.3’de çıkış gerilimi gösterilen bu modülasyon stratejisi DPWM2 olarak bilinir. Şekil 4.4’te ise bu yöneme ilişkin modülasyon dalgası ve sıfır dizi sinyali görünmektedir. İleri güç faktörlü uygulamalarda anahtarlanmayan periyodu yük akımının güç faktörüne göre maksimum 30° ileri almak daha uygundur. Şekil 4.5’te çıkış gerilimi gösterilen bu modülasyon stratejisi DPWM0 olarak bilinir. Şekil 4.6’da ise bu yöneme ilişkin modülasyon dalgası ve sıfır dizi sinyali görülmektedir. Ancak bu son iki yöntem gerilimlerde bir asimetri oluşturur. Son olarak sıfır vektörlerini elimine etmek için her bir 60° içinde faz bacalarını zıt DA uçlara kenetleyen süreksiz modülasyon yöntemi DPWM3 olarak bilinir. Bu yöntemin çıkış gerilimi Şekil 4.7’te gösterilmiştir. Şekil 4.8’de ise bu yöneme ilişkin modülasyon dalgası ve sıfır dizi sinyali görünmektedir. Aynı zamanda bu yöntem 30° süreksiz modülasyon olarak ta bilinir, çünkü kenetlenen faz bacağına her bir 30° bir değişmesini gerektirir [82].



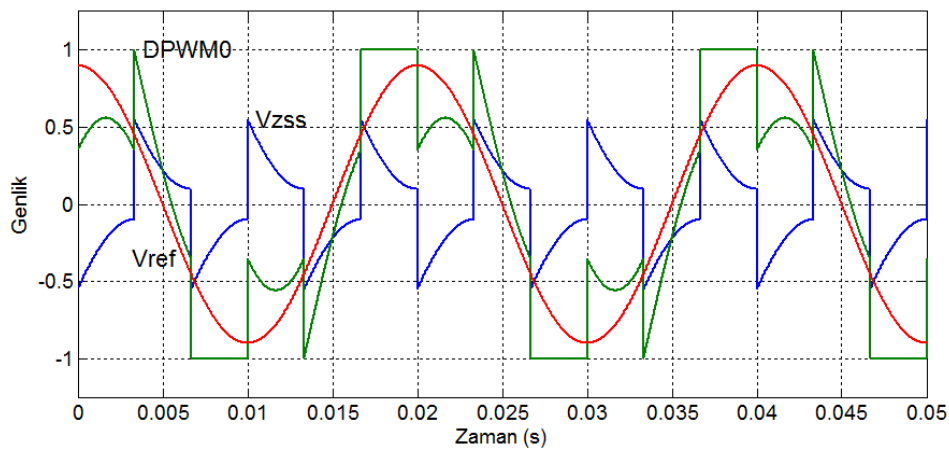
Şekil 4.3. DPWM2 yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)



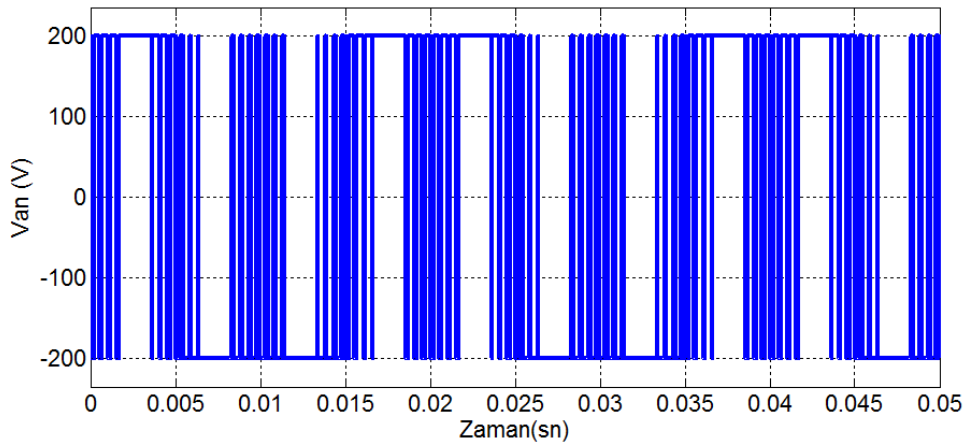
Şekil 4.4. DPWM2 yöntemine ilişkin referans sinyali (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{zss}) ve modülasyon dalgası (DPWM2), ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz)



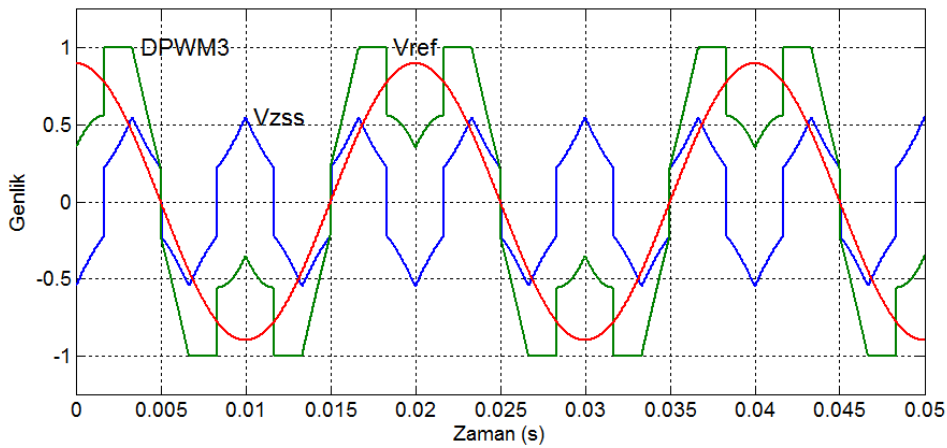
Şekil 4.5. DPWM0 yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz)



Şekil 4.6. DPWM0 yöntemine ilişkin referans sinyali (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{zss}) ve modülasyon dalgası (DPWM0), ($M_i=0.9, f_{sw}=2$ kHz)



Şekil 4.7. DPWM3 yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)

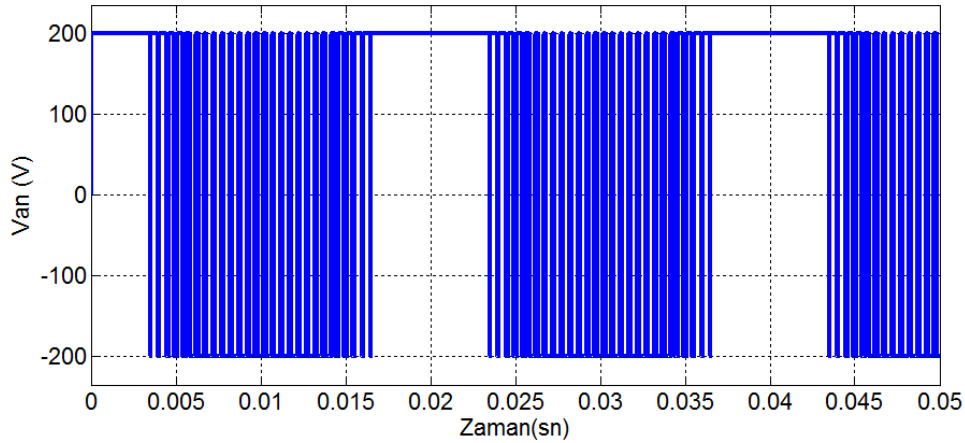


Şekil 4.8. DPWM3 yöntemine ilişkin referans sinyal (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{zss}) ve modülasyon dalgası (DPWM3) ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)

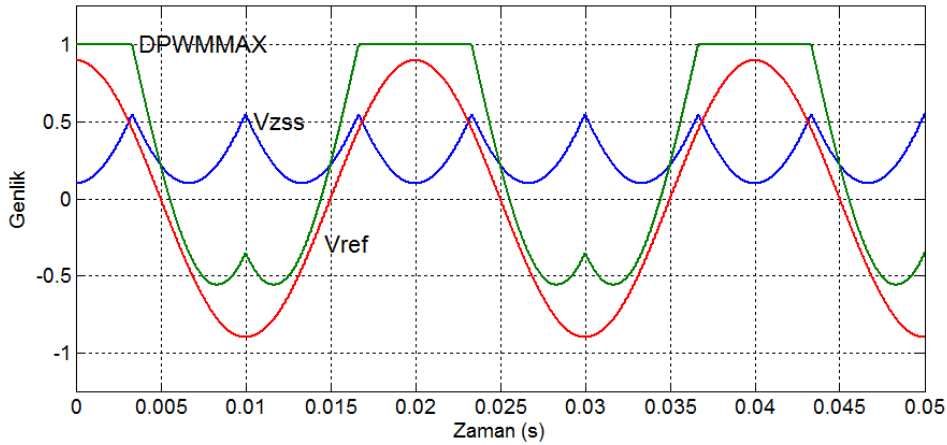
4.1.2. 120° Süreksiz modülasyon: DPWMMIN ve DPWMMAX

Bu yöntemleri gerçekleştirmek için evirici kolları sırayla 120° boyunca DA kaynağının pozitif veya negatif ucuna bağlanır. Böylece her bir kolda temel frekansın 1/3'ünde bu aralıkta anahtarlama olmaz. Eğer evirici kolları 120° boyunca sırasıyla DA kaynağın negatif ucuna bağlanırsa bu modülasyon 120° süreksiz modülasyon olarak isimlendirilir. Bu yöntemde SVPWM' den farklı olarak iki sıfır vektöründen sadece biri kullanılır. DA kaynağının pozitif veya negatif ucuna kenetlenme durumuna göre sıfır vektörlerinden biri elimine edilir [82]. Eğer her bir faz bacağı 120° aralıkla DA kaynağının pozitif ucuna kenetleniyorsa bu süreksiz modülasyon DPWMMAX (Şekil 4.9) olarak, DA kaynağının negatif ucuna kenetleniyorsa bu

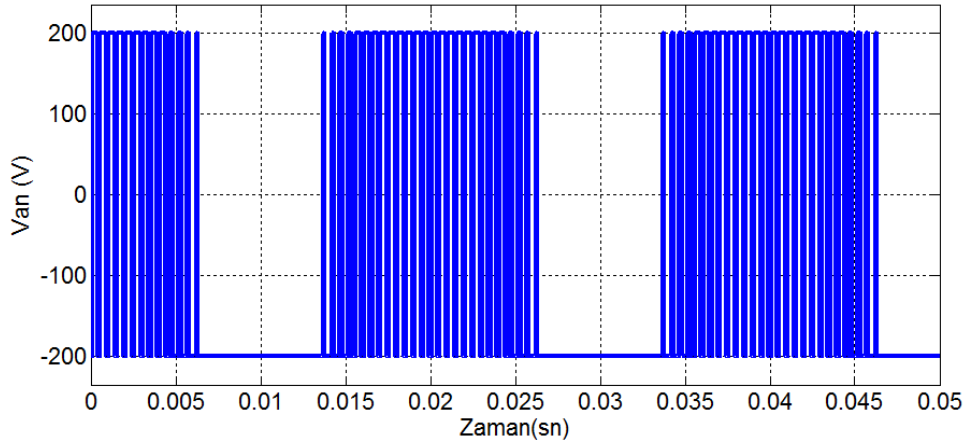
sürekli modülasyon DPWMMIN (Şekil 4.11) olarak isimlendirilir [82-83]. Şekil 4.10 ve Şekil 4.12’de bu yöntemlere ilişkin modülasyon dalgaları verilmiştir. Bu yöntemin dezavantajı kenetlenen fazın yarı iletkenlerinin eşit olmayan bir strese maruz kalmasıdır. Kenetlenen her bir faz bacağındaki anahtarların birinde iletim kayıpları fazla iken diğerinde azdır. İkinci dezavantajı ise sürekli modülasyona göre harmonik performansı standartların altındadır [82-85].



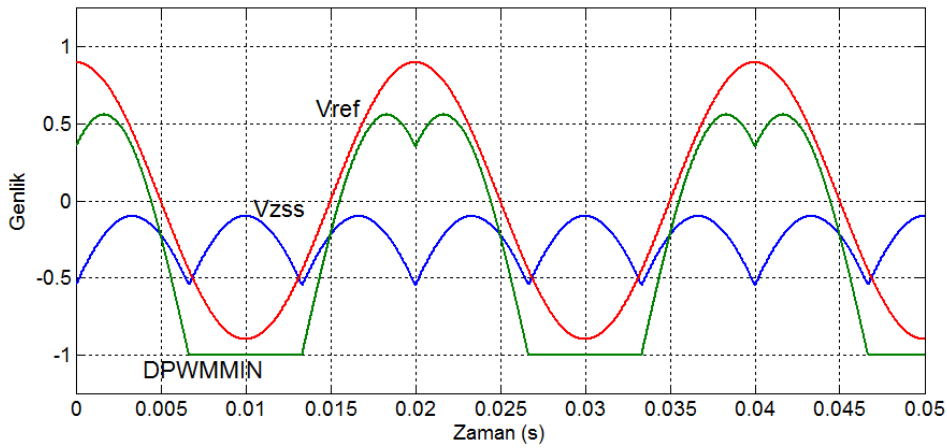
Şekil 4.9. DPWMMAX yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)



Şekil 4.10. DPWMMAX yöntemine ilişkin referans sinyali (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{zss}) ve modülasyon dalgası (DPWMMAX) ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)



Şekil 4.11. DPWMMIN yönteminde evirici a faz bacağı ile DA bara arasındaki gerilim ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)



Şekil 4.12. DPWMMIN yöntemine ilişkin referans sinyal (V_{ref}), sıfır dizi sinyali (V_{zss}) ve modülasyon dalgası (DPWMMIN) ($M_i=0.9$, $f_{sw}=2$ kHz)

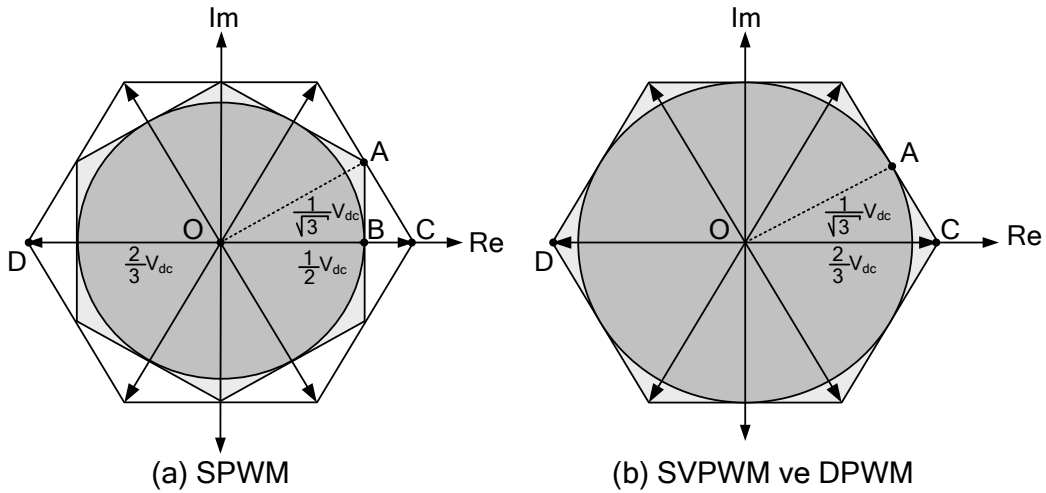
4.2. Sürekli ve Süreksiz PWM Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Sürekli ve süreksiz PWM yöntemleri arasındaki en önemli farklılıklardan bir tanesi gerilim doğrusallık aralığıdır [86]. Bölüm 3'te PWM yöntemlerinin gerilim doğrusallık aralığı, yani gerilim kullanım düzeyi ile ilgili konulara kısaca değinilmişti. Şekil 4.13'te PWM yöntemlerine göre gerilim doğrusallık sınırlarının vektör gösterimi verilmiştir. Şekil 4.13 (a) ve (b)'de gösterilen altıgenlerin içindeki açık gri bölgeler taşıyıcı periyot başına gerilim doğrusallık bölgelerini, koyu gri bölgeler ise temel periyot başına gerilim doğrusallık bölgelerini tanımlar [86]. Burada en dışta yer alan iki altıgende eşdeğerdir. Şekil 4.13 (a) SPWM yönteminin gerilim doğrusallık bölgelerini gösterir. Burada SPWM yöntemi ile elde edilebilecek

en büyük referans gerilim vektörü değeri içteki altıgenin içine çizilebilecek en büyük dairenin yarıçapı olan OB $((1/2)V_{dc})$ uzunluğudur. Şekil 4.13 (b) SVPWM ve DPWM yöntemlerinin gerilim doğrusallık bölgelerini gösterir. Burada SVPWM ve DPWM yöntemleri ile elde edilebilecek en büyük referans gerilim vektörü değeri altıgenin içine çizilebilecek en büyük dairenin yarıçapı olan OA $((1/\sqrt{3})V_{dc})$ uzunluğudur. Şekil 4.13 (a)'da büyük altıgen ve (b)'de ki altıgen $(2/3)V_{dc}$ uzunluğunda olan aktif vektörlerden oluşur. Buna göre yukarıda ifade edilen OA ve OB uzunlukları aşağıdaki gibi hesaplanabilir [45].

$$OB = V_{ref-max} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \cdot \cos 30^\circ = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.1)$$

$$OA = V_{ref-max} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos 30^\circ = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (4.2)$$



Şekil 4.13. PWM yöntemlerine göre gerilim doğrusallık sınırlarının vektör gösterimi

(4.2) denkleminde görüldüğü gibi OA uzunluğu OB'den daha büyüktür. Dolayısıyla buradan SVPWM ve DPWM yöntemleri elde edilebilecek evirici çıkış gerilimlerinin SPWM ile elde edilecek olandan daha büyük olduğu sonucu çıkarılır. SPWM ile SVPWM ve DPWM yöntemleri ile evirici çıkışında elde edilebilecek faz-faz gerilim ana harmoniği aşağıdaki gibi hesaplanabilir [45].

$$V_{\max-SPWM} = \sqrt{3}V_{faz-rms} = \sqrt{3}\left(\frac{V_{faz-rms}}{\sqrt{2}}\right) = \sqrt{3}\left(\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}\right) = 0.612V_{dc} \quad (4.3)$$

$$V_{\max-SVPWM-DPWM} = \sqrt{3}V_{faz-rms} = \sqrt{3}\left(\frac{V_{faz-rms}}{\sqrt{2}}\right) = \sqrt{3}\left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\sqrt{2}}\right) = 0.707V_{dc} \quad (4.4)$$

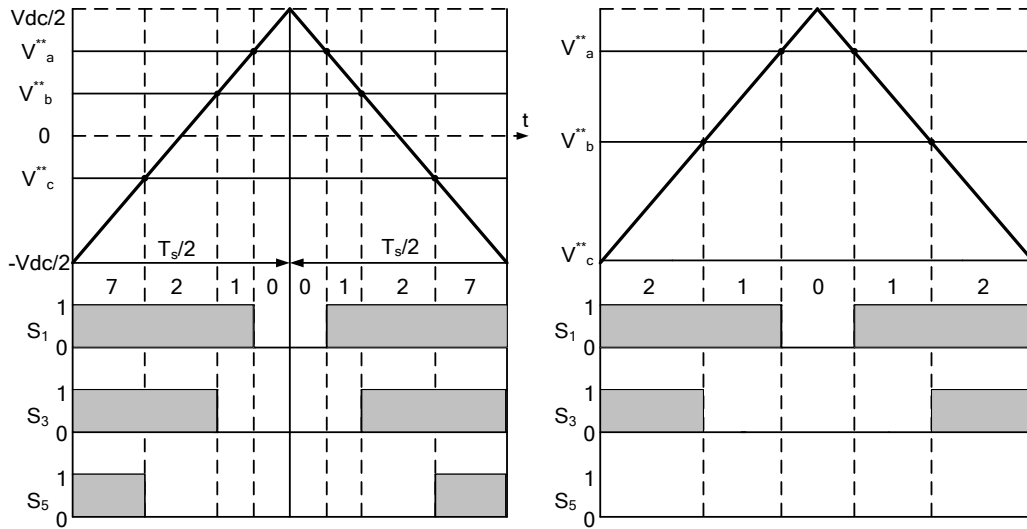
(4.4) denkleminde görüldüğü gibi SVPWM ve DPWM ile elde edilebilecek en büyük faz-faz gerilimi $0.707V_{dc}$ şeklindedir. Bu gerilimde Bölüm 3'te verilen kare dalga modunda elde edilecek gerilimin %90.7'si dir. SVPWM ve DPWM ile elde edilebilecek en büyük faz-faz gerilimi $0.612V_{dc}$ şeklindedir. (4.3) denkleminde elde edilen sonuç ise kare dalga modunda elde edilecek gerilimin %78.5'i dir. Dolayısıyla (4.4) ve (4.3) denklemlerini birbirlerine oranlarsak;

$$\frac{V_{\max-SPWM}}{V_{\max-SVPWM-DPWM}} = 1.155 \quad (4.5)$$

Değeri elde edilir. (4.5) denklemini SVPWM ve DPWM yöntemlerinden, SPWM yöntemine göre evirici çıkışında % 15 daha fazla gerilim elde edilebileceğini ifade eder. Tablo 4.1'de MATLAB-Simulink'te Bölüm 4'ün başında özellikleri verilen evirici için sürekli ve süreksiz PWM yöntemlerine göre elde edilen çıkış gerilimleri verilmiştir. Görüldüğü gibi SVPWM ve DPWM yöntemleri ile elde edilen çıkış gerilimleri SPWM'e göre %15 daha fazladır. Şekil 4.14'te SVPWM ve DPWM1 yöntemleri için darbe düzenleri görülmektedir [86].

Tablo 4.1. PWM yöntemlerine göre elde edilen evirici maksimum çıkış gerilimleri

PWM Yöntemi	Evirici Faz-Faz Gerilimi (Vmax,V)			
	0.4	0.6	0.8	1
M_i				
SPWM	138.6	208.1	276.9	346.5
SVPWM	159.2	239	318.5	399.8
DPWM0	159.4	239.1	318.7	400.4
DPWM1	158.8	238.1	317.5	400.1
DPWM2	159.4	238.7	318.7	400.2
DPWM3	159.7	240.5	319.8	400.2
DPWMMAX	159.6	238.9	318.6	400.3
DPWMMIN	159.3	238.9	318.5	399.9



Şekil 4.14. SVPWM ve DPWM1 yöntemleri için darbe düzenleri (Evirici üst anahtarları için, Şekil 3.10) [86]

Şekil 4.14'teki darbe düzenleri incelendiğinde SVPWM yönteminde 2 adet sıfır vektörü kullanıldığı, DPWM1 yönteminde ise sadece 1 sıfır vektörünün kullanıldığı görülür [73,86]. Dolayısıyla S_5 anahtarı kenetlenir ve anahtarlama olmaz. Üç fazdan biri (C fazı) anahtarlandığı için toplamda anahtarlama kayıpları teorik olarak $1/3$ (%33) oranında azalır. Bu özellik sürekli PWM yöntemlerinde bulunmamaktadır.

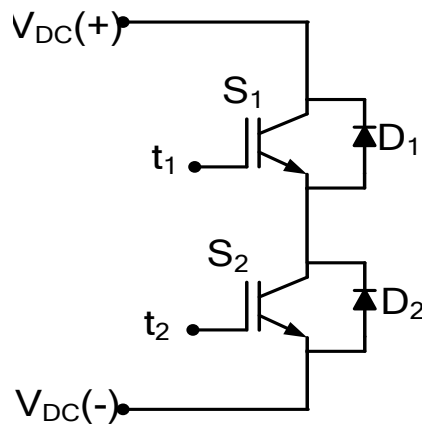
Anahtarlama kaybının azalması bize DPWM için etkin anahtarlama frekansının artışına izin verir. Yani alternatif olarak anahtarlama frekansı %33 artırılabilir. Bu, yüksek modülasyon indekslerinde şebeke akım harmoniklerinin rms değerinin önemli bir şekilde azalmasına sebep olur. Ek olarak daha yüksek anahtarlama frekansının kullanımı filtreleme uğraşımı azaltır ve sisteminin güç yoğunluğu artar [80].

Sürekli PWM yöntemleri süreksiz PWM yöntemleri ile aynı anahtarlama frekansında karşılaştırıldığında harmonik bozulmaların süreksiz modülasyon yöntemlerinde, düşük frekanslarda veya düşük modülasyon indekslerinde sürekli modülasyonlardan daha büyük olduğu literatürde bildirilmektedir [70,74,82]. Süreksiz modülasyonlarda yüksek frekanslarda veya yüksek modülasyon indekslerinde ise harmonik bozulmaların sürekli modülasyonlardan daha küçük olduğu ifade edilmektedir. Bu yönden DPWM yüksek modülasyon indekslerinde harmonik bozulmalardan yana Sürekli PWM'e göre avantajlıdır [82].

4.3. Güç Kaybı Hesaplamaları

Eviricilerde kullanılan öncelikli yarı iletkenler IGBT'ler ve diyotlardır. Evirici çalıştığında bu yarı iletkenlerde güç kaybı meydana gelir [87]. Evirici tasarımında güç kayıplarının hesabı ise çok önemlidir. IGBT'deki güç kayıpları ikiye ayrılır; bunlar iletim kayıpları ve anahtarlama kayıplarıdır.

İki seviyeli bir eviricinin kayıpları, eviricideki bir IGBT-diyot çiftinin kayıplarının hesaplanması yoluyla hesaplanabilir. Ancak bu çalışmada kullanılan PWM yöntemleri içerisinde eviricinin bir faz bacağında tek bir anahtarın kenetlenmesine dayalı bazı yöntemler (DPWMMAX ve DPWMMIN) bulunduğu için güç kayıplarının hesabı Şekil 4.15'te gösterilen eviricinin bir faz bacağı için gerçekleştirilmiştir. Bir faz bacağının güç kaybı hesaplanarak tüm evirici kayıpları için bu değer üç ile çarpılmıştır.



Şekil 4.15. İki seviyeli bir eviricinin bir faz bacağı

Literatür incelendiğinde analitik ve lineer yakınsamaya dayalı kayıp hesaplamalarının yapıldığı görülür [87-95]. Bu hesaplamalar anahtarların farklı çalışma durumları (iletime ve kesime geçme) dikkate alınarak karakterize edilir. Hesaplamaların gerçekçi olması için Mitsubishi firmasına ait CM1500HC-66R IGBT modülün verileri kullanılmıştır. Bu ürüne ait katalog üretici firmanın web sitesinde bulunmaktadır [96].

İletim kayıpları güç yarı iletkeninin iletimi anında meydana gelen gerilim düşümü nedeniyle meydana gelir [46,88]. İletim güç kayıpları anahtarın iletim durumu eşdeğer devresine (İletim gerilimine ilişkin seri bağlı kaynak ve dinamik direnç) ait statik gerilim-amper karakteristiği kullanılarak lineer yakınsama yoluyla (4.6) denklemi ile hesaplanır [88,92].

$$P_{IKA} = \frac{1}{T} \cdot \left(\sum_{i=1}^n \left[\int_{t_0}^{t_1} V_{CE} \cdot I_C \cdot dt \right] + I_{CRMS}^2 \cdot R_D \right) \quad (4.6)$$

Burada,

P_{IKA} = Anahtarın iletim kaybı (IGBT)

T = Anahtarlama periyodu

V_{CE} = IGBT iletim gerilimi

I_C = IGBT kollektör akımı

R_D = Dinamik direnç

I_{CRMS} = IGBT kollektör akımı RMS değeri

n = Anahtarlama döngülerini

ifade etmektedir. V_{CE} gerilimi IGBT üreticileri tarafından sağlanan katalog bilgilerinde verilmektedir. R_D değeri katalog verilerinde IGBT'ye ilişkin yer alan ve sıcaklığa bağlı değişen kollektör-emiter gerilimi karakteristik eğrilerinden elde edilir [88,89,92,95,96]. Benzer şekilde diyot için güç kayıpları (4.7) denklemi ile hesaplanır.

$$P_{IKD} = \left(\frac{1}{T} \cdot \sum_{i=1}^n \left[\int_{t_0}^{t_1} V_{EC} \cdot I_D \cdot dt \right] + I_{DRMS}^2 \cdot R_{DD} \right) \quad (4.7)$$

Burada V_{EC} emiter kollektör gerilimidir, IGBT üreticileri tarafından datasheet bilgilerinde verilmektedir. I_D ve I_{DRMS} ise sırasıyla diyota akımı ve diyot akımının rms değeridir. R_{DD} ise datasheet verilerinde diyota ilişkin yer alan ve sıcaklığa bağlı değişen emiter-kollektör gerilimi karakteristik eğrilerinden elde edilir [88,89,92,96].

Anahtarlama kayıpları ise anahtar tipi ve anahtarlama işlemimin parametrelerine göre komütasyon sırasındaki enerji tüketimine bağlıdır [92]. Anahtarlama güç kayıpları iletim durumundaki kayıplar ve kesim durumundaki kayıplar şeklinde ikiye ayrılır. İletim ve kesim durumundaki enerji kayıpları IGBT kollektör akımının lineer bir fonksiyonu şeklinde (4.8) ve (4.9) denklemlerindeki gibi yakınsanabilir [90,92-94]. Burada;

$$E_{ON} = E_{on} \cdot \frac{I_C}{I_{Cnom}} \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CCnom}} \quad (4.8)$$

$$E_{OFF} = E_{off} \cdot \frac{I_C}{I_{Cnom}} \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CCnom}} \quad (4.9)$$

E_{on} = IGBT iletim durumu enerji kaybı (Datasheet)

E_{off} = IGBT kesim durumu enerji kaybı (Datasheet)

V_{CC} = IGBT uçlarındaki gerilimi

V_{CCnom} = Anahtar uçlarındaki nominal gerilimi (Datasheet)

I_C = IGBT kollektör akımı

I_{Cnom} = IGBT nominal kollektör akımı (Datasheet)

ifade eder. (4.8) ve (4.9) verilen E_{on} ve E_{off} değerleri IGBT katalogları içerisinde yer alır ve sırasıyla joule biriminde iletim ve kesim durumundaki enerji kayıplarıdır [92,94]. Enerji kayıplarına bağlı olarak IGBT için iletim kesim durumundaki anahtarlama güç kayıpları (4.10) ve (4.11) denklemlerindeki gibi elde edilir. Burada f_{sw} anahtarlama frekansdır [92,94].

$$P_{AKON} = f_{SW} \cdot \sum_{i=1}^n \left[E_{on} \cdot \frac{I_C}{I_{Cnom}} \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CCnom}} \right] \quad (4.10)$$

$$P_{AKOFF} = f_{SW} \cdot \sum_{i=1}^n \left[E_{off} \cdot \frac{I_C}{I_{Cnom}} \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CCnom}} \right] \quad (4.11)$$

Diyot için anahtarlama kayıpları da IGBT'ye benzer bir şekilde hesaplanır. Diyotun anahtarlama kayıpları ise kesim durumunda meydana gelen ters toparlanma (Reverse recovery) kayıplarıdır ve (4.12) denklemi ile verilir [92,94].

$$P_{AKD} = f_{SW} \cdot \sum_{i=1}^n \left[E_{rre} \cdot \frac{I_D}{I_{Dnom}} \cdot \frac{V_{DD}}{V_{Dnom}} \right] \quad (4.12)$$

(4.12) denkleminde verilen E_{rre} IGBT katalogları içerisinde diyota ilişkin yer alan ters toparlanma enerji kayıplarını ifade eder. I_D ve V_{DD} anahtarlama anında diyot uçlarındaki akım ve gerilimdir. I_{Dnom} ve V_{Dnom} ise katalog içerisinde verilen nominal değerlerdir [92,94,96].

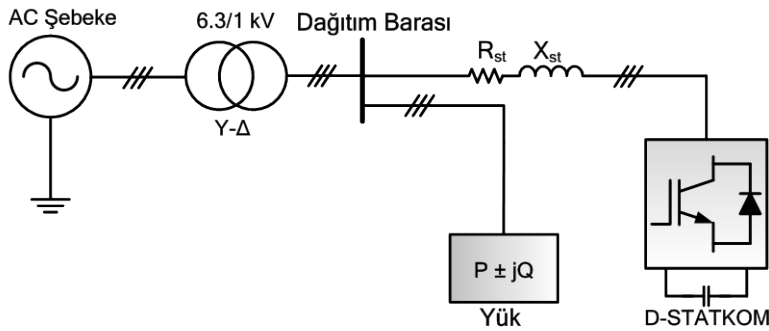
Eğer DPWM yöntemlerinde elde edilen anahtarlama kayıpları CPWM yöntemlerinde elde edilen anahtarlama kayıplarına oranlanırsa anahtarlama kaybı faktörü (SLF, Switching loss factor) elde edilir [70,74,77,84,].

$$SLF = \frac{P_{AKDPWM}}{P_{AKCPWM}} \quad (4.13)$$

BÖLÜM 5. SÜREKLİ VE SÜREKSİZ PWM KULLANAN D-STATKOM'UN MATLAB-SİMULİNK'TE MODELLENMESİ

5.1. Giriş

Bu bölümde sürekli ve süreksiz PWM yöntemlerini kullanan faz açısı denetim algoritması ile denetlenen D-STATKOM'un MATLAB-Simulink modelleri verilmiştir. Bu tez çalışmasında Şekil 5.1'de tek hat diyagramını gösterilen dağıtım sistemi MATLAB-Simulink kullanılarak modellenmiştir. Burada D-STATKOM dağıtım barasından beslenen $P \pm jQ$ ($300 \text{ kW} \pm j250 \text{ kVAr}$) yükünün kompanzasyonunu gerçekleştirerek bara gerilimini sabit tutmaktadır. D-STATKOM'suz sistemin güç faktörü 0.7682 (ileri/geri) şeklindedir. Burada R_{st} ve X_{st} sırasıyla bağlantı endüktansı rezistansı ve reaktansıdır. D-STATKOM burada dağıtım barasındaki (DB) reaktif gücü karşılayacak şekilde, yani birlik güç faktörünü sağlayacak biçimde çalıştırılmaktadır. D-STATKOM güç katında 2 seviyeli bir evirici kullanılmaktadır.



Şekil 5.1.Orta gerilim bir dağıtım sistemi ve D-STATKOM

Tablo 5.1 dağıtım sistemi ve D-STATKOM'a ilişkin parametreleri göstermektedir. Burada güç kaybı hesaplamalarının gerçekçi olması açısından orta gerilim düzeyinde ki eviricilerde kullanılabilen Mitsubishi firmasının ürettiği CM1500HC-66R IGBT modülünün parametreleri kullanılmıştır. Bu katalog verileri üreticinin web sitesinde mevcuttur [96].

Tablo 5.1. Dağıtım sistemi ve D-STATKOM sistem parametreleri

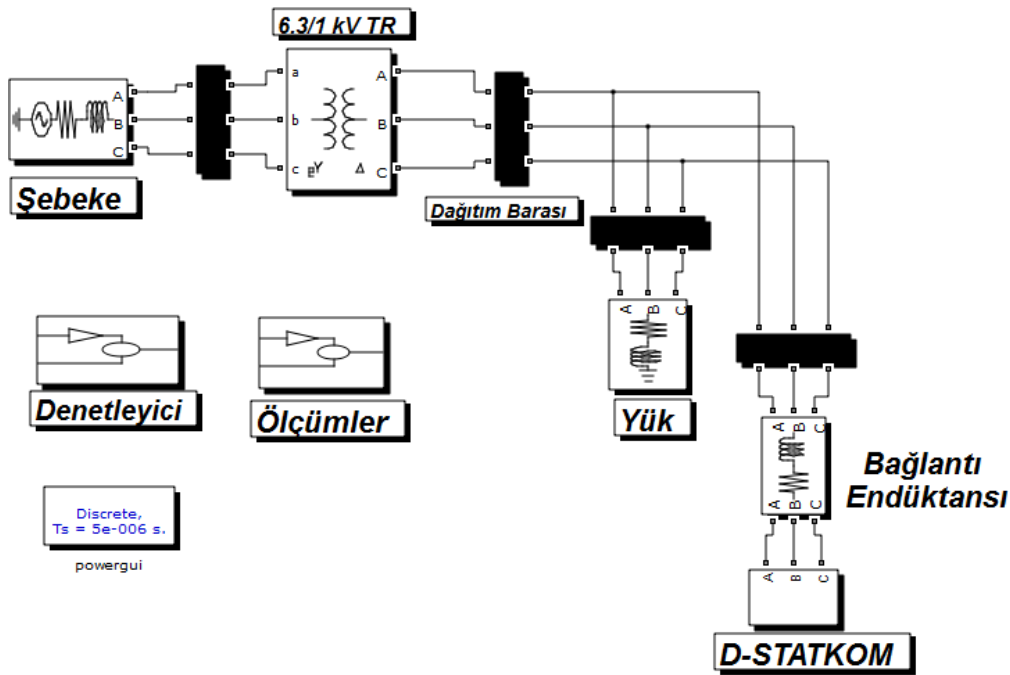
Parametre	Değer
AC şebeke faz-faz gerilimi	6.3 kV
DB faz-faz gerilimi	1 kV
Bağlantı transformatörü	Yıldız-Üçgen 6.3/1kV
Bağlantı endüktansı	3 mH
Anahtarlama frekansı	2 kHz
DA bara kapasitörleri	2x1000 μ F
Üretilen/tüketilen reaktif güç	\pm 250 kVAR
Verileri Kullanılan IGBT anahtarı	CM1500HC-66R-Mitsubishi
IGBT anahtarı katalog parametreleri	$V_{CE}=3.1V$ ($T_J=125\text{ C}^\circ$ için) $V_{EC}=2.3\text{ V}$ $I_C=1500\text{ A}$ $V_{CC}=1800\text{ V}$ $E_{on}=3.3\text{ J/P}$ $E_{off}=2.7\text{ J/P}$ $E_{rr}=2\text{ J/P}$

5.2. Dağıtım Sistemi ve D-STATKOM Simulink Modeli

Şekil 5.2 dağıtım sistemi ve D-STATKOM Simulink modelinin genel görünüşünü göstermektedir. Burada, denetleyici bloğunda faz açısı denetim algoritması ve bu algoritmaya adapte edilen PWM algoritması/algoritmaları yer almaktadır. D-STATKOM bloğunda eviricinin güç katı ve evirici güç kaybının hesaplanması için oluşturulan bloklar bulunmaktadır. Ölçümler bloğu ise benzetimden elde edilen sonuçların görüntülenebildiği görsel blokları içermektedir.

Şekil 5.3'te denetleyici bloğunun iç yapısı verilmektedir. Burada evirici ile şebeke arasındaki senkronizasyonu PLL (Phase Locked Loop, Faz Kilitleme Döngüsü)

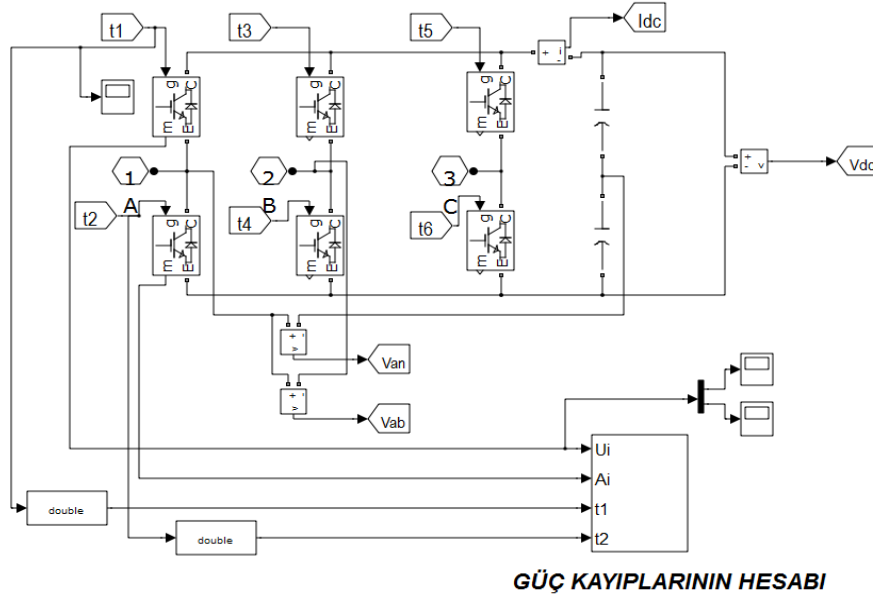
sağlamaktadır. PLL girişine dağıtım barasından elde edilen üç faz gerilimin per unit (birim değer) değeri girilmektedir. PLL çıkışında şebeke açısı (θ) ile sinüs ve kosinüs bileşenler elde edilir. Sinüs ve kosinüs bileşenleri kullanılarak DB'den elde edilen üç faz akım ve gerilim değerleri abc-dq dönüşümü bloğunda d ve q bileşenlerine dönüştürülmektedir. Bu bloğun çıkışında d-q tabanlı anlık reaktif güç teorisine göre hesaplanan reaktif güç elde edilmektedir. Burada hızlı hesaplama yapabilmesi nedeniyle anlık reaktif güç teorisi kullanılmıştır. PLL'den elde edilen şebeke açısı ve abc-dq dönüşümü bloğundan elde edilen reaktif güç değeri faz açısı algoritması bloğuna verilmektedir.



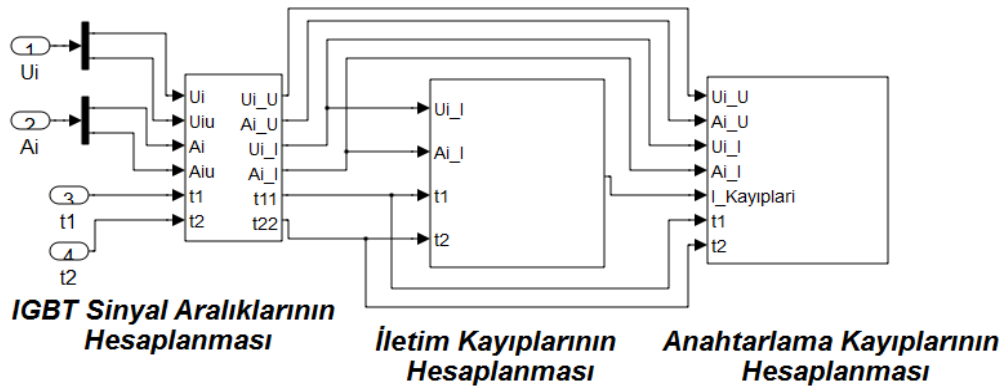
Şekil 5.2. Dağıtım sistemi ve D-STATKOM MATLAB-simulink modeli

Şekil 5.4'te faz açısı algoritması bloğunun iç yapısı gösterilmektedir. Burada referans reaktif güç ile d-q tabanlı reaktif güç karşılaştırılmaktadır. Aradaki hata PI denetleyiciye verilmektedir. PI denetleyici çıkışında şebeke ile evirici arasındaki faz farkı olan δ elde edilmektedir. Faz farkı değeri radyana dönüştürülerek PLL'den elde edilen şebeke açısına eklenmektedir. Üç faz gerilimlerin oluşturulması amacıyla birinci faz için şebeke ve faz açısı aynen alınır, diğer iki faz için ise şebeke ve faz açısı toplamına $-2\pi/3$ ve $2\pi/3$ açıları eklenerek toplam bir sinüs fonksiyonuna uygulanır. Bu işlem sonucunda genliğini sabit tutulan modülasyon indeksinin belirlediği üç faz referans gerilimler (V_{abc_ref}) elde edilir. Şekil 5.3'ten görüldüğü gibi

Şekil 5.6’da D-STATKOM güç katı evirici yapısı gösterilmektedir. Bu blokta eviricinin güç kayıplarının hesaplanması için oluşturulan blok bulunmaktadır. Bu şekilde görüldüğü gibi eviricinin A faz bacağından elde edilen üst ve alt IGBT akım ve gerilim sinyalleri ile eviricinin anahtarlama sinyalleri (t_1 ve t_2) bu bloğa giriş olarak verilmiştir. Üst IGBT akım ve gerilim sinyali U_i alt IGBT akım ve gerilim sinyali ise A_i şeklinde ifade edilmiştir. Burada t_1 ve t_2 anahtarlama sinyalleri bu bloğa verilmeden önce uyumlu olması için double veri tipine dönüştürülmektedir. Şekil 5.7’de güç kayıpları hesabı bloğunun iç yapısı verilmiştir. Bu blokta yapılan hesaplamalar bir periyot için yapılmıştır. Ayrıca güç kaybı hesaplamalarının doğru yapılması için D-STATKOM denetimi ile reaktif gücün dengeye geldiği durumdaki sinyal aralığının kullanılması gerekmektedir. Bu nedenle IGBT sinyal aralıklarının hesaplanması bloğu kullanılarak güç kaybı hesaplamalarının belirlenen zaman aralığında yapılması sağlanmıştır. IGBT sinyal aralıklarının hesaplanması bloğuna giriş olarak üst ve alt IGBT’nin ayrıştırılan akım (U_i , A_i) ve gerilim (U_{iu} , A_{iu}) sinyalleri ile t_1 ve t_2 anahtarlama sinyalleri verilmektedir. Bu bloğun çıkışından güç kayıplarının hesaplanacağı aralıktaki IGBT akım, gerilim ve anahtarlama sinyalleri elde edilir. Bu sinyaller kullanılarak belirlenen zaman aralığı için iletim kayıplarının hesaplanması ve anahtarlama kayıplarının hesaplanması bloklarında gerekli hesaplamalar yapılmaktadır.

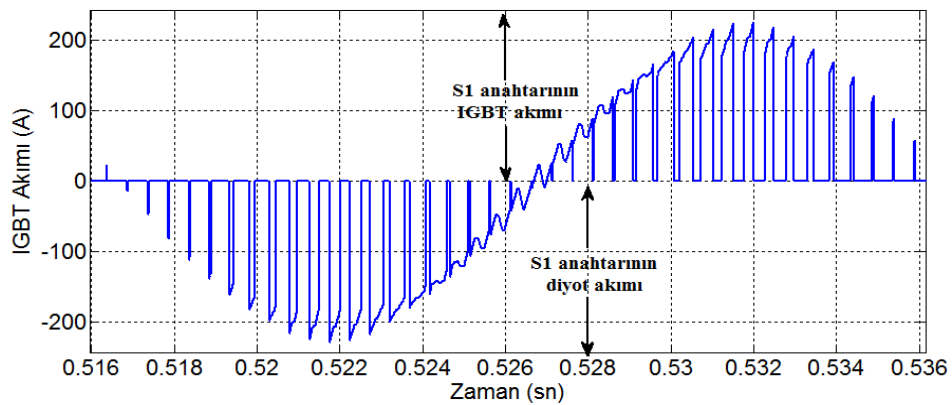


Şekil 5.6. D-STATKOM güç katı evirici yapısı

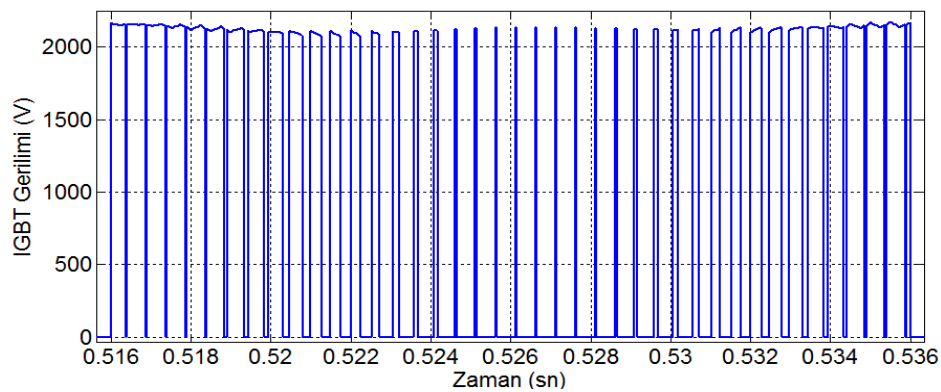


Şekil 5.7. Güç kayıpları hesabı bloğunun iç yapısı

Şekil 5.8 ve Şekil 5.9’da 0.516-0.536 aralığında elde edilen üst IGBT akım ve gerilim sinyali gösterilmektedir. Şekil 5.8’den görüldüğü gibi IGBT’ye ilişkin akım pozitif eksende, diyota ilişkin akım ise negatif eksendedir.



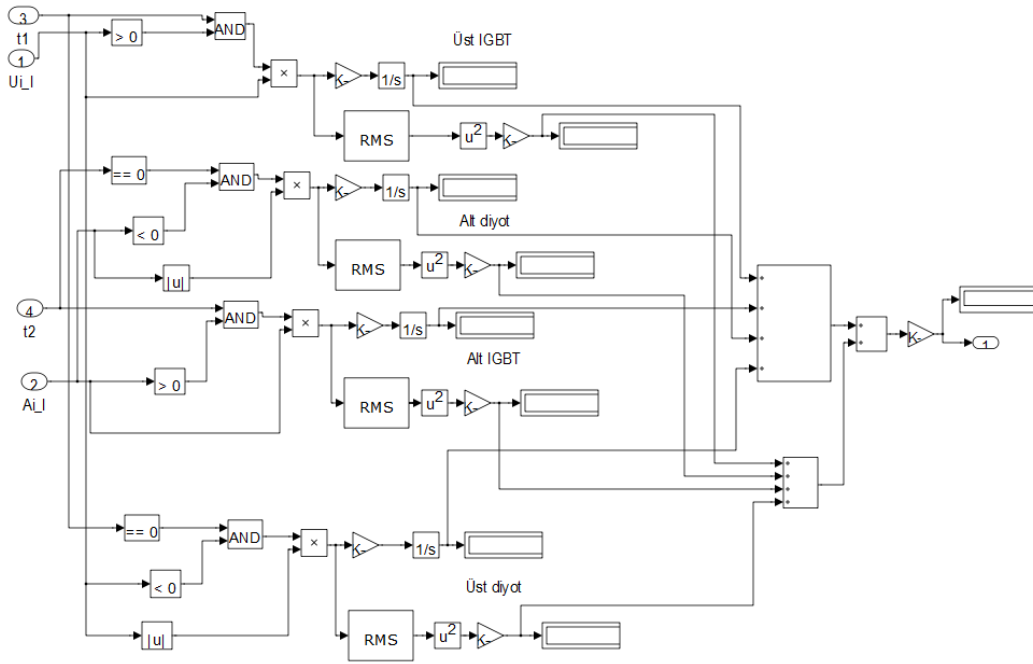
Şekil 5.8. Üst IGBT’ye (S1) ilişkin akım sinyali ($M_f=0.94$, SPWM yöntemi ile D-STATKOM 250 kVar kapasitif reaktif güç üretirken elde edildi)



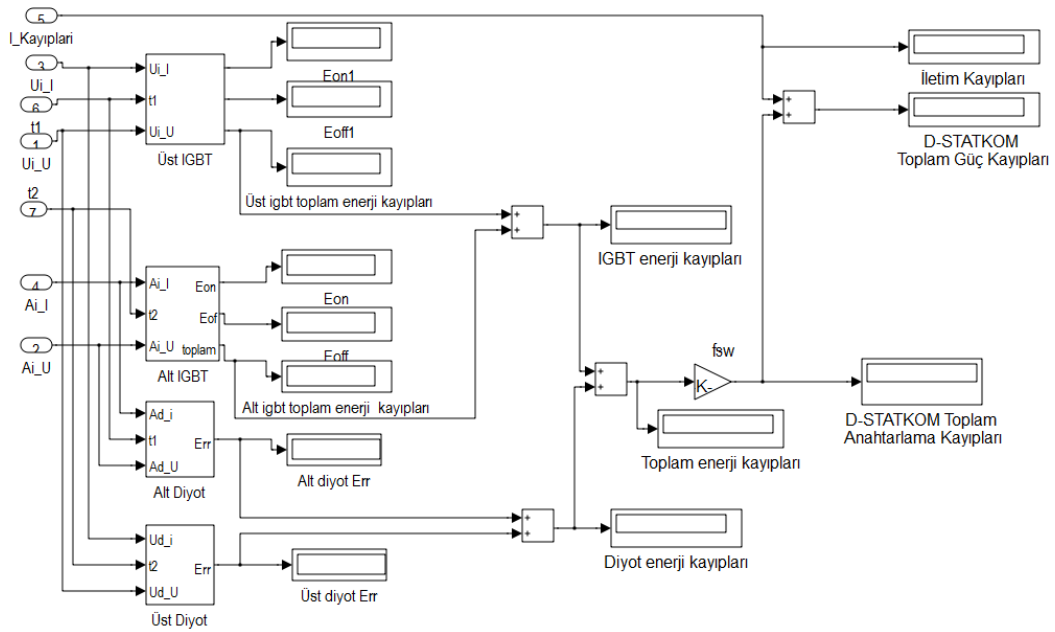
Şekil 5.9. Üst IGBT’ye (S1) ilişkin gerilim sinyali ($M_f=0.94$)

Şekil 5.9’da iletim kayıplarının hesaplanması bloğunun iç yapısı verilmektedir. Bu blok Bölüm 4’te iletim kayıplarını hesaplamak için verilen denklemler kullanılarak modellenmiştir. Şekilden görüleceği üzere t_1 ’in 1 olduğu durumda eğer üst IGBT akımı da pozitif ise üst IGBT iletim kayıpları hesaplanır. Aynı şekilde t_2 ’nin 1 olduğu durumda eğer alt IGBT akımı da pozitif ise alt IGBT iletim kayıpları hesaplanır. Aksi takdirde diyotlara ilişkin iletim kayıpları hesaplanır. Kayıplar toplanarak periyot ile çarpılır ve iletim kayıpları elde edilir.

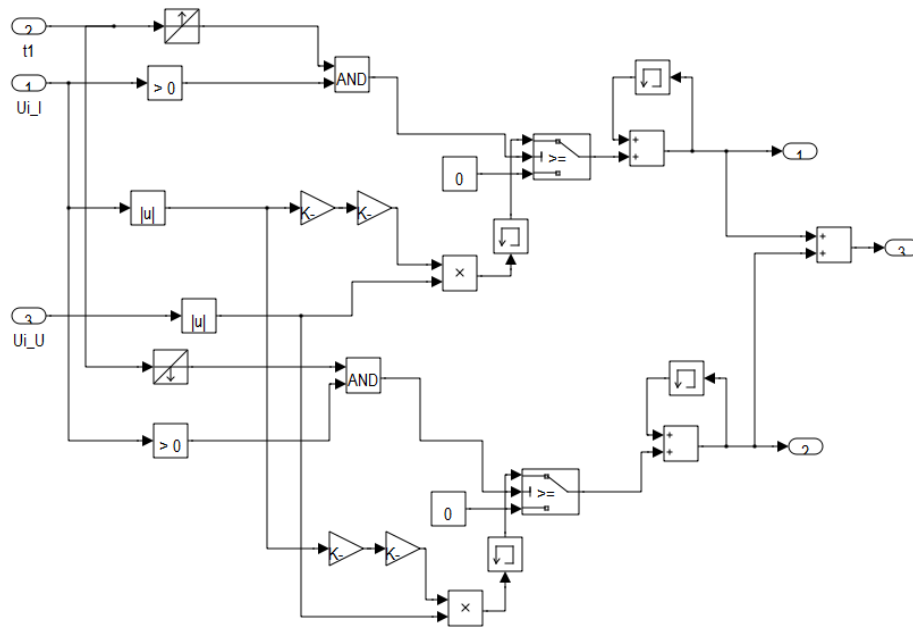
Şekil 5.11’de anahtarlama kayıplarının hesaplanması bloğunun iç yapısı gösterilmektedir. Bu blokta faz bacağındaki IGBT ve diyota ilişkin enerji kayıpları ayrı ayrı hesaplanmaktadır. Bölüm 4’te yer verilen denklemler kullanılarak IGBT’ler için E_{ON} ve E_{OFF} enerji kayıpları diyotlar için ise ters toparlanma (E_{rr}) enerji kayıpları bu blokta hesaplanmaktadır. Burada yapılan hesaplamalarda Bölüm 4’te anahtarlama kayıplarının hesaplanması için verilen denklemler kullanılmıştır. Toplam anahtarlama kayıpları, anahtarlama frekansı ile toplam enerji kayıplarının çarpımı yoluyla elde edilmektedir. Ayrıca bu blokta anahtarlama ve iletim kayıplarının toplanarak D-STATKOM’un toplam güç kaybı elde edilmektedir. Şekil 5.12’de üst IGBT bloğunun iç yapısı verilmektedir. Bu blokta hit crossing blokları kullanılarak t_1 sinyalindeki iletimdeki ve kesimdeki anahtarlama anları tespit edilmektedir. Üst taraftaki hit crossing bloğu iletim anında t_1 sinyali 1 değerine ulaştığında çıkışında 1 değerini vermektedir. Eğer bu durumda üst IGBT’nin akımı da pozitif ise AND (VE) bloğunun çıkışı 1 değerini alır ve bu değer anahtar (switch) bloğuna girilir. AND bloğunun çıkışı eğer 1 değerine eşit veya büyükse (4.8) denklemine göre E_{ON} enerji kaybı hesaplanır. Aksi takdirde enerji kaybı sıfır alınmaktadır. Benzer şekilde alt taraftaki hit crossing bloğu IGBT’nin kesim anında t_1 sinyali sıfır değerine ulaştığında çıkışında 1 değerini vermektedir. Eğer bu durumda alt IGBT’nin akımı da pozitif ise AND bloğunun çıkışı 1 değerini alır ve bu değer anahtar (switch) bloğuna girilir. VE (AND) bloğunun çıkışı eğer 1 değerine eşit veya büyükse (4.9) denklemine göre E_{OFF} enerji kaybı hesaplanır. Aksi takdirde enerji kaybı sıfır alınmaktadır. Ayrıca bu blokta hafıza (memory) blokları kullanılarak toplamaların gerçekleştirilmesi sağlanmıştır.



Şekil 5.10. İletim kayıplarının hesaplanması bloğunun iç yapısı



Şekil 5.11. Anahtarlama kayıplarının hesaplanması bloğunun iç yapısı



Şekil 5.12. Şekil 5.11’de ki üst IGBT bloğunun iç yapısı

DPWM yöntemleri uygulandığında anahtarlama kayıplarının hesabı için hesaplamalar kenetleme durumları dikkate alınarak yapılmıştır.

BÖLÜM 6. BENZETİM SONUÇLARI VE DEĞERLENDİRME

6.1. Giriş

Bu tez çalışmasında yapılan benzetim çalışmaları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- a) D-STATKOM'un geleneksel PWM yöntemleri olan SPWM ve SVPWM ile denetimi gerçekleştirilmiştir. Bunun için PWM yöntemleri D-STATKOM'un dış denetim yöntemlerinden birisi olan faz açısı denetim algoritmasına uyarlanarak MATLAB-Simulink ortamında benzetim çalışmaları yapılmıştır.
- b) Süreksiz PWM yöntemleri faz açısı denetim algoritmasına adapte edilerek D-STATKOM'un DPWM ile denetimi gerçekleştirilmiştir.
- c) Yapılan benzetimlerde D-STATKOM'un hem kapasitif hem de endüktif çalışma durumu dikkate alınmıştır. Bunun dışında benzetimlerde analizler için üç durum temel alınmıştır. Bunlar aşağıda verilmiştir.
 - (1) Sabit bir modülasyon indeksi ve sabit bir anahtarlama frekansına göre benzetimler yapılmıştır.
 - (2) Anahtarlama frekansı sabit tutulup modülasyon indeksi değiştirilerek benzetimler yapılmıştır.
 - (3) Modülasyon indeksi sabit tutulup anahtarlama frekansı değiştirilerek benzetimler yapılmıştır.

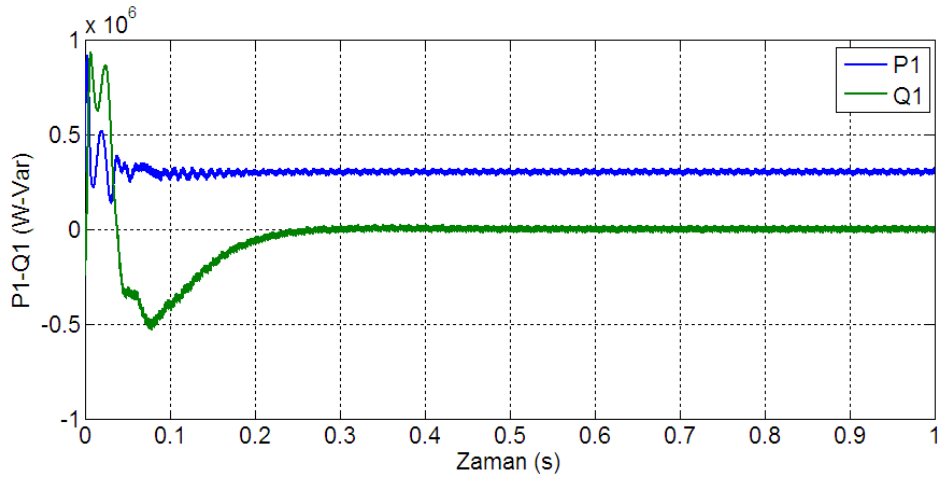
Bu üç duruma göre benzetimler yapılmış ve sürekli (CPWM) ve süreksiz PWM (DPWM) yöntemleri açısından D-STATKOM harmonikleri, güç kayıpları ve kompanzasyon performansı analiz edilmiştir. İlk önce birinci durumdan elde edilen sonuçlara yer verilecektir. İkinci ve üçüncü durum sonuçları daha sonra verilecektir.

6.2. İki Seviyeli Evirici Kullanan D-STATKOM'un PWM Yöntemlerine Göre Benzetim Sonuçları

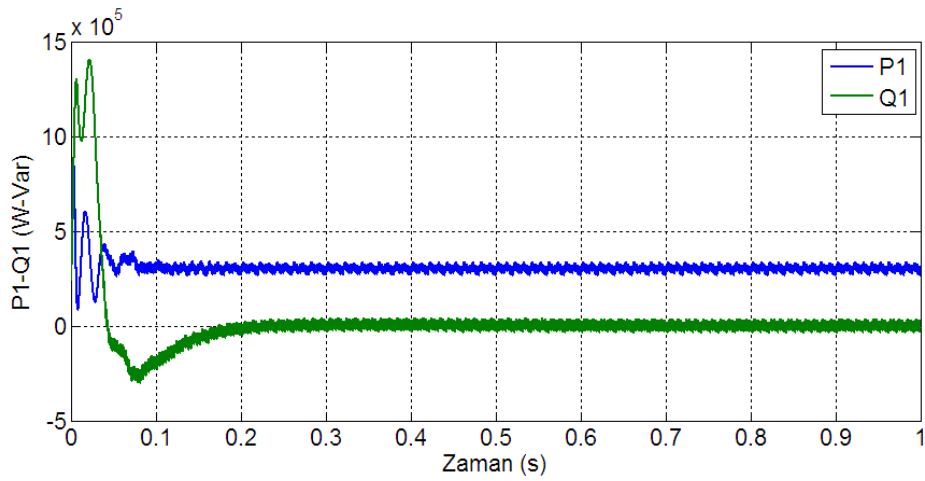
Bu bölümde sabit modülasyon indeksi ve sabit anahtarlama frekansına göre yapılan benzetimlerin sonuçları verilmiştir. Yapılan benzetimlerde $M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz alınmıştır. D-STATKOM ± 250 kVAR değerinde kapasitif/endüktif bir yükü kompanze etmektedir. Reaktif güç referansı güç faktörünün bir olması için sıfır olarak ayarlanmıştır. Benzetim çalışmalarında yük benzetim başlangıcından itibaren devrededir. Ayrıca yapılan benzetimlerde D-STATKOM'un hem kapasitif, hem de endüktif çalışma durumu dikkate alınmıştır.

6.2.1. SPWM anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları

Daha önceki bölümlerde ifade edildiği gibi faz açısı denetim yönteminde modülasyon indeksi sabit tutulur ve evirici gerilimi ve şebeke gerilimi arasında ki faz açısı denetlenerek reaktif gücün denetimi gerçekleştirilir. Dolayısıyla DA bara geriliminin değişmesine izin verilir. Bu bölümde faz açısı algoritmasına adapte edilen SPWM anahtarlama yöntemi kullanan D-STATKOM'dan elde edilen sonuçlar verilmiştir. Şekil 6.1 (a) ve (b)'de dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir. Her iki çalışma durumunda da reaktif güç referansı (Q_{ref}) sıfır verildiği için DB reaktif güç (Q_1) değeri sıfıra ulaşmaktadır. Burada yük başlangıçtan itibaren devrededir. Şekil 6.2 (a) ve (b)'de D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir. Şekil 6.2 (a)'da D-STATKOM DB'den 250 kVAR reaktif güç (Q_{st}) çekmekte Şekil 6.2 (b)'de ise DB'ye 250 kVAR reaktif güç vermektedir. Şekil 6.2 (c)'den görüldüğü gibi D-STATKOM DA bara kapasitörlerinin boşalmaması için şebekeden çektiği aktif güç haricinde herhangi bir aktif güç alış verişini yoktur. Şekilden anlaşılacağı gibi sürekli durumda D-STATKOM aktif gücünün ortalaması pozitifdir.



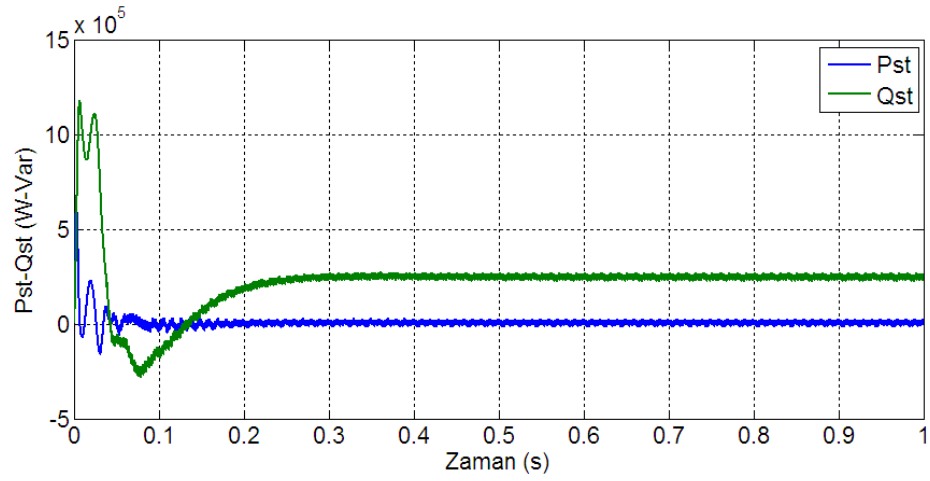
(a)



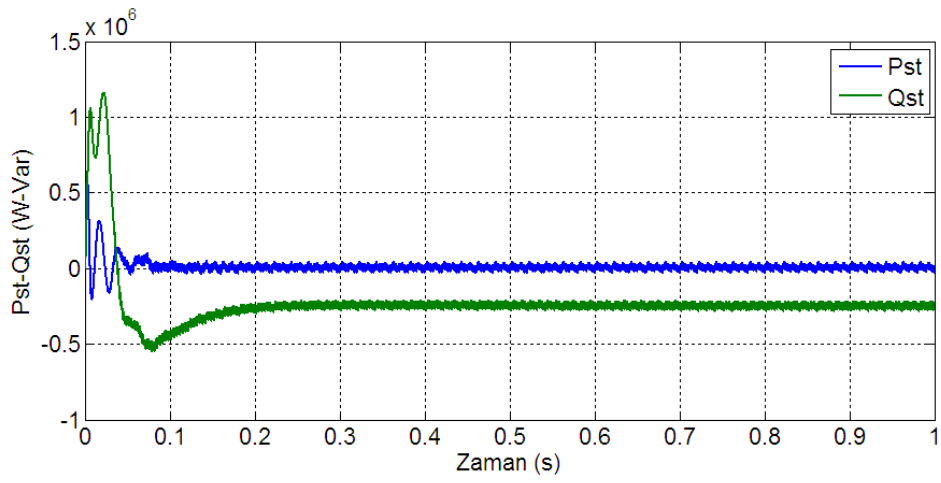
(b)

Şekil 6.1. Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

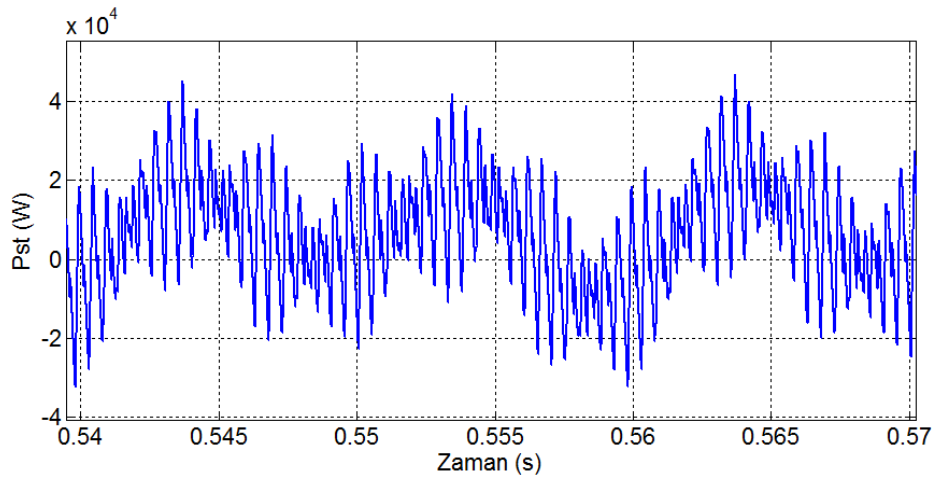
Şekil 6.3 (a) ve (b)'de DB'nin güç faktörünün sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için zamana göre değişimi verilmiştir. Görüldüğü gibi her iki çalışma durumunda da DB güç faktörü 1'e ulaşmaktadır. Şekil 6.4 (a) ve (b)'de sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için DB akım ve geriliminin zamana göre değişimi sistem dengeye geldikten sonra $t=0.5$ ve $t=0.6$ aralığı için verilmiştir. Burada gösterilen akım ve gerilimler sistem dengeye geldikten sonra belirli bir aralık için alınmıştır.



(a)

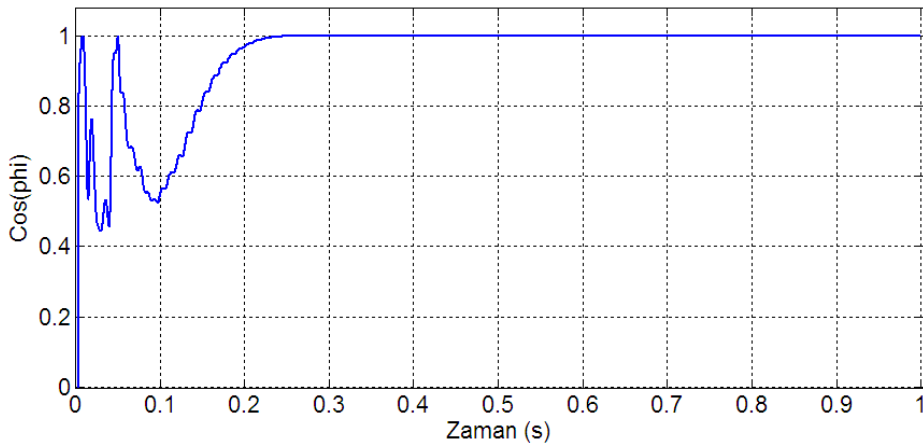


(b)

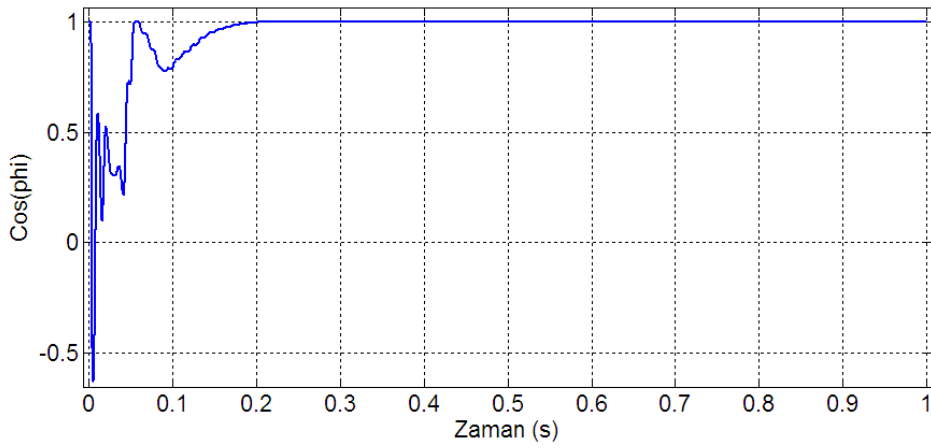


(c)

Şekil 6.2. D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif Çalışma (c) Kapasitif çalışmada sürekli durumda aktif gücün pozitif ortalama değeri alması



(a)

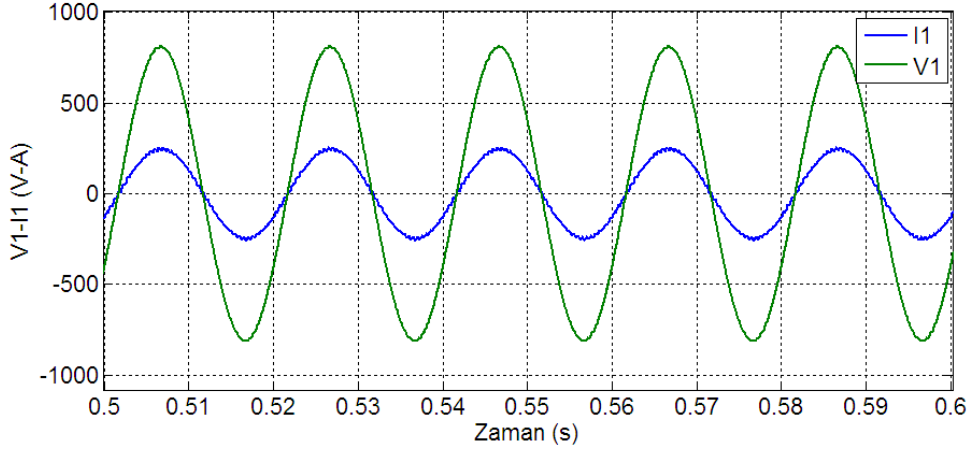


(b)

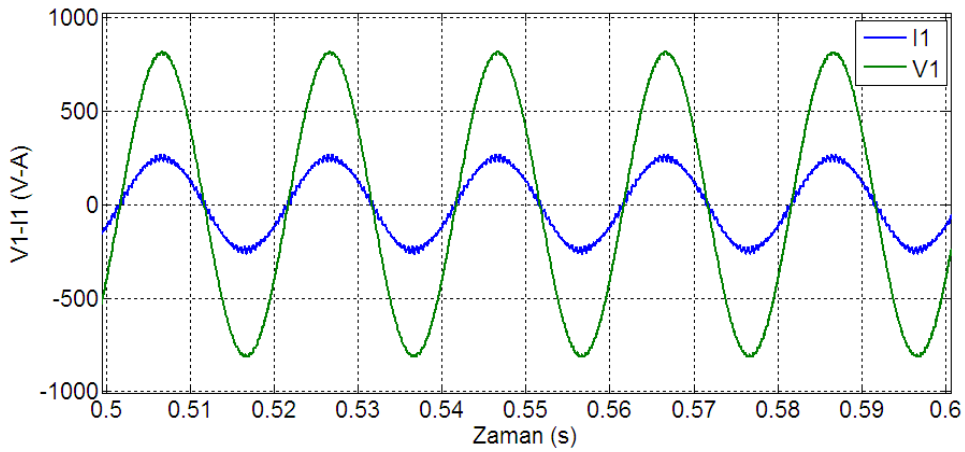
Şekil 6.3. Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Bilindiği gibi D-STATKOM reaktif güç kompanzasyonu durumunda DB'ye ya akım verir ya da DB'den akım çeker. Şekil 6.5 (a) ve (b) sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma durumu için D-STATKOM akımı ve DB akımının zamana göre değişimini göstermektedir. Şekil 6.5 (a)'da D-STATKOM akımı (I_{st}) DB akımından (I_l) yaklaşık 90° geri fazdadır. Bu durumda D-STATKOM sistemden akım çekmektedir. Şekil 6.5 (b)'de ise D-STATKOM akımı DB akımından yaklaşık 90° ileri fazdadır. Bu durumda D-STATKOM sisteme akım vermektedir. Şekil 6.6 (a) ve (b)'de D-STATKOM eviricisi faz gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.7 (a) ve (b)'de ise D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.8 (a) ve (b)'de D-

STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir.

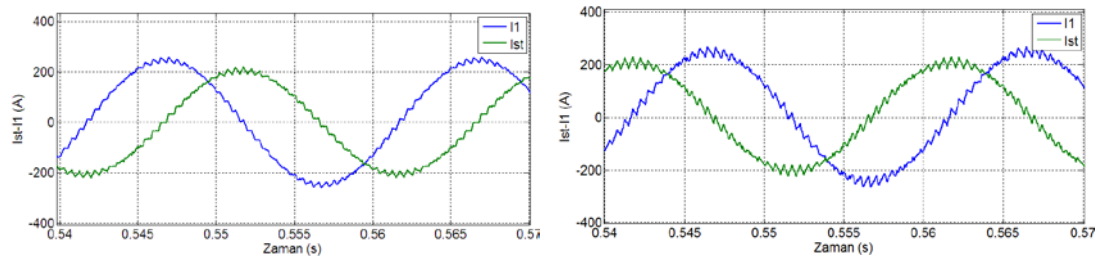


(a)

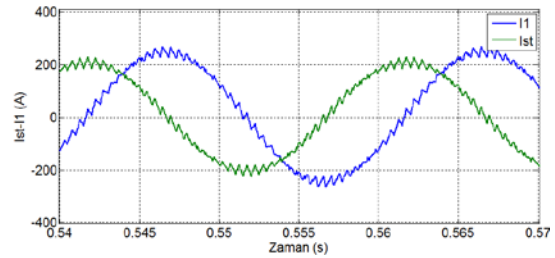


(b)

Şekil 6.4. Dağıtım barsası akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

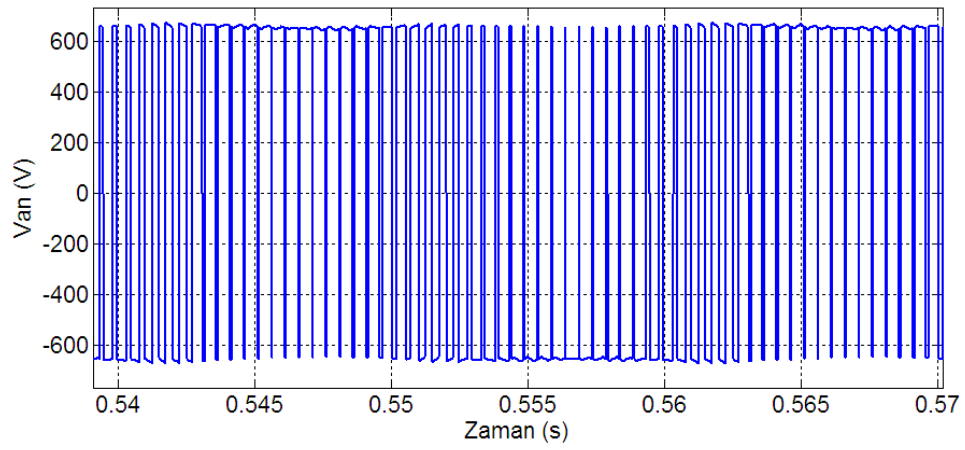


(a)

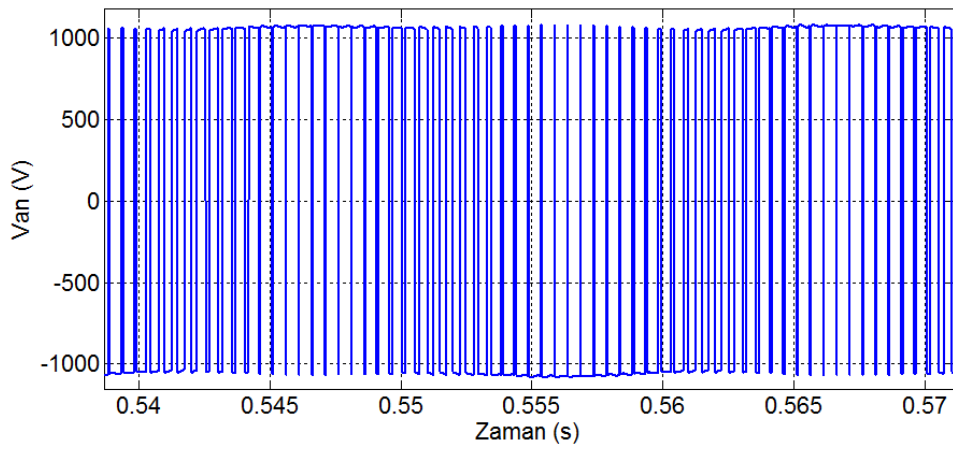


(b)

Şekil 6.5. D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barsası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

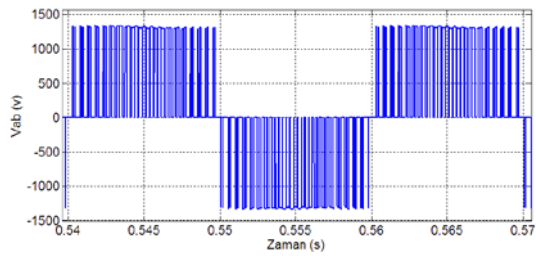


(a)

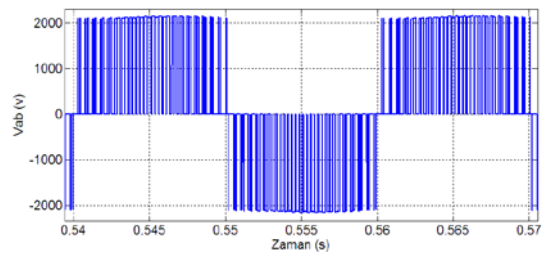


(b)

Şekil 6.6. D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

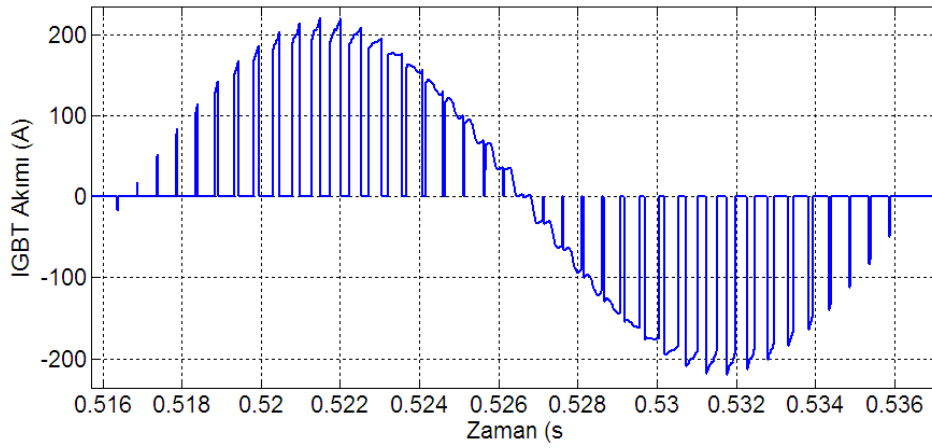


(a)

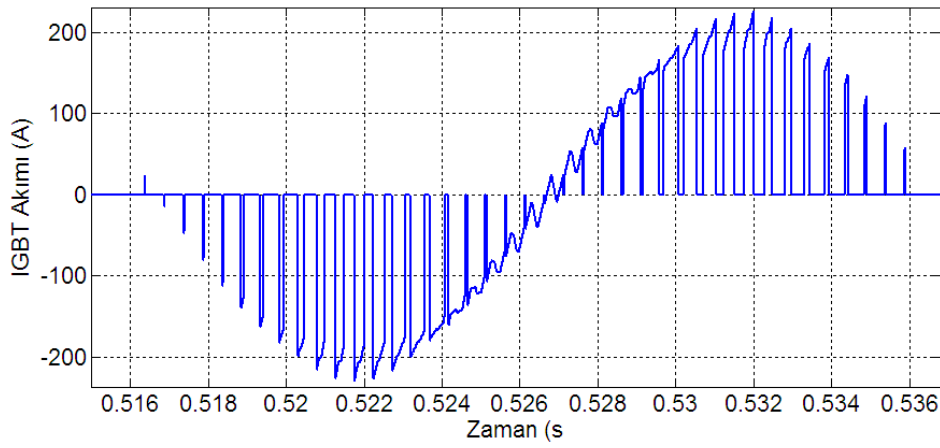


(b)

Şekil 6.7. D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

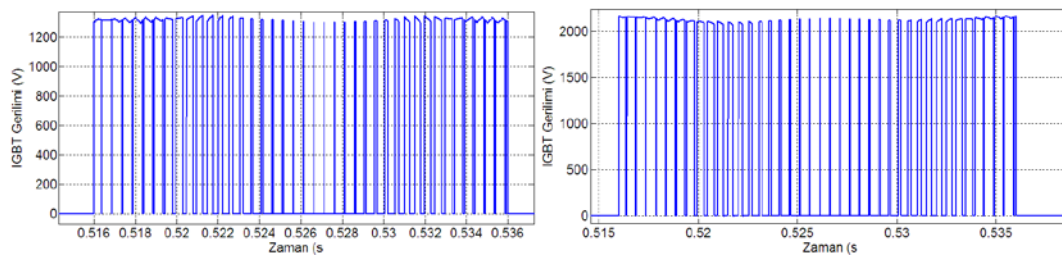


(a)



(b)

Şekil 6.8. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif Çalışma



(a)

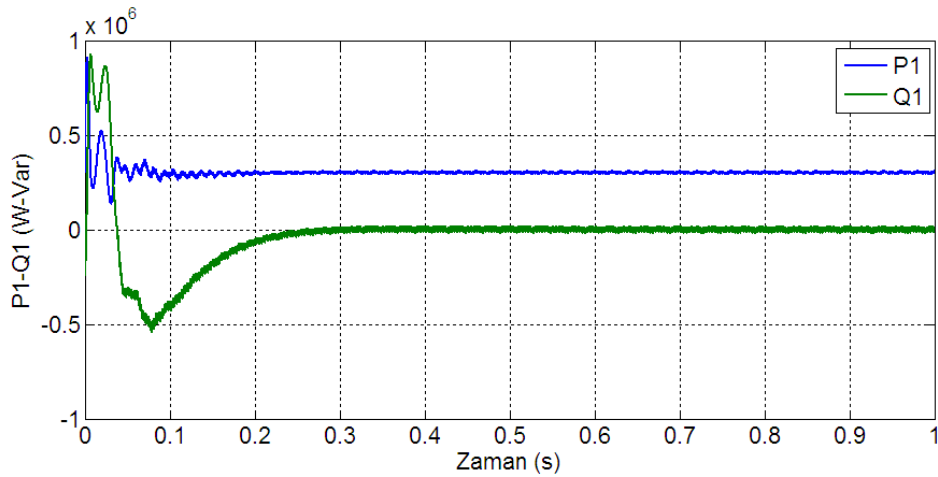
(b)

Şekil 6.9. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif Çalışma

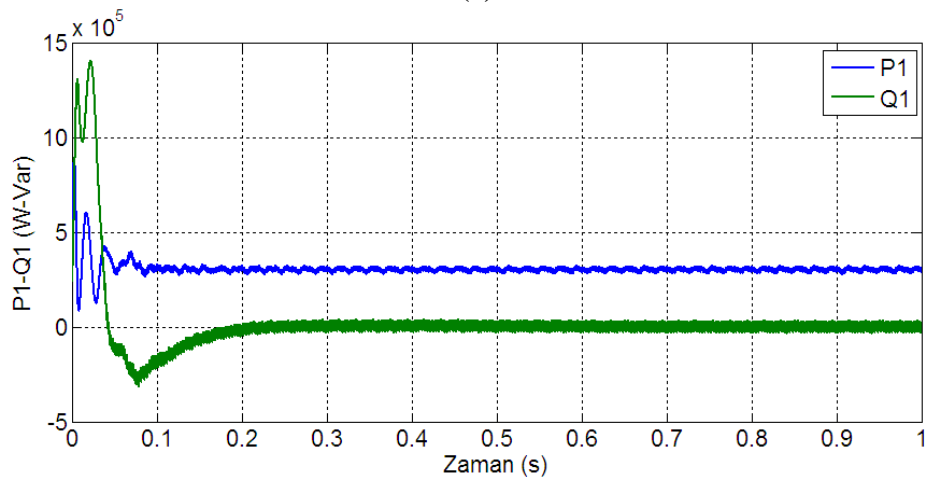
Şekil 6.8 (b)'de dikkat edilirse kapasitif çalışma durumu nedeniyle akım yön değiştirmektedir. Şekil 6.9 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir. IGBT akım ve gerilimlerine ilişkin şekiller D-STATKOM güç kayıplarının hesaplandığı sinyal aralığı için verilmektedir.

6.2.2. SVPWM anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları

Bu bölümde faz açısı algoritmasına adapte edilen SVPWM anahtarlama yöntemi kullanan D-STATKOM'dan alınan sonuçlar verilmiştir. Şekil 6.10 (a) ve (b)'de DB aktif ve reaktif gücünün değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir.



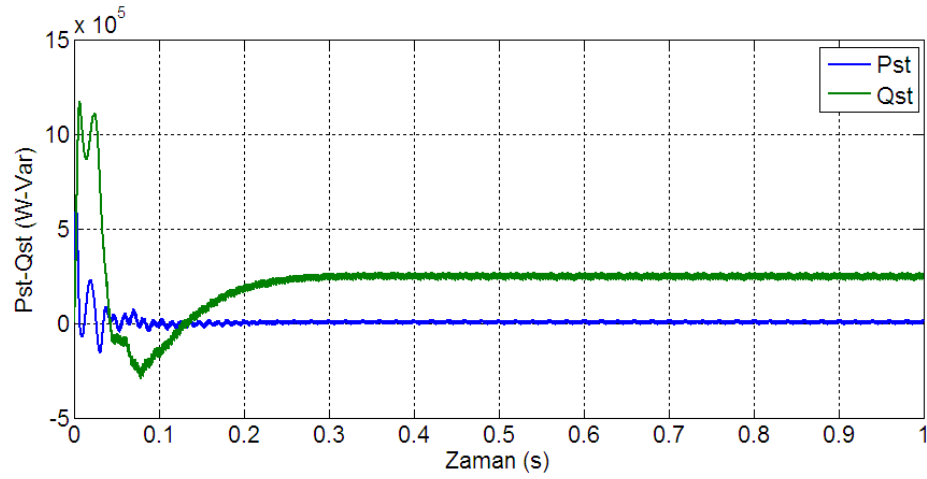
(a)



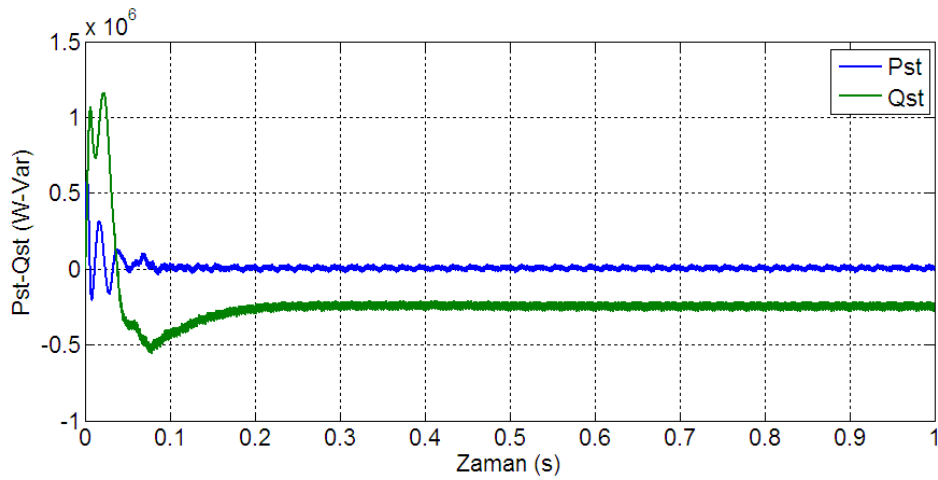
(b)

Şekil 6.10. Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.11 (a) ve (b)'de D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir. Şekil 6.11 (a)'da D-STATKOM DB'den 250 kVAR reaktif güç (Qst) çekmekte Şekil 6.11 (b)'de ise DB'ye 250 kVAR reaktif güç vermektedir. Şekillerden görüldüğü üzere D-STATKOM DA bara kapasitörlerinin boşalmaması için şebekeden çektiği aktif güç haricinde herhangi bir aktif güç alış verişi bulunmamaktadır. Şekil 6.12 (a) ve (b)'de DB'nin güç faktörünün sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için zamana göre değişimi verilmiştir. Görüldüğü gibi her iki çalışma durumunda da DB güç faktörü 1 değerine ulaşmaktadır. Şekil 6.13 (a) ve (b)'de sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için DB akım ve geriliminin zamana göre değişimi verilmiştir. Burada gösterilen akım ve gerilimler sistem dengeye geldikten sonra belirli bir aralık için verilmiştir.



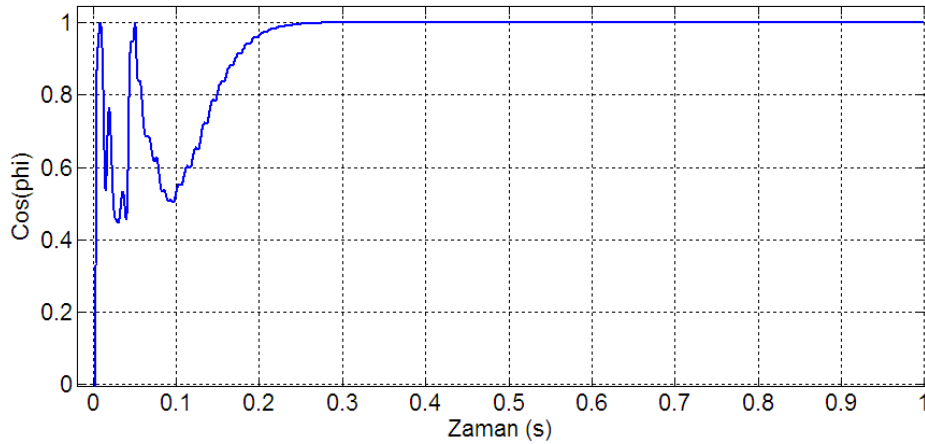
(a)



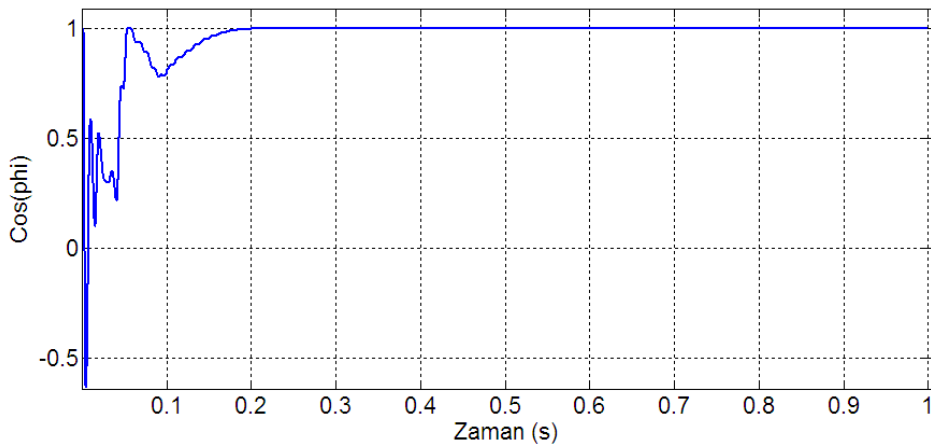
(b)

Şekil 6.11. D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Bilindiği gibi D-STATKOM reaktif güç kompanzasyonu durumunda DB'ye akım verir veya DB'den akım çeker. Şekil 6.14 (a) ve (b) sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma durumu için bu kompanzasyon durumlarını göstermektedir. Şekil 6.14 (a)'da D-STATKOM akımı (Ist) DB akımından (I1) yaklaşık 90° geri fazdadır. D-STATKOM bu durumda sistemden akım çekmektedir. Şekil 6.14 (b)'de ise D-STATKOM akımı DB akımından yaklaşık 90° ileri fazdadır. Bu durumda D-STATKOM sisteme akım vermektedir. Şekil 6.15 (a) ve (b)'de D-STATKOM eviricisi faz gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.16 (a) ve (b)'de ise D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.17 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir. Burada endüktif ve kapasitif çalışmada akımın yön değiştirdiği görülmektedir.

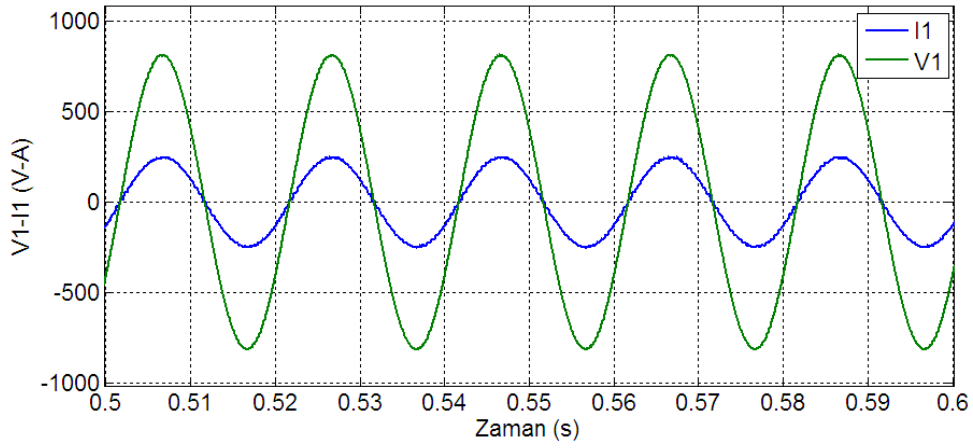


(a)

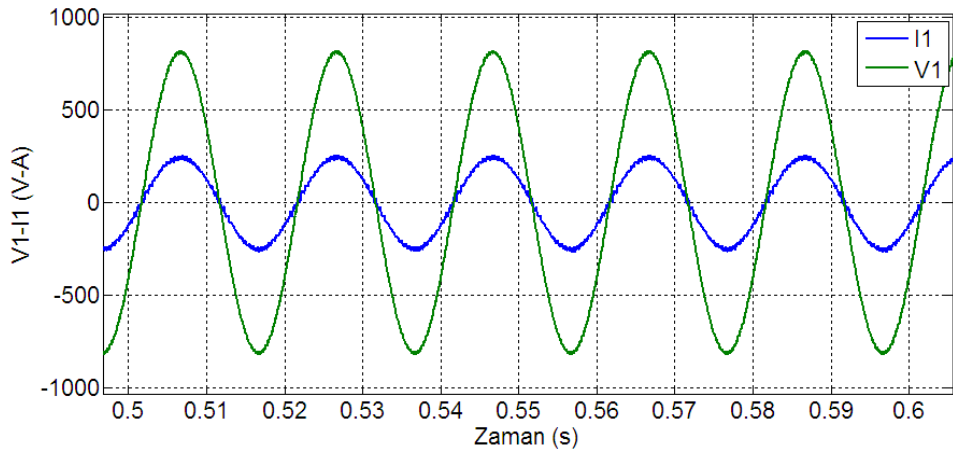


(b)

Şekil 6.12. Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

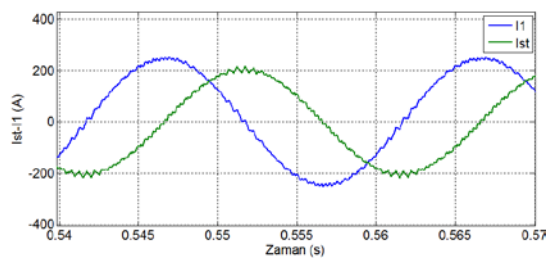


(a)

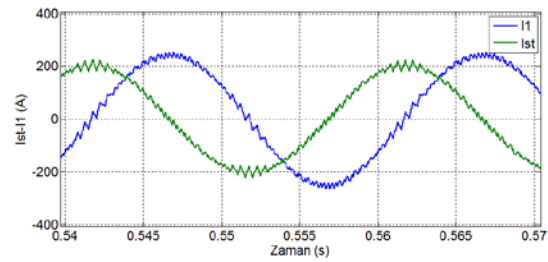


(b)

Şekil 6.13. Dağıtım barası akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



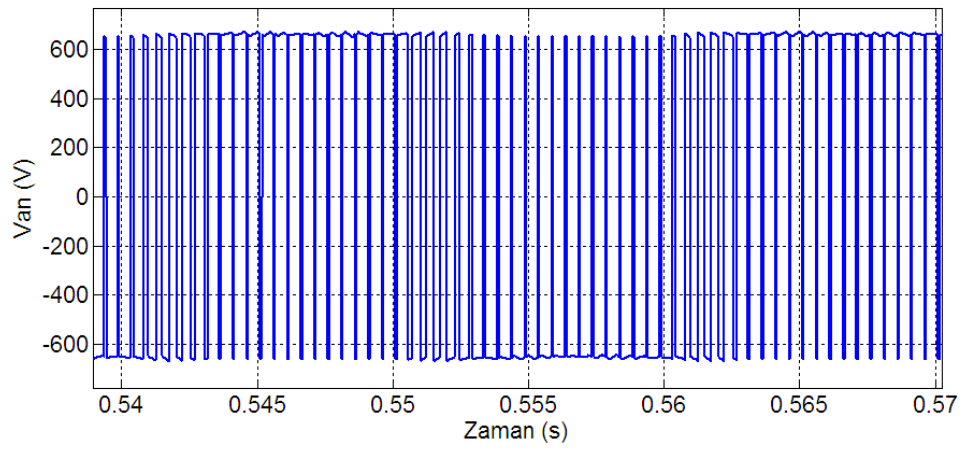
(a)



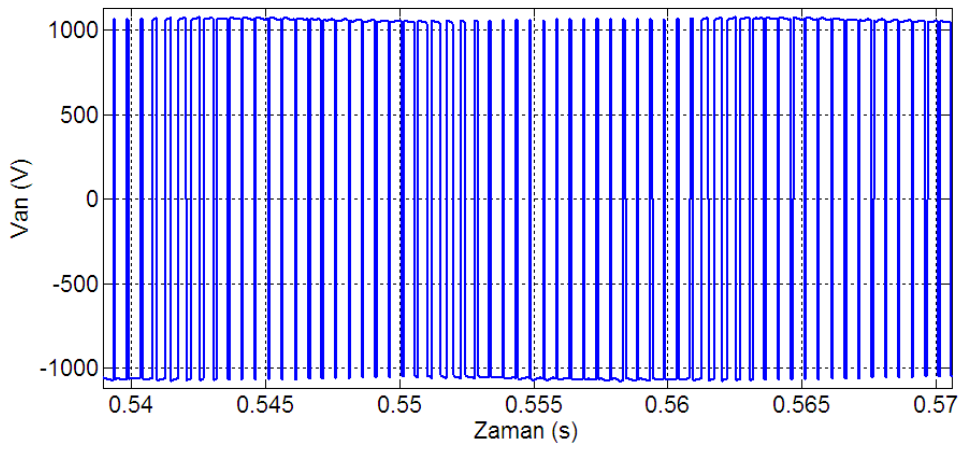
(b)

Şekil 6.14. D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma

(b) Kapasitif çalışma

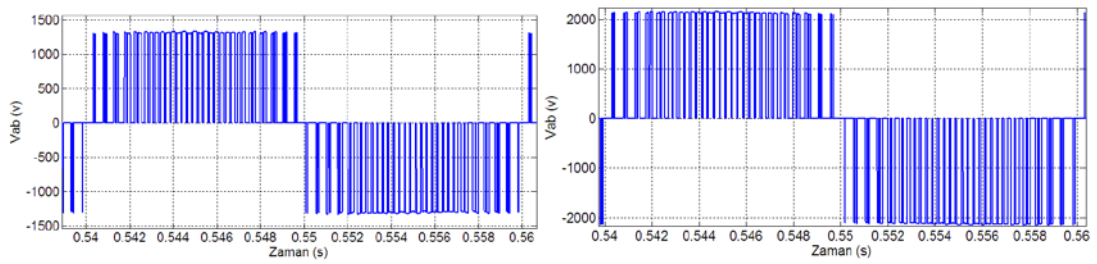


(a)

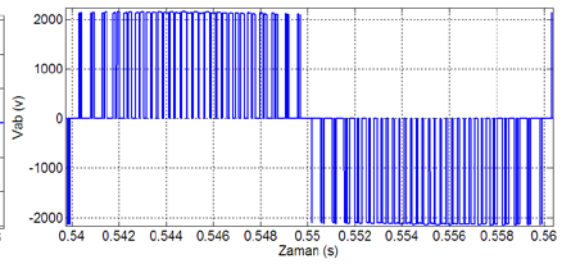


(b)

Şekil 6.15. D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

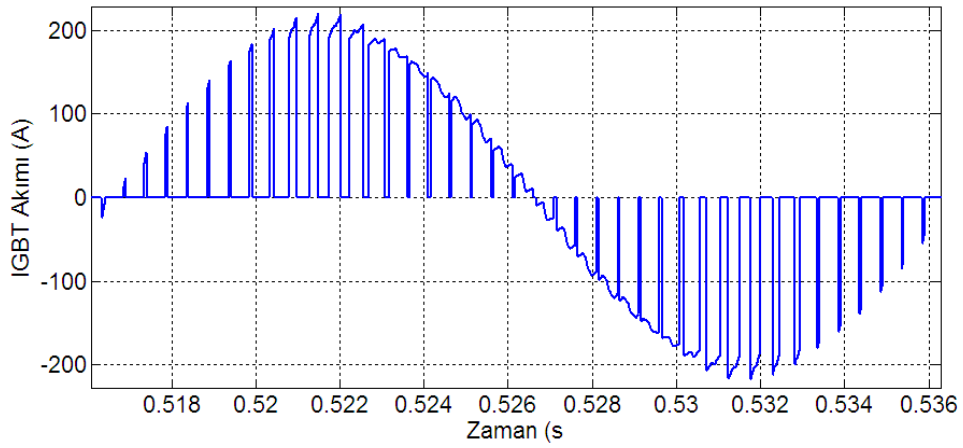


(a)

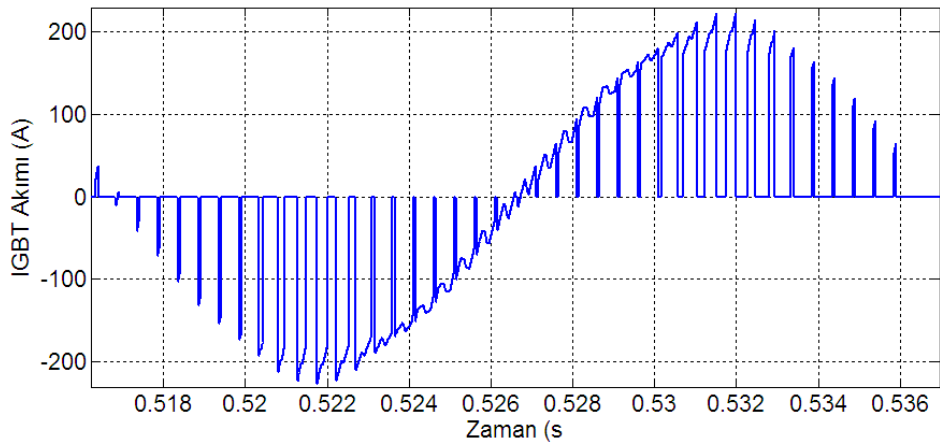


(b)

Şekil 6.16. D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



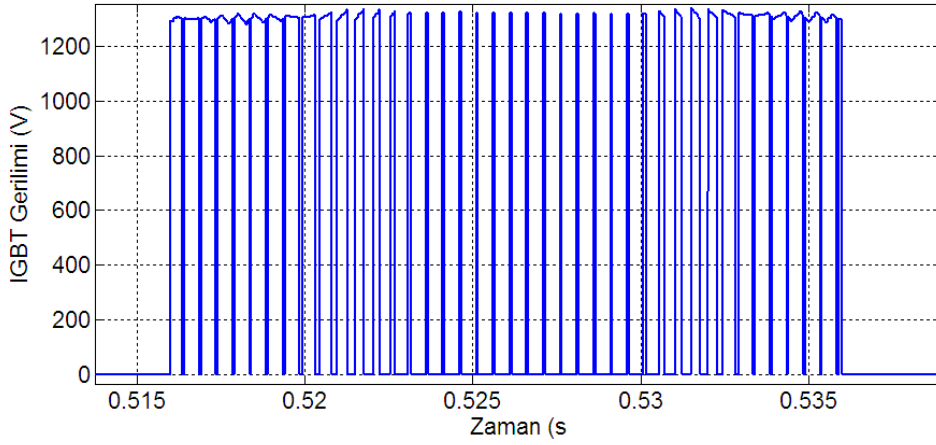
(a)



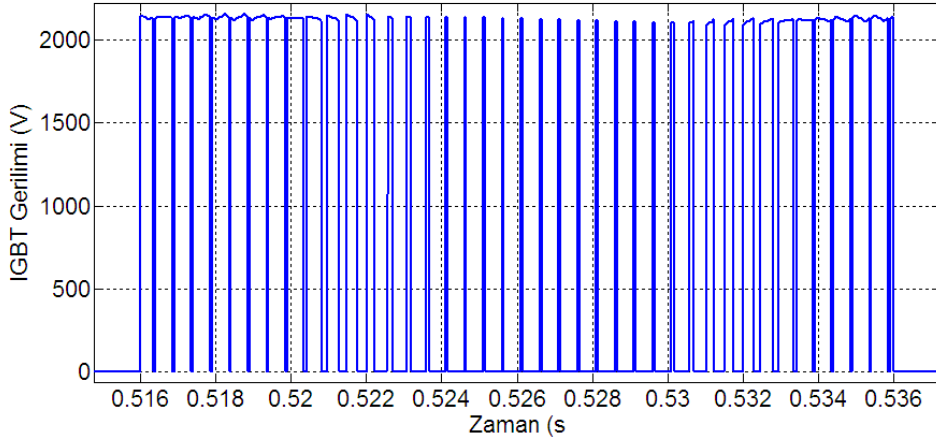
(b)

Şekil 6.17. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.18 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir. IGBT akım ve gerilimlerine ilişkin şekiller D-SATKOM güç kayıplarının hesaplandığı sinyal aralığı için verilmiştir.



(a)



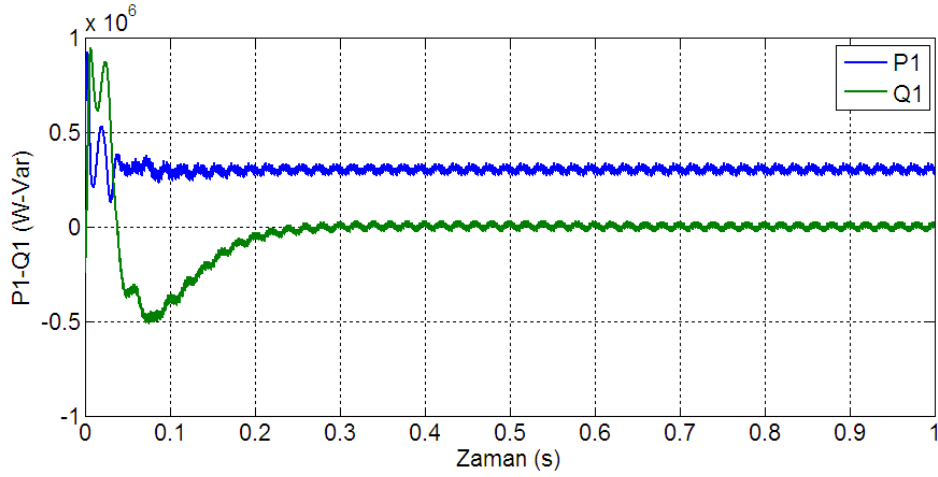
(b)

Şekil 6.18. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

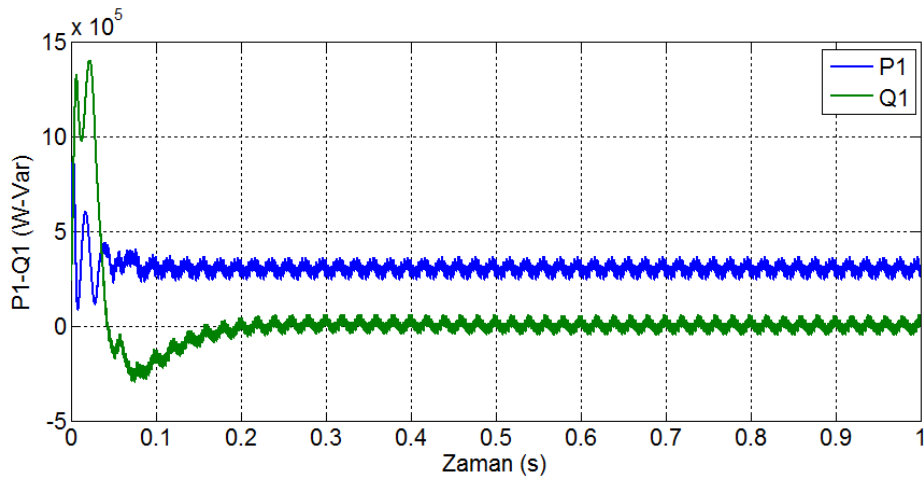
6.2.3. DPWM0 anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları

Bu bölümde faz açısı algoritmasına adapte edilen süreksiz PWM yöntemlerinden DPWM0 anahtarlama yöntemi kullanan D-STATKOM'dan elde edilen sonuçlara yer verilmiştir. DPWM0 yönteminde 60° olan anahtarlama bölümü modülasyon dalgasının bir periyodundaki pozitif ve negatif alternansın ilk 30° 'lik bölümünden sonra yapılır. Şekil 6.19 (a) ve (b)'de DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir. Her iki çalışma durumunda da reaktif güç referansı (Q_{ref}) sıfır verildiği için DB reaktif güç (Q_1) değeri, sıfır değerine ulaşmaktadır. Şekillerden görüldüğü gibi bu yöntemde reaktif

güçteki dalgalanma sürekli PWM yöntemleri ile karşılaştırıldığında daha fazladır. Şekil 6.20 (a) ve (b)'de D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmektedir. Şekil 6.20 (a)'da D-STATKOM DB'den 250 kVAR reaktif güç (Q_{st}) çekmekte Şekil 6.20 (b)'de ise DB'ye 250 kVAR reaktif güç vermektedir. Şekillerden bu yöntemde D-STATKOM reaktif gücünde ki dalgalanmanın sürekli PWM yöntemleri ile karşılaştırıldığında daha fazla olduğu görülmektedir. Şekil 6.21 (a) ve (b)'de DPWM0 yöntemi kullanıldığında DB güç faktörünün sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için zamana göre değişimi verilmiştir. Görüldüğü gibi her iki çalışma durumunda da DB güç faktörü 1'e ulaşmaktadır. Şekil 6.22 (a) ve (b)'de sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için DB akım ve geriliminin zamana göre değişimi verilmiştir.

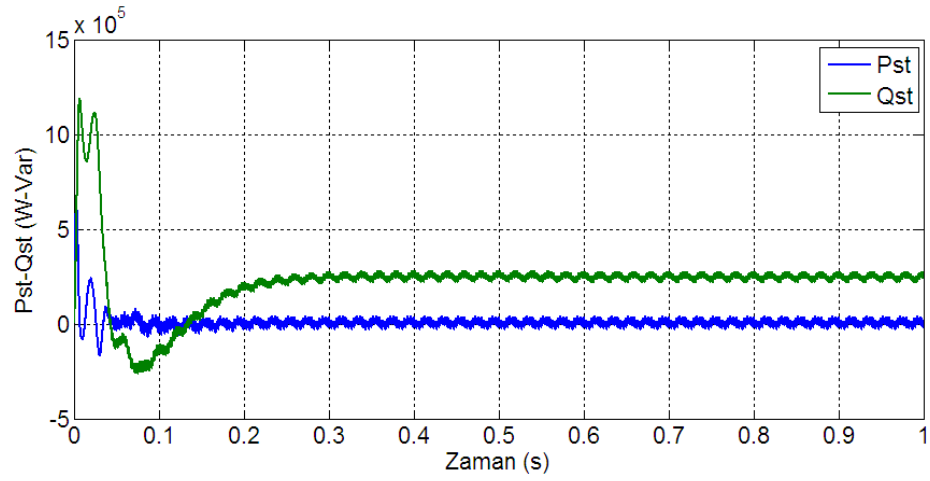


(a)

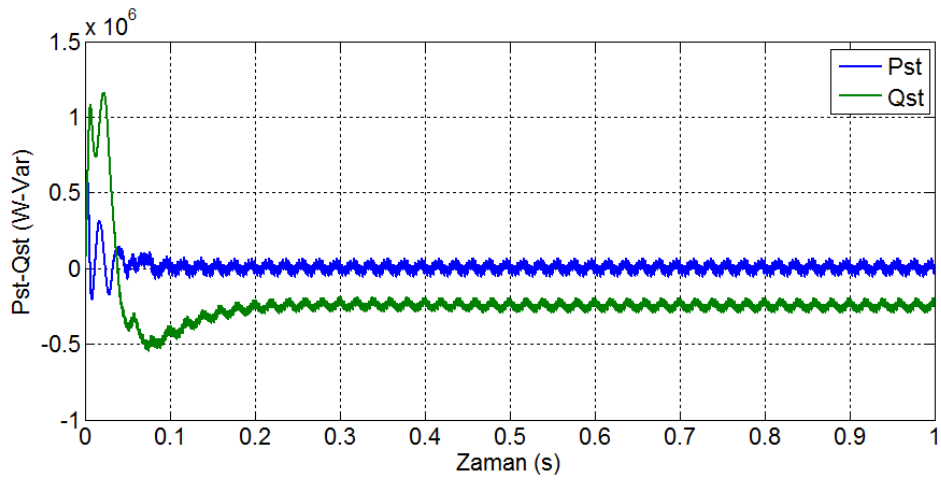


(b)

Şekil 6.19. Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

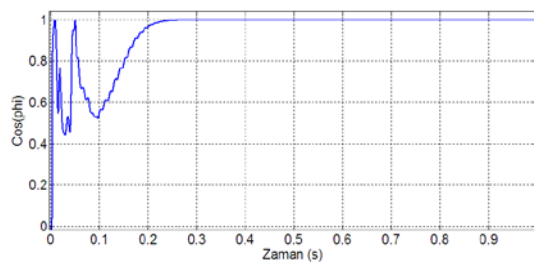


(a)

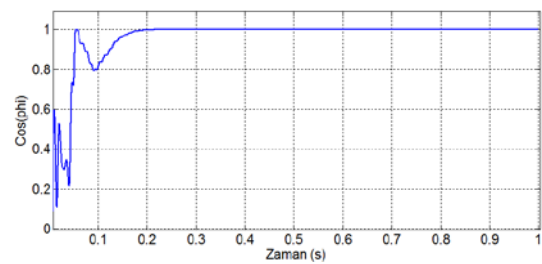


(b)

Şekil 6.20. D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

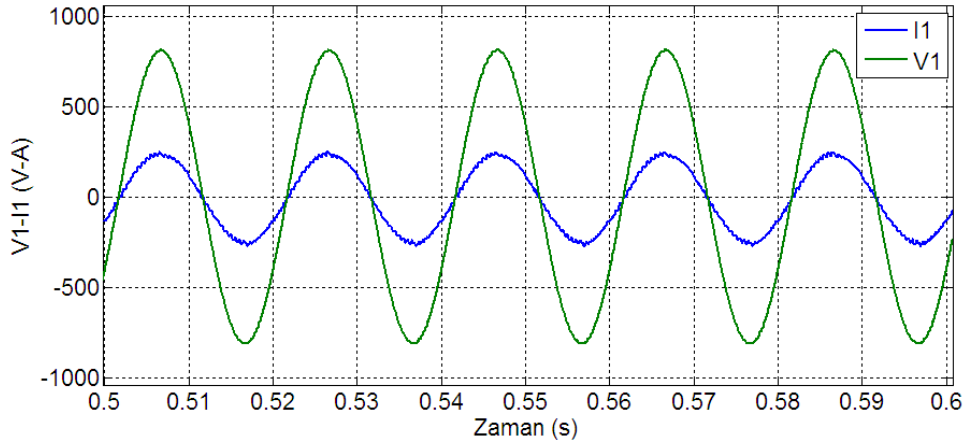


(a)

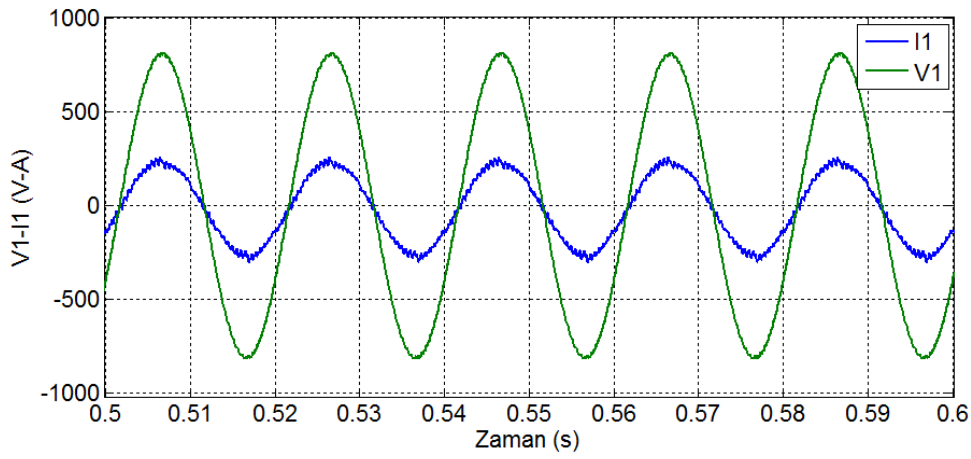


(b)

Şekil 6.21. Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

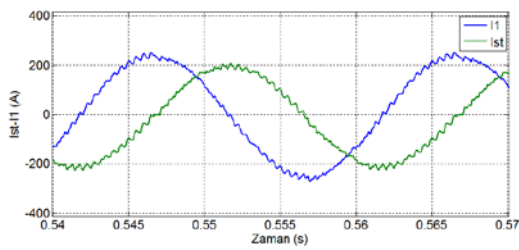


(a)

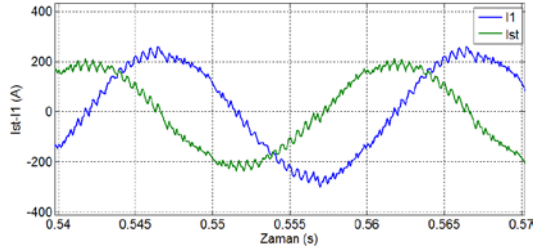


(b)

Şekil 6.22. DB akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



(a)

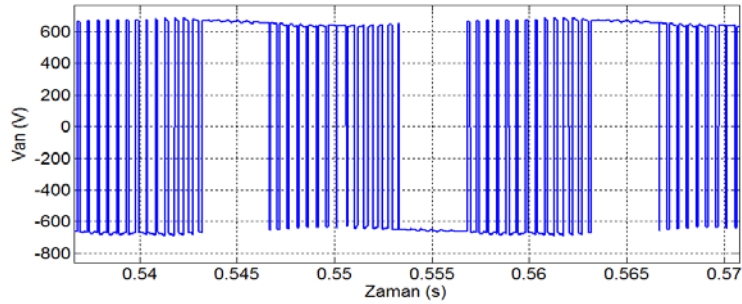


(b)

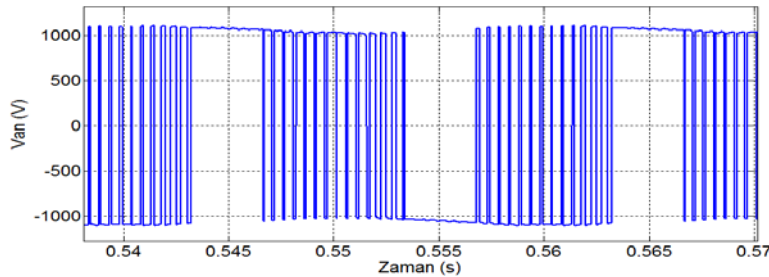
Şekil 6.23. D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.23 (a) ve (b) sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma durumu için D-STATKOM akımı ve DB akımının zamana göre değişimini göstermektedir. Şekil

6.23 (a)'da D-STATKOM akımının (Ist) DB akımından (I1) yaklaşık 90° geri fazlı olduğu ve bu durumda D-STATKOM'un sistemden akım çektiği anlaşılmaktadır. Şekil 6.23 (b)'de ise D-STATKOM akımının DB akımından yaklaşık 90° ileri fazda olduğu ve bu durumda D-STATKOM'un sisteme akım verdiği anlaşılmaktadır. Burada SPWM ve SVPWM yöntemine göre akım dalgalanmasının, dolayısıyla harmonik bozulmanın daha büyük olduğu görülmektedir. Şekil 6.24 (a) ve (b)'de D-STATKOM eviricisi faz gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekillerde kenetlenme anları net olarak görülmektedir. Bu anlarda D-STATKOM eviricisinin anahtarlama kayıpları yoktur. Şekil 6.25 (a) ve (b)'de ise D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.26 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir. IGBT akım dalga şekillerinde de kenetlenme anlarında akımın modülasyon oluşturmadan değiştiği görülmektedir. Kapasitif çalışmada IGBT akımının yön değiştirdiği görülmektedir. Kenetlenme durumlarında Şekil 6.27 (a) ve (b)'de endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilen D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT gerilim dalga şekillerinde IGBT üzerine sadece iletim gerilimi düşmektedir.

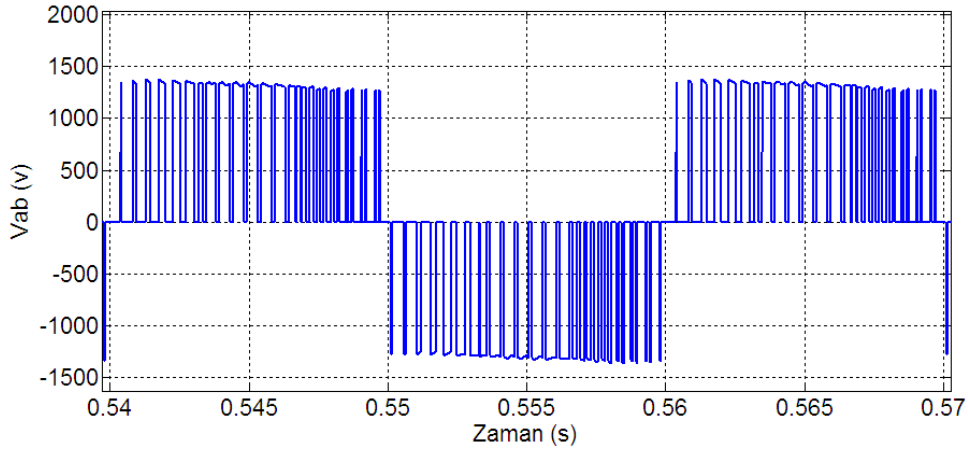


(a)

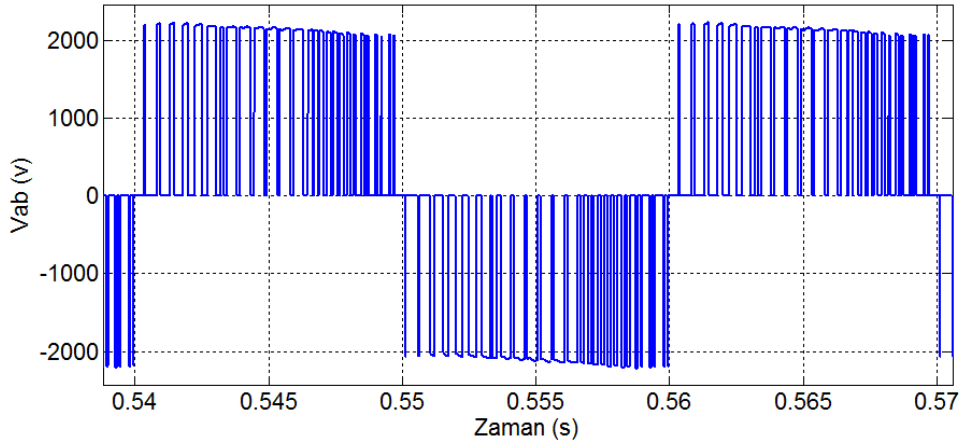


(b)

Şekil 6.24. D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

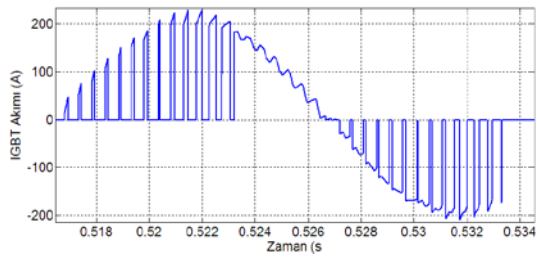


(a)

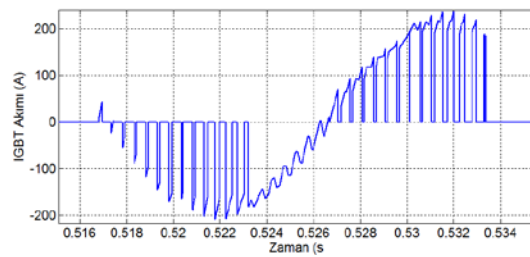


(b)

Şekil 6.25. D-STATKOM evircisi fazlar arası gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

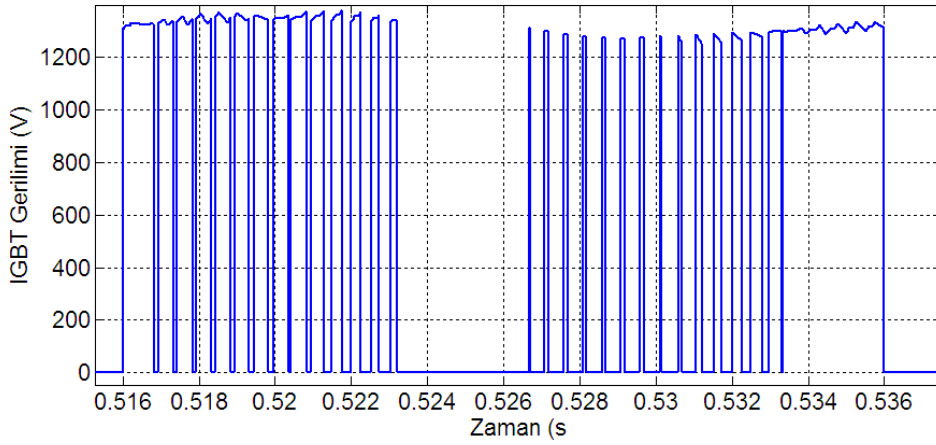


(a)

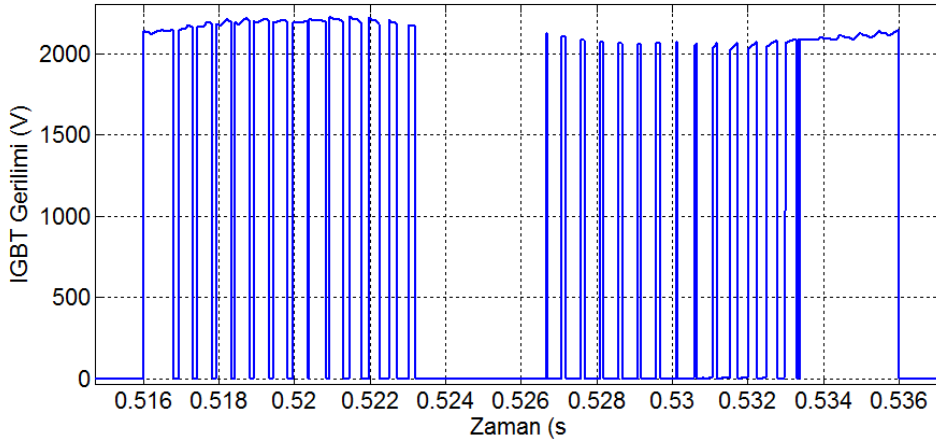


(b)

Şekil 6.26. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



(a)

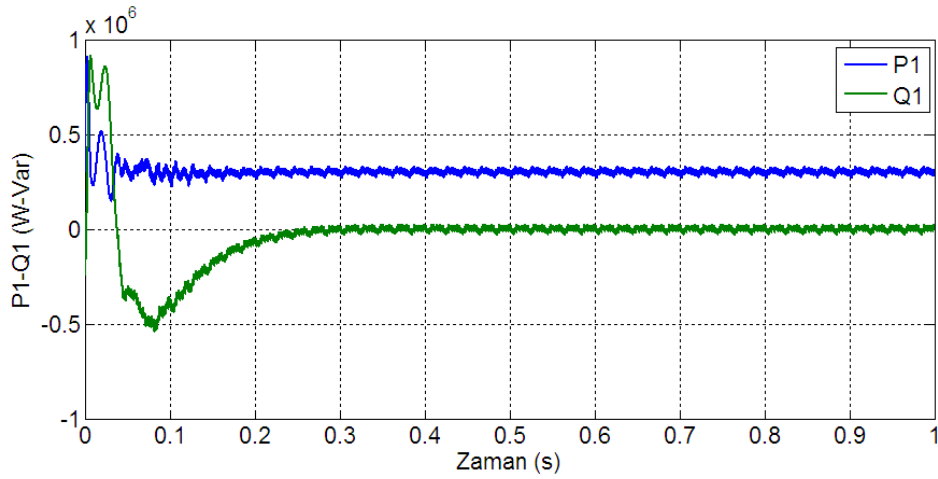


(b)

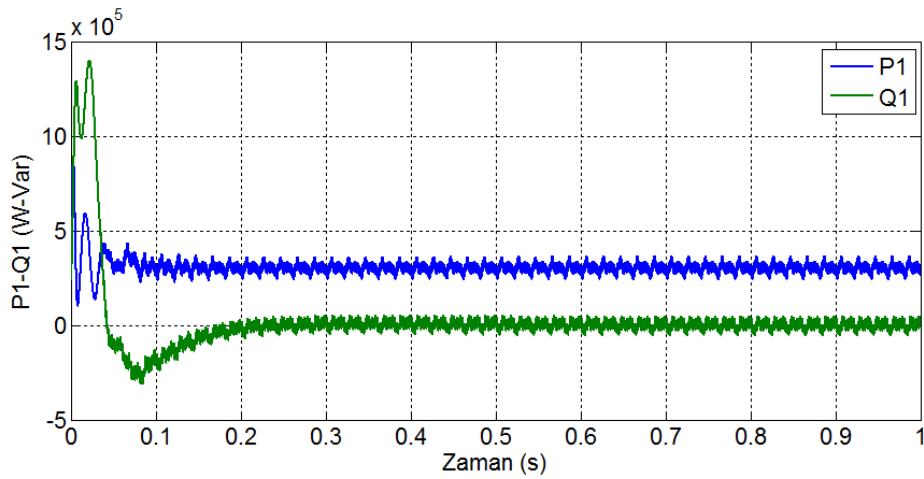
Şekil 6.27. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

6.2.4. DPWM1 anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları

Bu bölümde faz açısı algoritmasına süreksiz PWM yöntemlerinden DPWM1 anahtarlama yöntemi adapte edilmiş ve D-STATKOM'dan elde edilen sonuçlar verilmiştir. DPWM1 yöntemi birlik güç faktörü uygulamaları, yani akım ve gerilimin aynı fazda olduğu sistemlerde anahtarlama kayıplarının azaltılması açısından çok uygun bir yöntemdir. Çünkü 60° kenetlenme modülasyon dalgasının pozitif ve negatif alternansında, akım ve gerilimlerin tepe noktaları olan orta noktada meydana gelir. Bu sebeple rezistif yüklerde akımın maksimum olduğu noktada kenetleme olur. Şekil 6.28 (a) ve (b)'de DPWM1 yöntemi uygulandığında DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir.



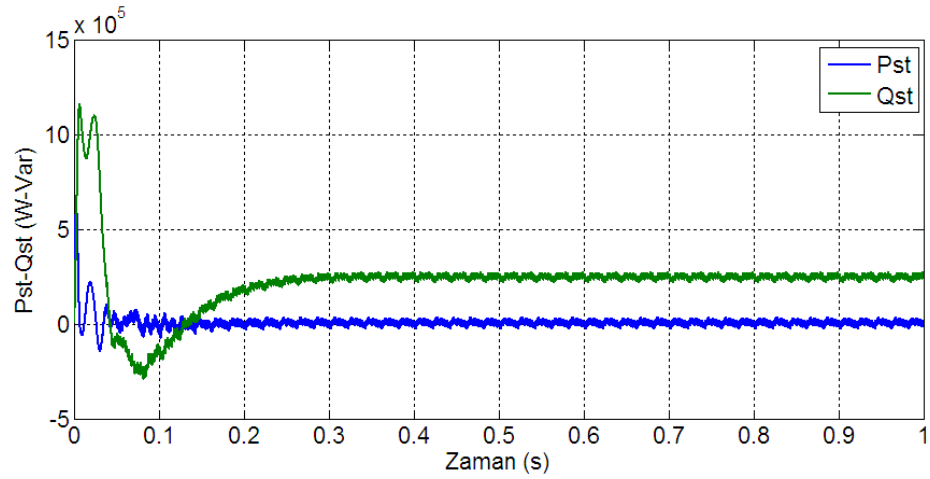
(a)



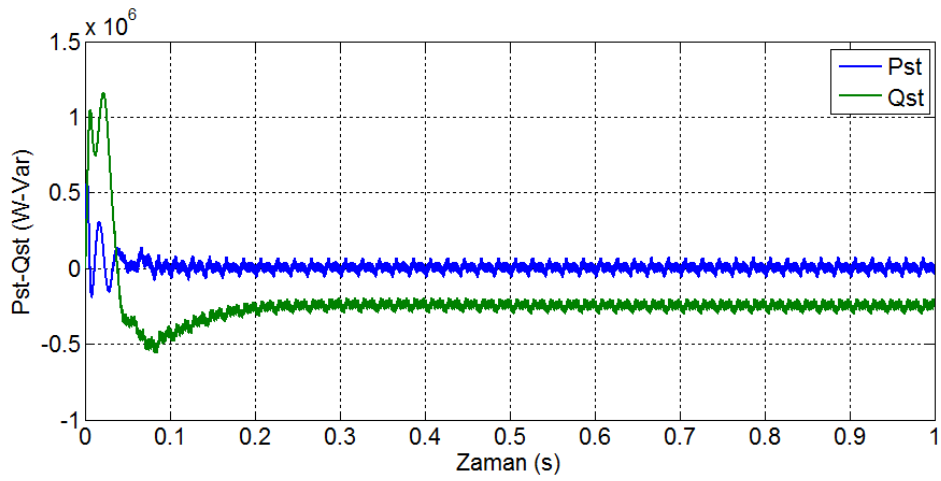
(b)

Şekil 6.28. Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.29 (a) ve (b)'de D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmektedir. Şekil 6.29 (a)'da D-STATKOM DB'den 250 kVAR reaktif güç (Q_{st}) çekmekte Şekil 6.29 (b)'de ise DB'ye 250 kVAR reaktif güç vermektedir. Şekillerden görüldüğü gibi bu yöntemde de D-STATKOM reaktif gücündeki dalgalanma sürekli PWM yöntemleri ile karşılaştırıldığında daha fazladır. Şekil 6.30 (a) ve (b)'de DPWM1 yöntemi kullanıldığında DB güç faktörünün sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için zamana göre değişimi verilmiştir. Görüldüğü gibi her iki çalışma durumunda da DB güç faktörü 1'e ulaşmaktadır. Şekil 6.31 (a) ve (b)'de sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için DB akım ve geriliminin zamana göre değişimi verilmiştir.

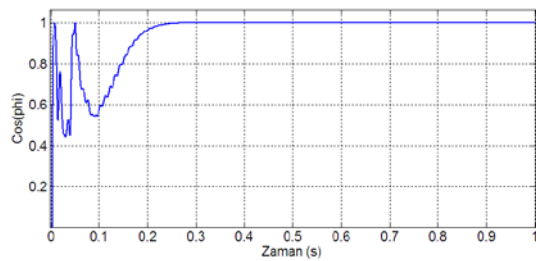


(a)

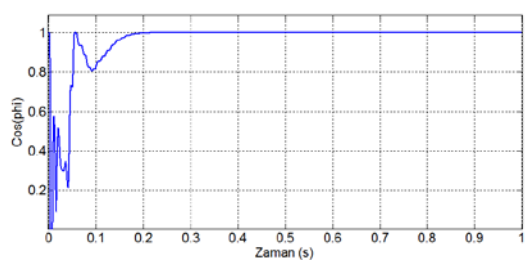


(b)

Şekil 6.29. D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

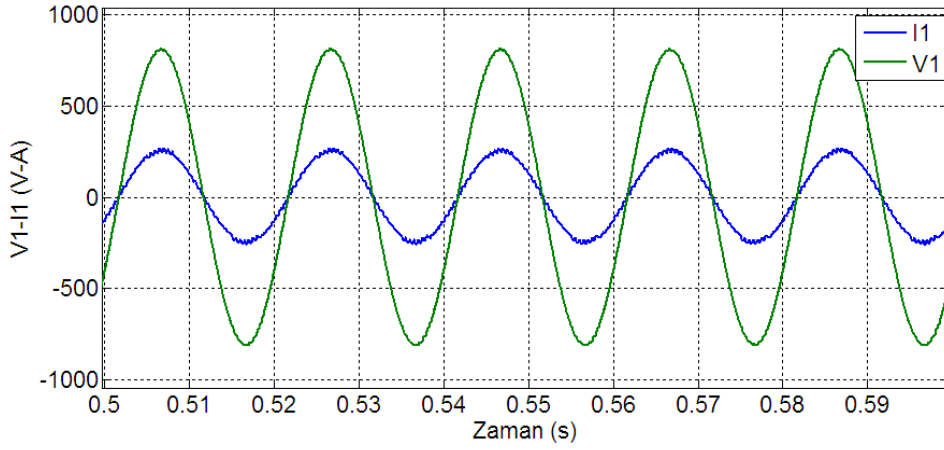


(a)

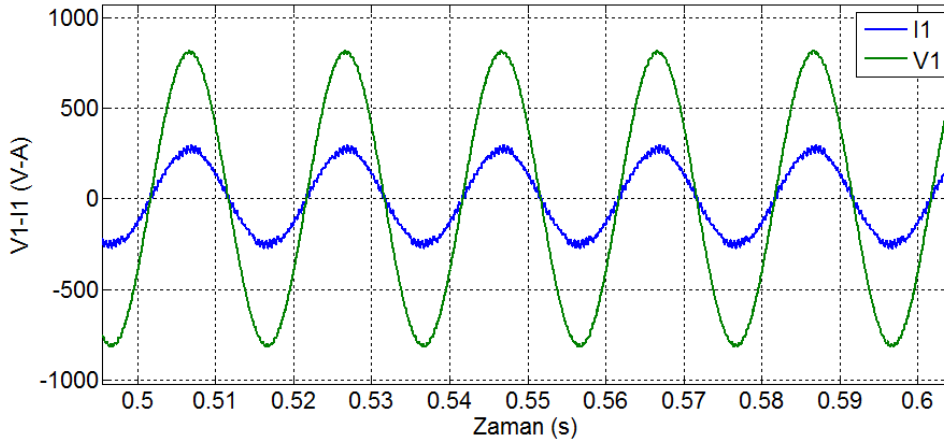


(b)

Şekil 6.30. Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



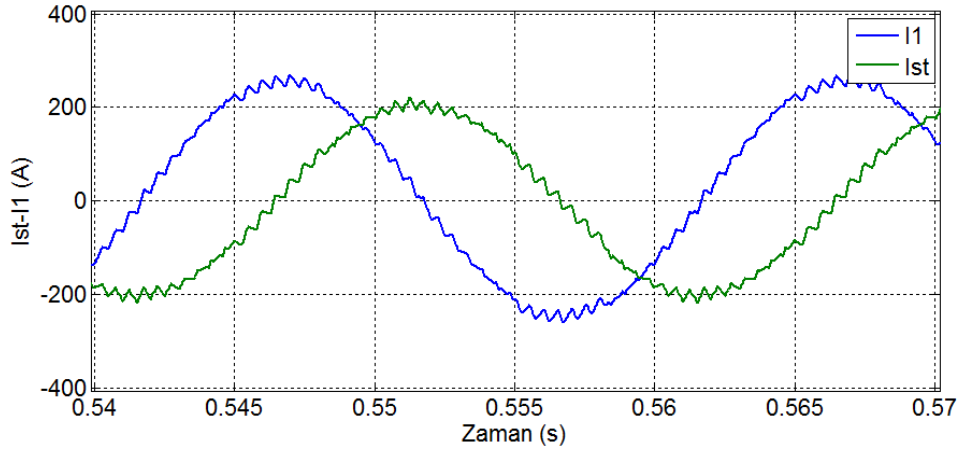
(a)



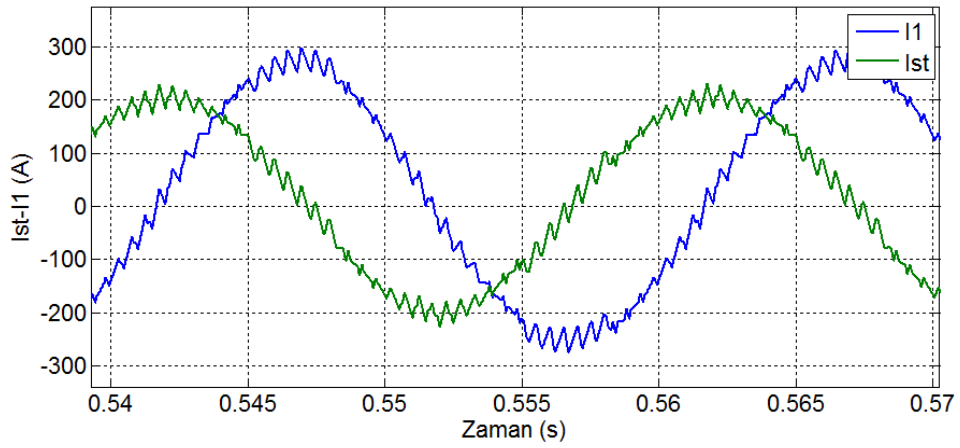
(b)

Şekil 6.31. Dağıtım barası akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.32 (a) ve (b) sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma durumu için D-STATKOM akımı ve DB akımının zamana göre değişimini göstermektedir. Şekil 6.32 D-STATKOM'un klasik akım çekme/verme durumunu göstermektedir. Bu dalga şekillerinden kapasitif çalışmada endüktif çalışmaya göre harmonik bozulmanın daha fazla olduğu görülmektedir. Şekil 6.33 (a) ve (b)'de D-STATKOM eviricisi faz gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.34 (a) ve (b)'de ise D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.35 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir.

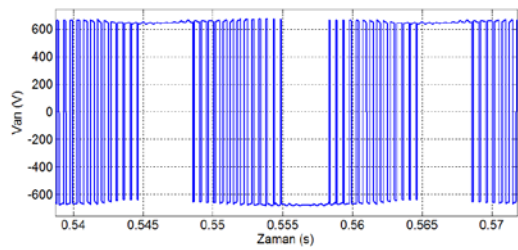


(a)

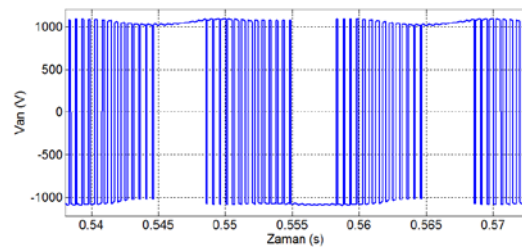


(b)

Şekil 6.32. D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

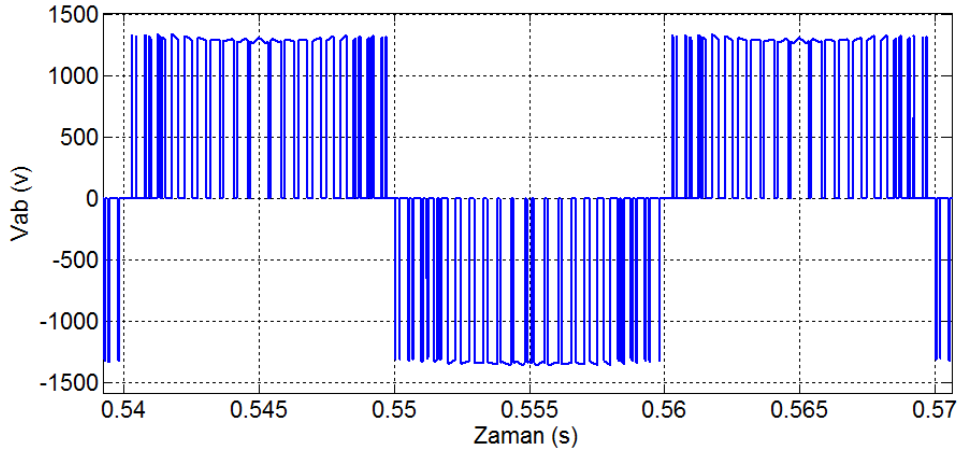


(a)

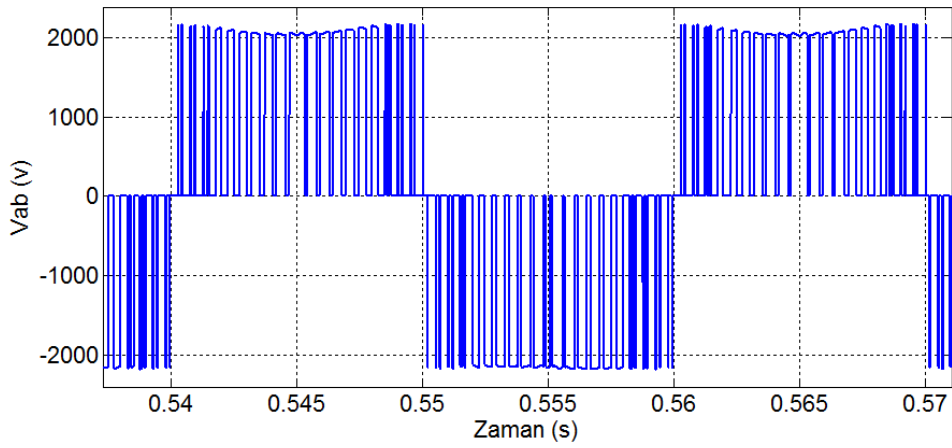


(b)

Şekil 6.33. D-STATKOM evircisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

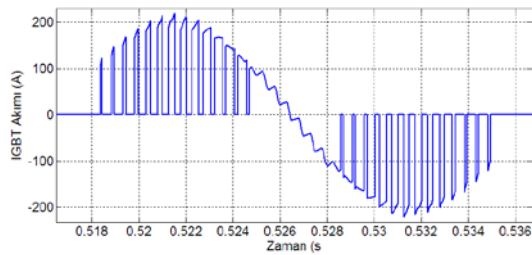


(a)

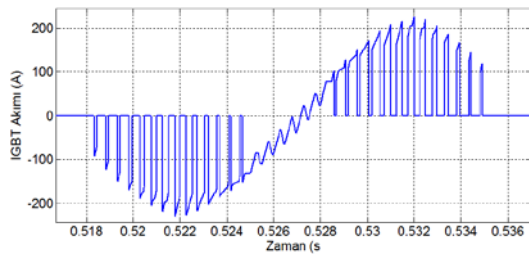


(b)

Şekil 6.34. D-STATKOM evircisi fazlar arası gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



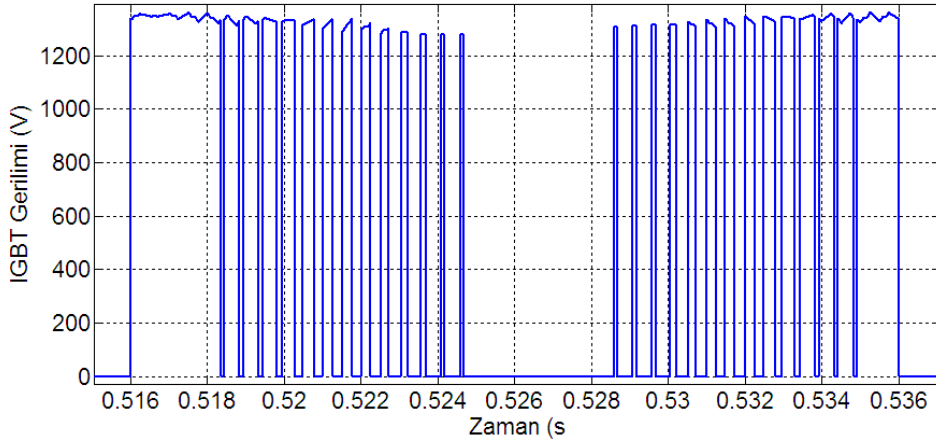
(a)



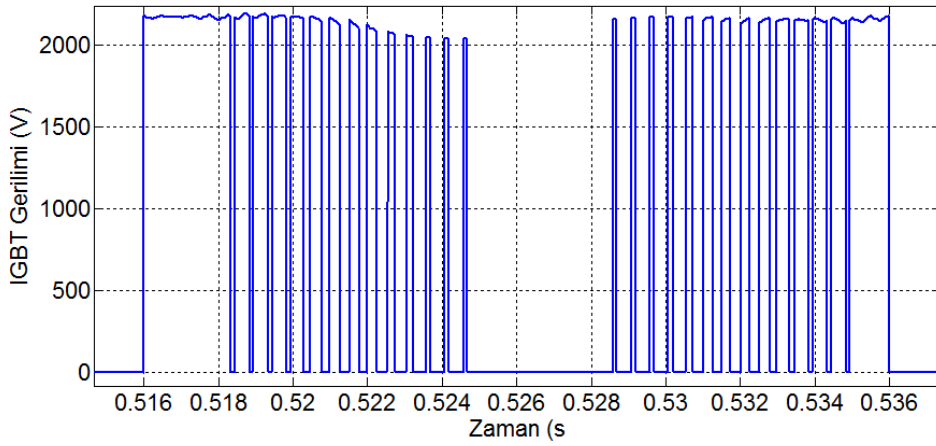
(b)

Şekil 6.35. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.36 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir.



(a)

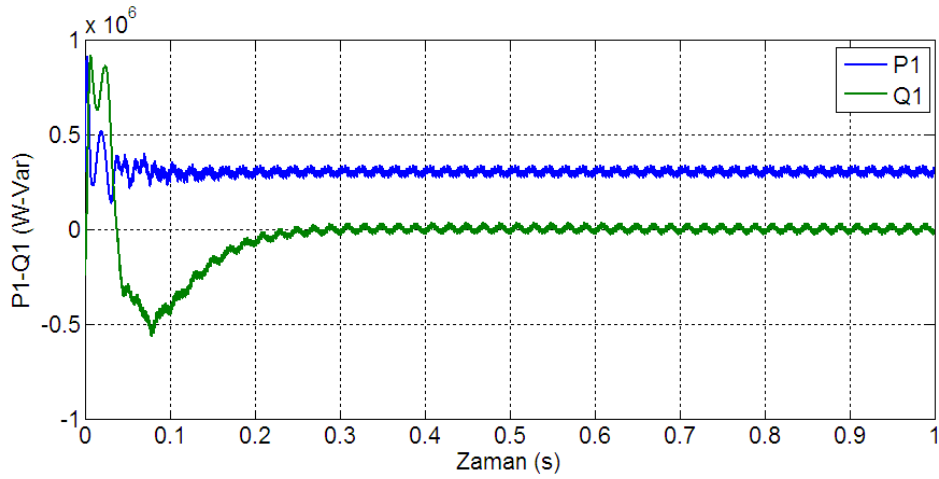


(b)

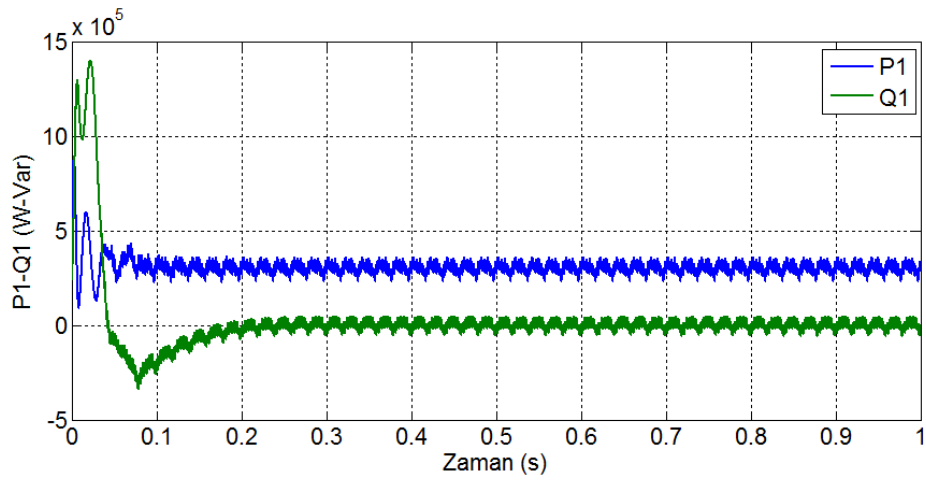
Şekil 6.36. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

6.2.5. DPWM2 anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları

Bu bölümde faz açısı denetim algoritmasına süreksiz PWM yöntemlerinden DPWM2 anahtarlama yöntemi adapte edilerek elde edilen sonuçlar verilmiştir. DPWM2 yönteminde 60° olan anahtarlanmayan bölüm modülasyon dalgasının bir periyodundaki pozitif ve negatif alternansın son 30° 'lik bölümünden önce yapılır. 30° geri güç faktörlü sistemler için uygun bir yöntemdir. Şekil 6.37 (a) ve (b)'de DPWM2 yöntemi uygulandığında DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.38 (a) ve (b)'de D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir.

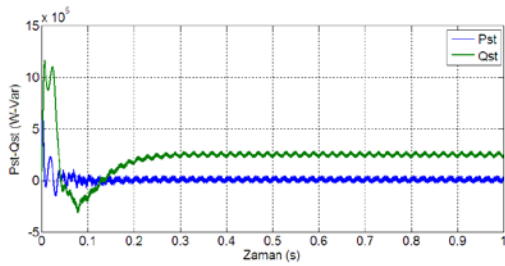


(a)

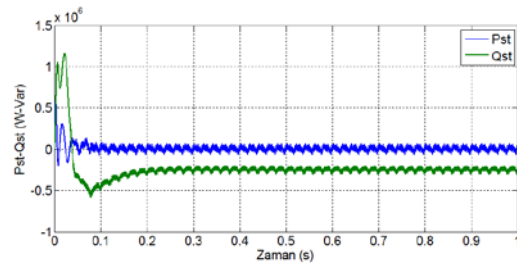


(b)

Şekil 6.37. Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



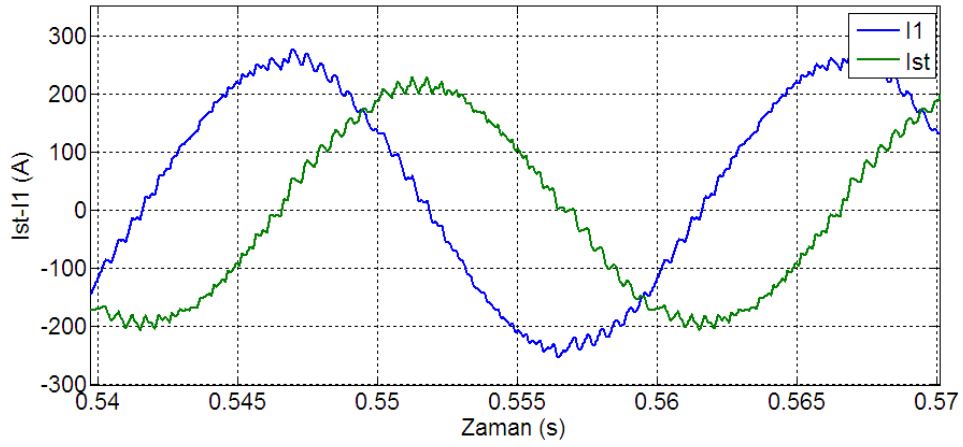
(a)



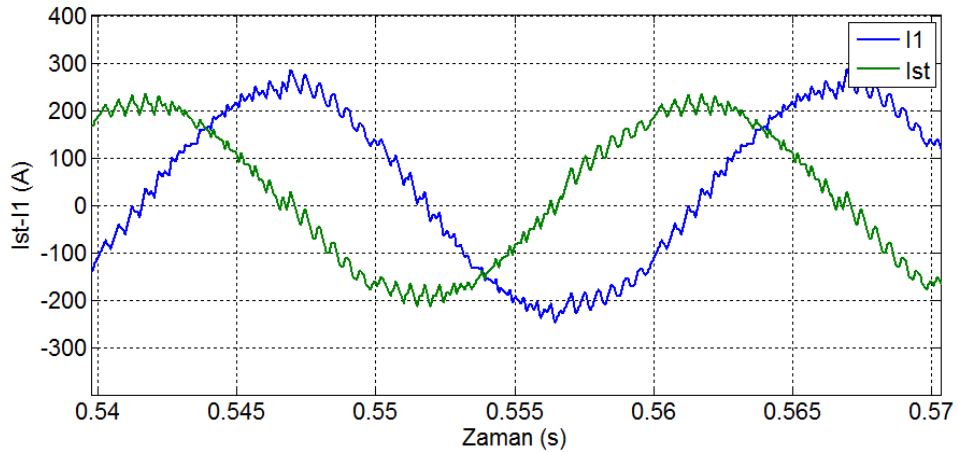
(b)

Şekil 6.38. D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.39 (a) ve (b) sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma durumu için D-STATKOM akımı ve DB akımının zamana göre değişimini göstermektedir. Şekil 6.40 (a) ve (b)'de D-STATKOM evircisine ilişkin faz gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.41 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir. Şekil 6.42 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmektedir.

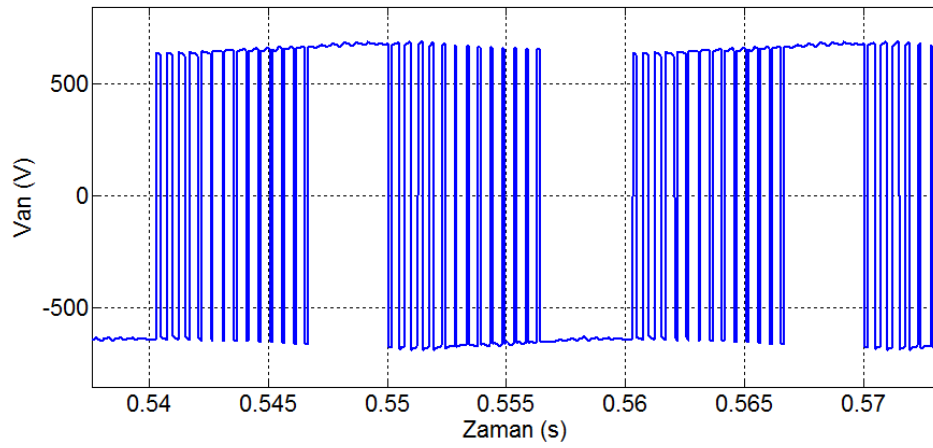


(a)

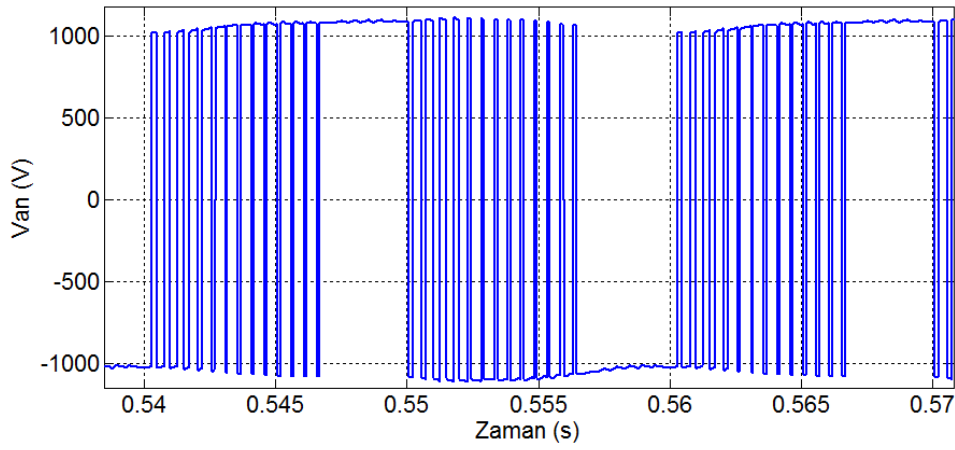


(b)

Şekil 6.39. D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma
(b) Kapasitif çalışma

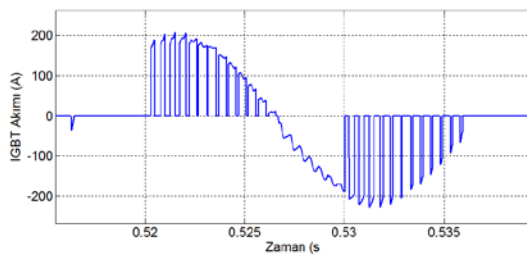


(a)

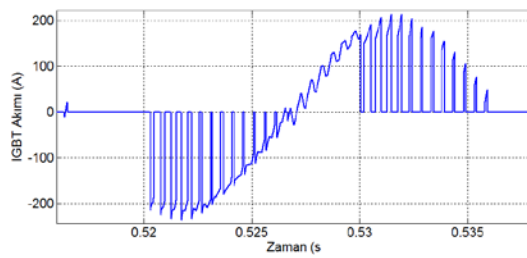


(b)

Şekil 6.40. D-STATKOM evircisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

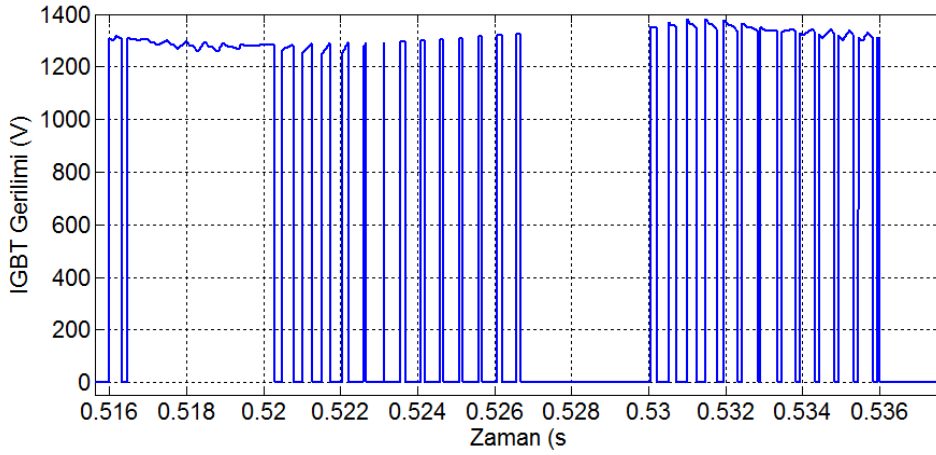


(a)

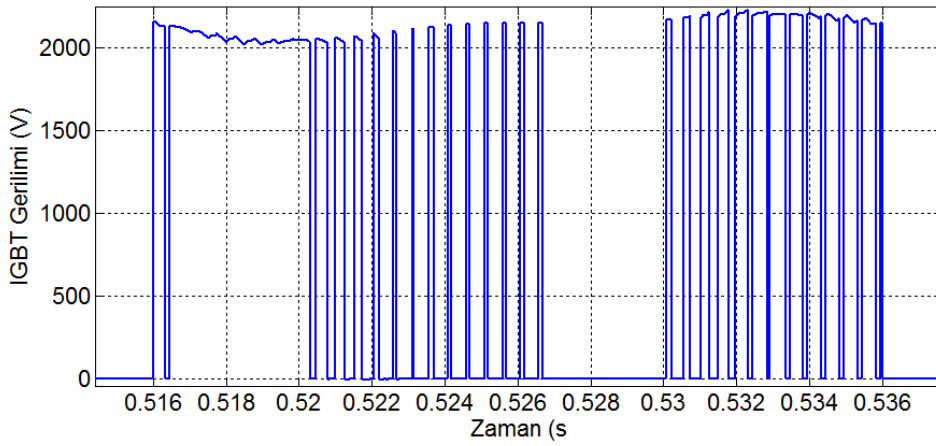


(b)

Şekil 6.41. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



(a)



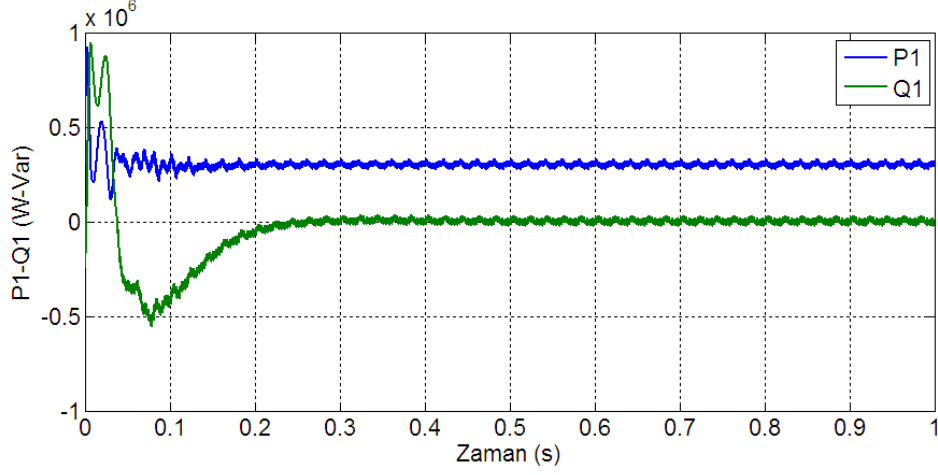
(b)

Şekil 6.42. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

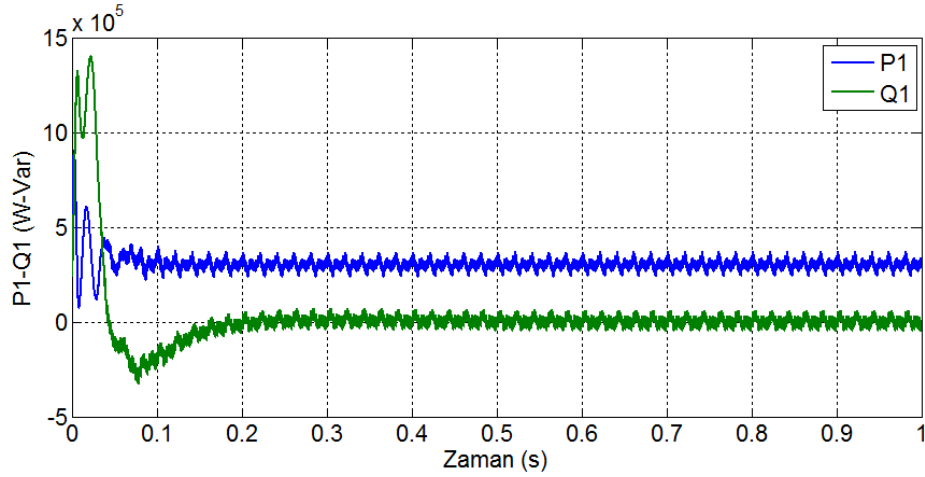
6.2.6. DPWM3 anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları

Bu bölümde faz açısı denetim algoritmasına süreksiz PWM yöntemlerinden DPWM3 anahtarlama yöntemi adapte edilmiş ve D-STATKOM'dan elde edilen sonuçlar verilmiştir. DPWM3 yönteminde sıfır vektörlerinin elimine edilmesi her bir 60° içinde faz bacaklarının zıt DA uçlara kenetlenmesi sağlanır. Dolayısıyla kenetlenen faz bacağı her bir 30° 'de bir değişir. Şekil 6.43 (a) ve (b)'de DPWM3 yöntemi uygulandığında DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.44 (a) ve (b)'de D-STATKOM aktif ve

reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir.



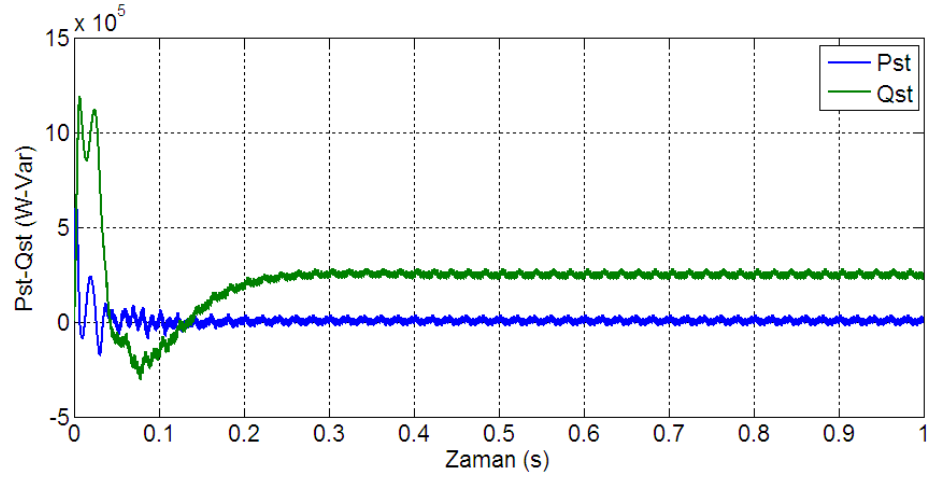
(a)



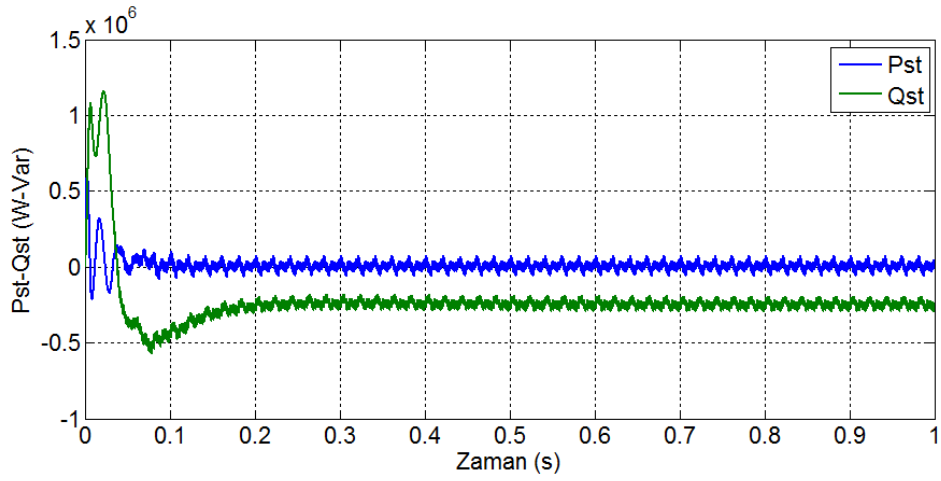
(b)

Şekil 6.43. Dağıtım barası aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.45 (a) ve (b)'de DB'nin güç faktörünün sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma durumunda zamana göre değişimi verilmiştir. Şekil 6.46 (a) ve (b) sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma durumu için D-STATKOM akımı ve DB akımının zamana göre değişimini göstermektedir. Şekil 6.47 (a) ve (b)'de D-STATKOM eviricisi faz gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.48 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir.

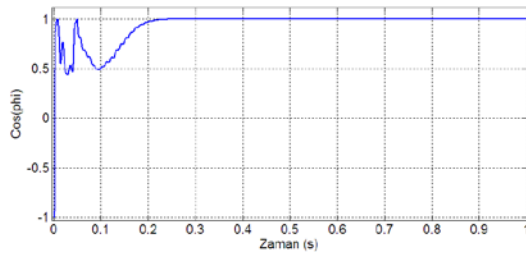


(a)

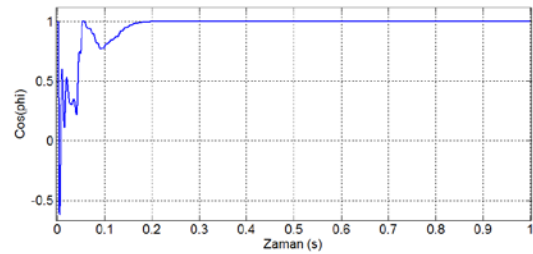


(b)

Şekil 6.44. D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

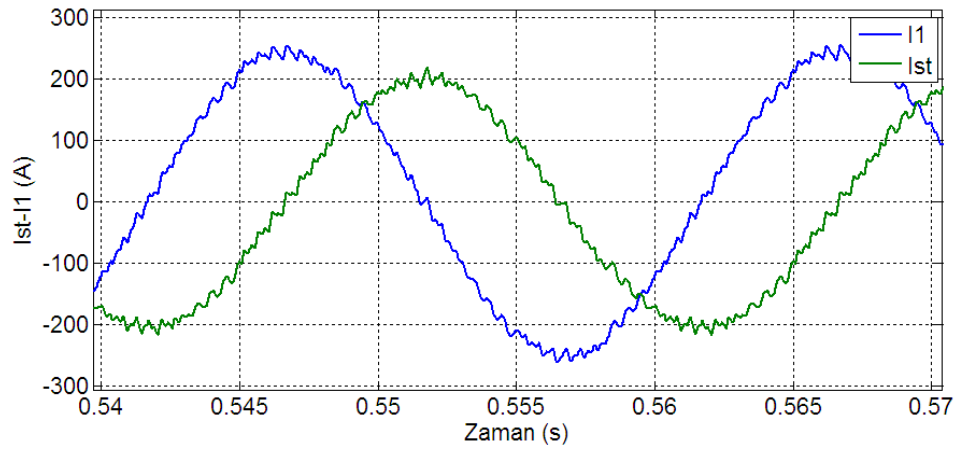


(a)

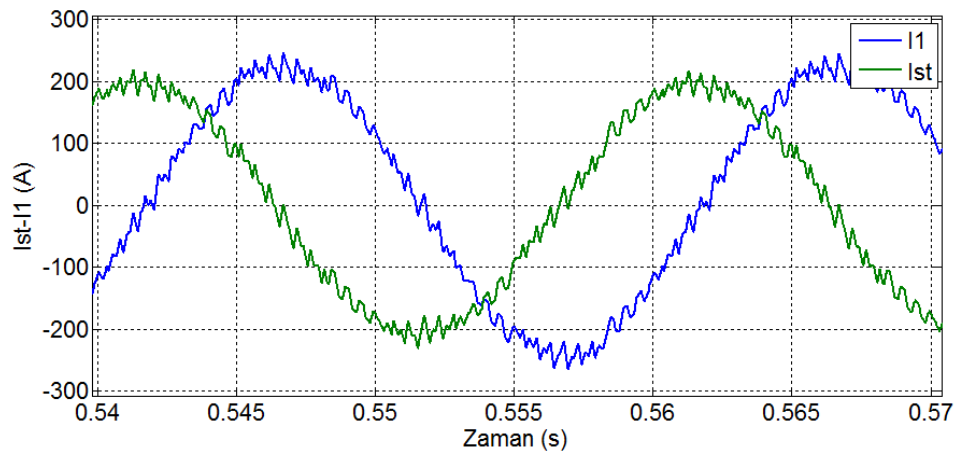


(b)

Şekil 6.45. Dağıtım barası güç faktörünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

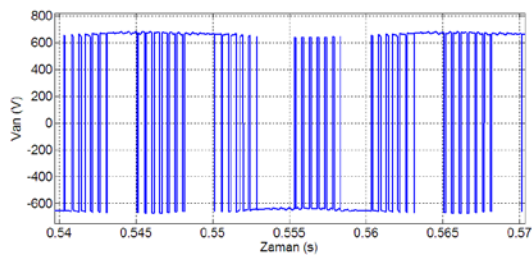


(a)

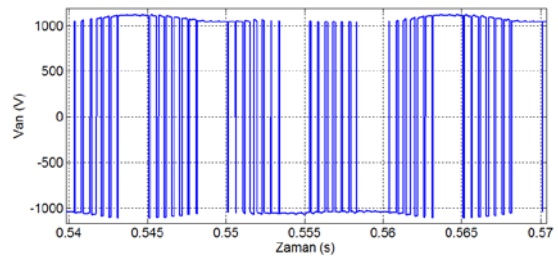


(b)

Şekil 6.46. Dağıtım barası akım ve geriliminin zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

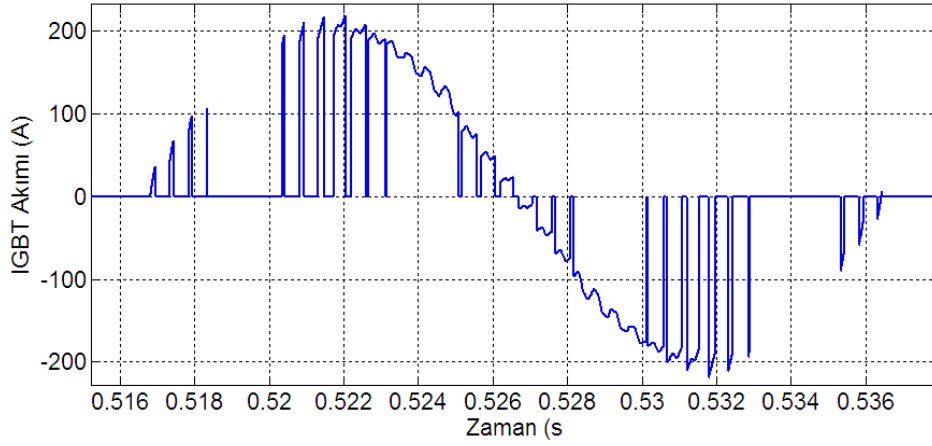


(a)

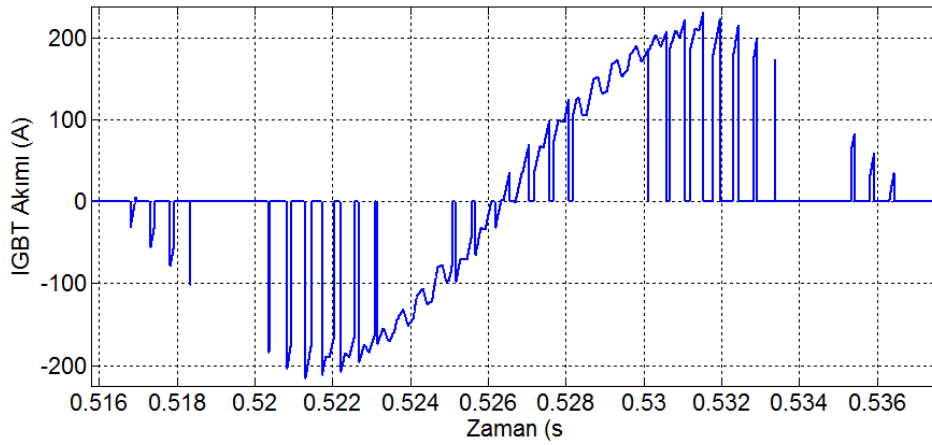


(b)

Şekil 6.47. D-STATKOM evircisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



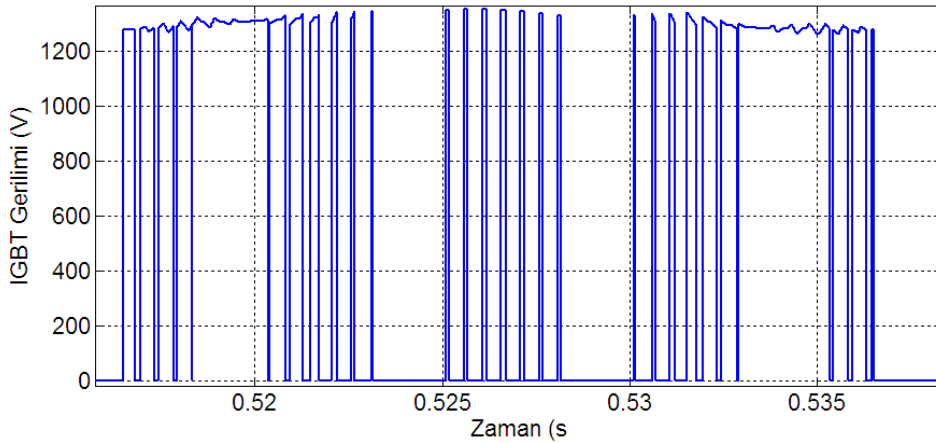
(a)



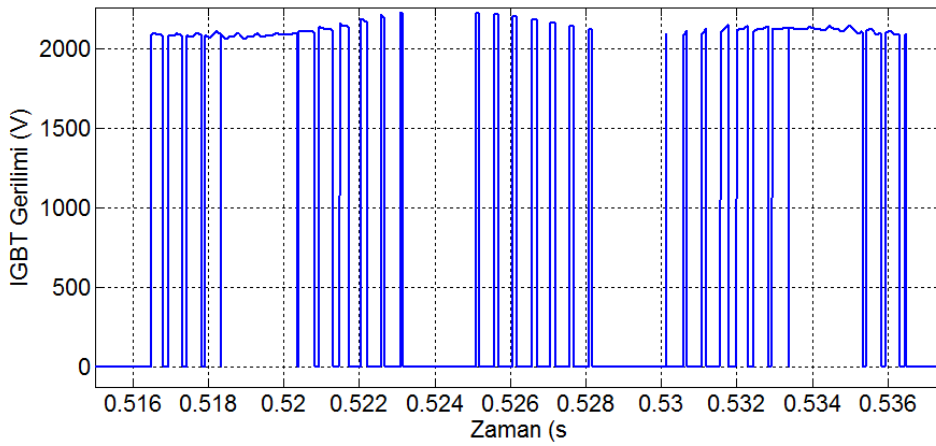
(b)

Şekil 6.48. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.49 (a) ve (b)'de D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekilleri sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmektedir. IGBT akım ve gerilimlerine ilişkin şekiller D-STATKOM güç kayıplarının hesaplandığı sinyal aralığı için verilmektedir.



(a)



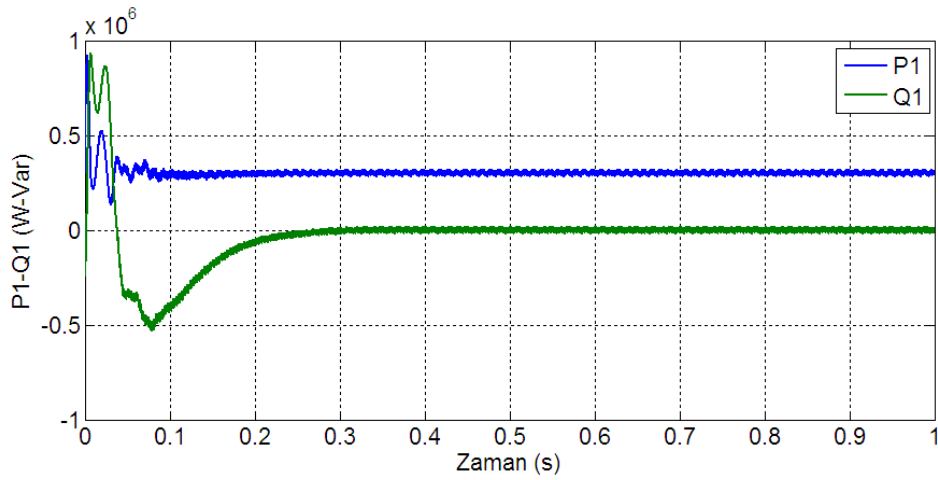
(b)

Şekil 6.49. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin gerilim dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

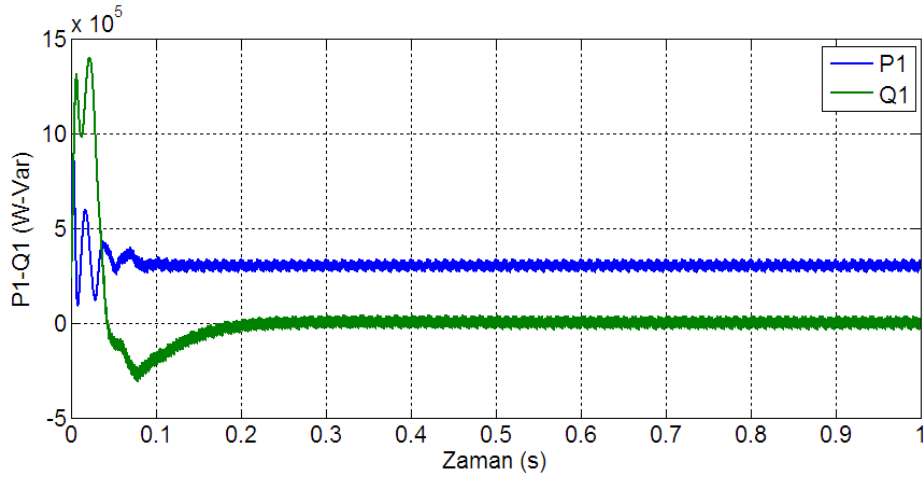
6.2.7. DPWMMIN anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları

Bu bölümde faz açısı denetim algoritmasına süreksiz PWM yöntemlerinden DPWMMIN anahtarlama yöntemi adapte edilmiş ve D-STATKOM'dan elde edilen sonuçlar verilmiştir. DPWMMIN yönteminde evirici kolları sırayla anahtarlama periyodunun 120° 'si boyunca DA kaynağının negatif ucuna kenetlenir. Bu nedenle her bir faz bacağında temel frekansın $1/3$ 'ünde bu aralıkta anahtarlama meydana gelmez. Dolayısıyla kenetlenen faz bacağı (Örneğin A faz bacağı alt IGBT) sadece negatif baraya kenetlenir. Şekil 6.50 (a) ve (b)'de DPWMMIN yöntemi uygulandığında DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif

ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.51 (a) ve (b)'de D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir. Şekil 6.52 (a) ve (b)'de D-STATKOM ve DB akımının zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir. Şekil 6.53 (a) ve (b)'de D-STATKOM eviricisi faz gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekillerden görüleceği üzere faz bacağı 120° için negatif DA baraya kenetlenmektedir.

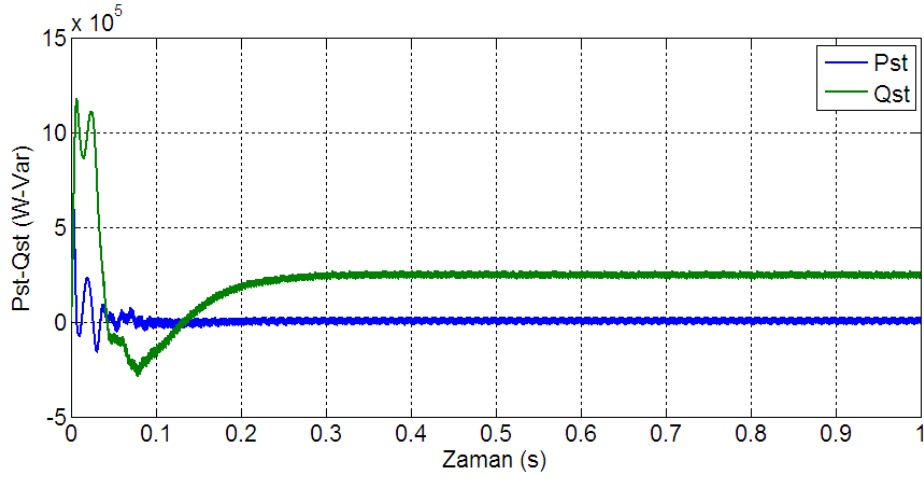


(a)

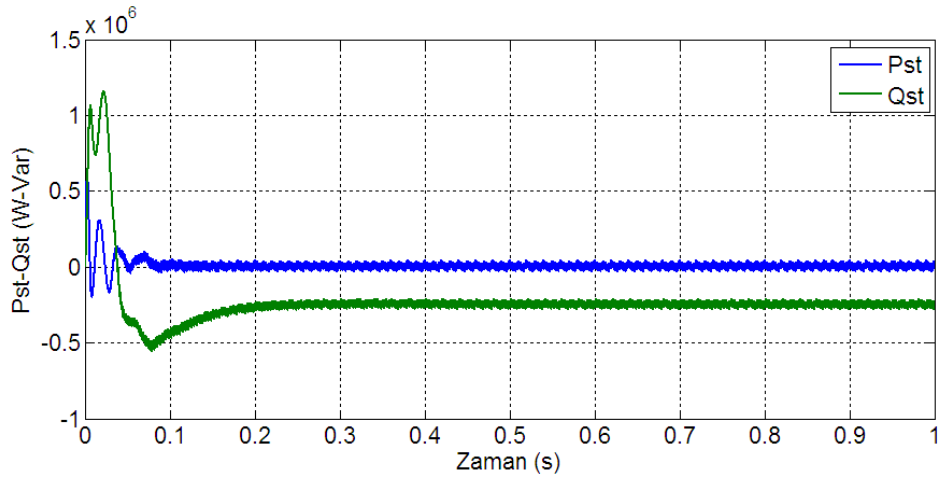


(b)

Şekil 6.50. DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

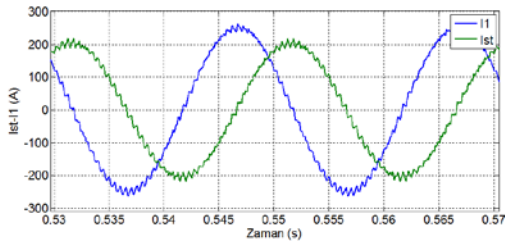


(a)

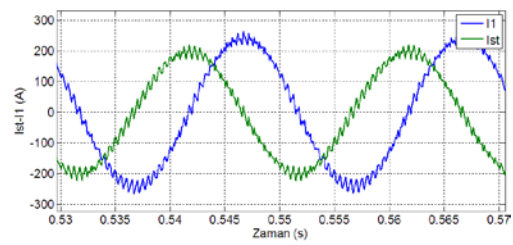


(b)

Şekil 6.51. D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

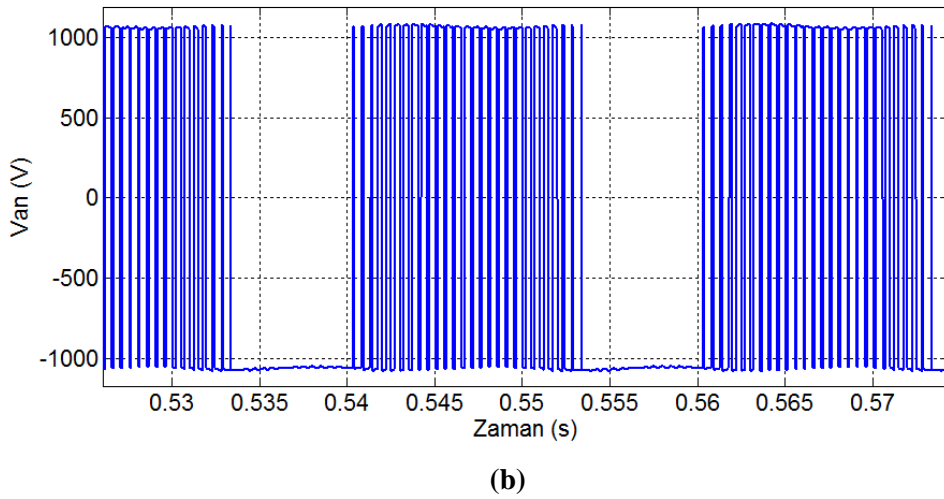
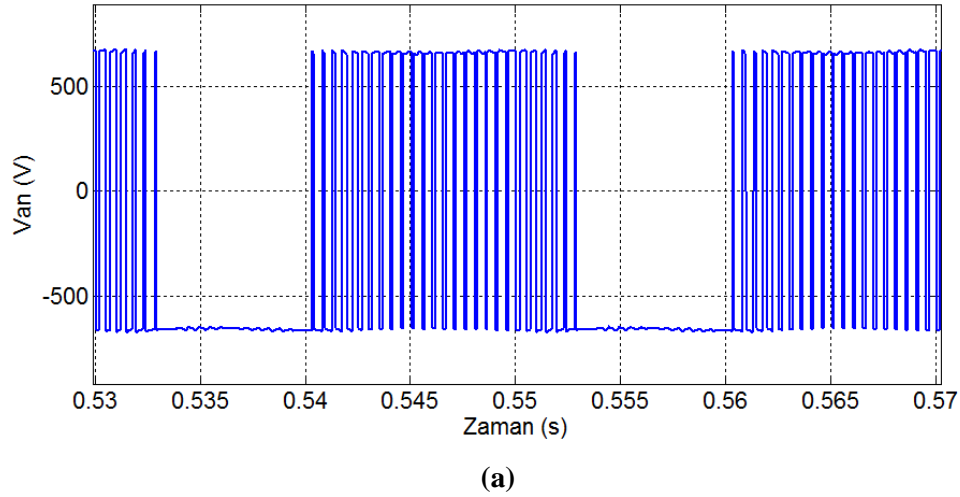


(a)



(b)

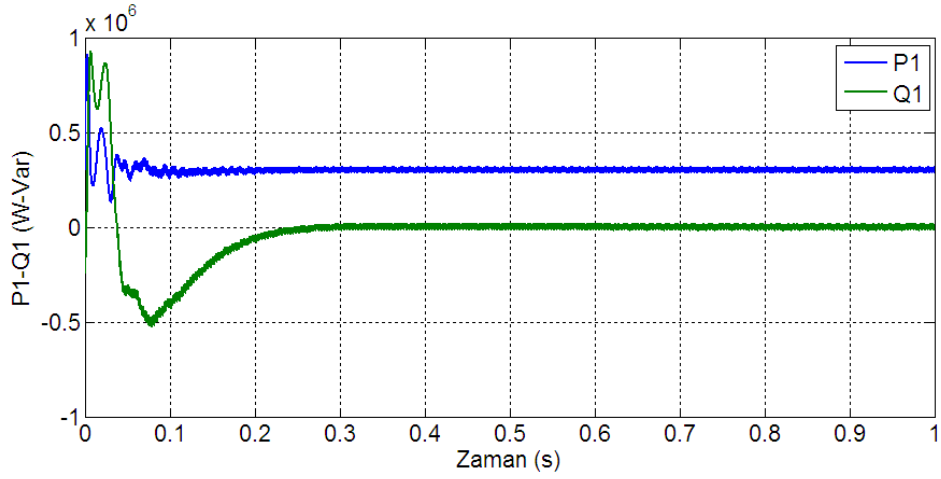
Şekil 6.52. D-STATKOM akımı (Ist) ve Dağıtım barası akımının (I1) zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



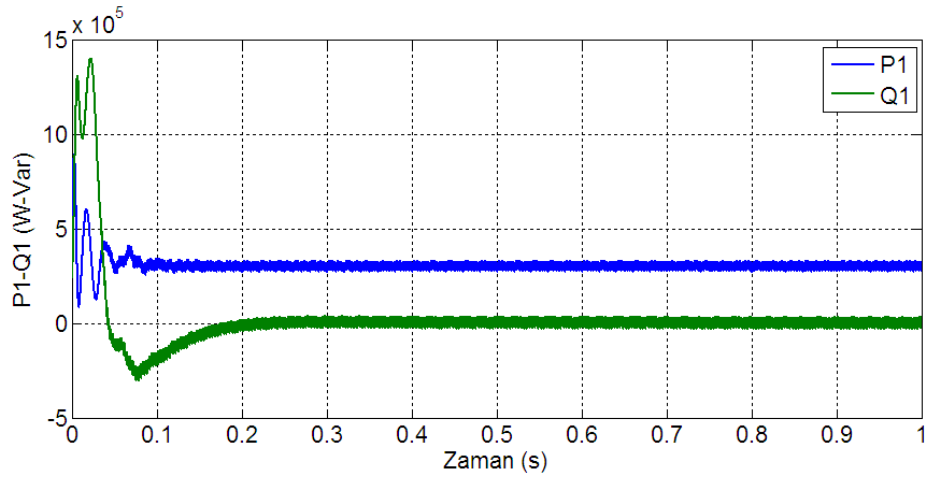
Şekil 6.53. D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

6.2.8. DPWMMAX anahtarlama yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçları

Bu bölümde faz açısı denetim algoritmasına süreksiz PWM yöntemlerinden DPWMMAX anahtarlama yöntemi adapte edilmiş ve D-STATKOM'dan elde edilen sonuçlar verilmiştir. DPWMMAX yönteminde her bir faz bacağı 120° aralıkla DA barasının pozitif ucuna kenetlenir. Şekil 6.54 (a) ve (b)'de DPWMMAX yöntemi uygulandığında DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekil 6.55 (a) ve (b)'de D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için gösterilmiştir.

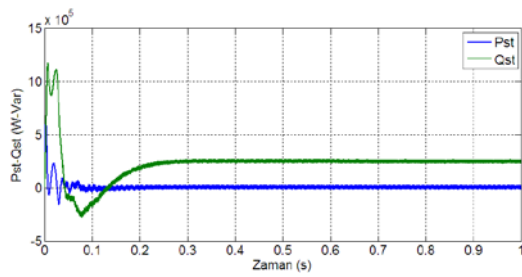


(a)

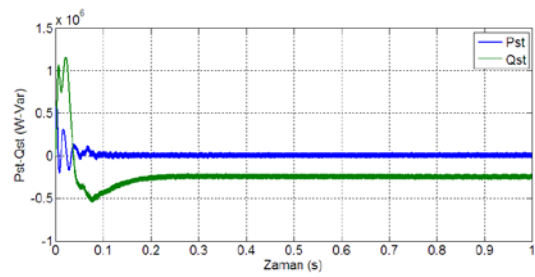


(b)

Şekil 6.54. DB aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



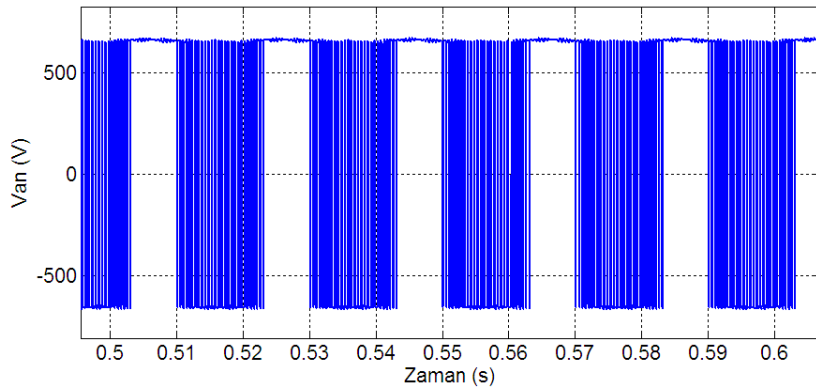
(a)



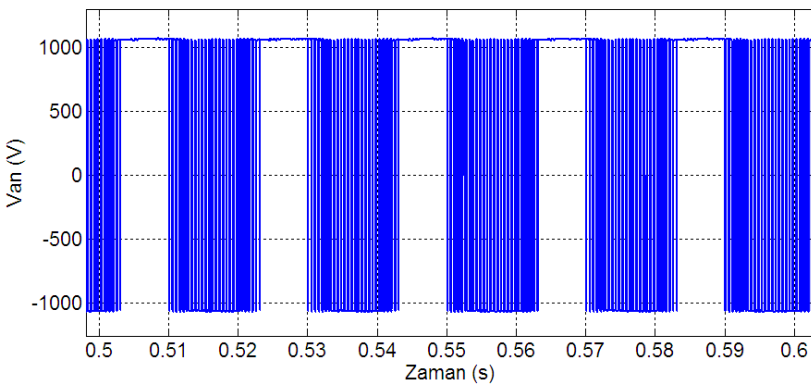
(b)

Şekil 6.55. D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün zamana göre değişimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

Şekil 6.56 (a) ve (b)'de D-STATKOM eviricisi faz gerilimi sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekillerden görüleceği üzere faz bacağı 120° için pozitif DA baraya kenetlenmektedir. Şekil 6.57 (a) ve (b)'de D-STATKOM eviricisi A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım değişimleri endüktif ve kapasitif çalışma için verilmiştir. Şekillerden görüldüğü gibi kenetleme aralığında akım bir süre IGBT'den bir süre ise IGBT diyotundan akmaktadır.

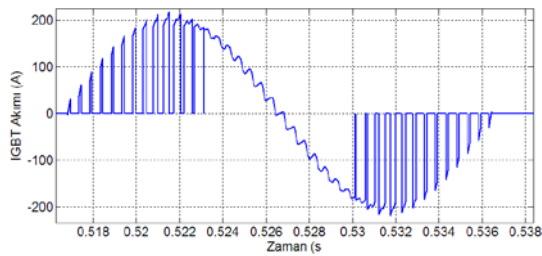


(a)

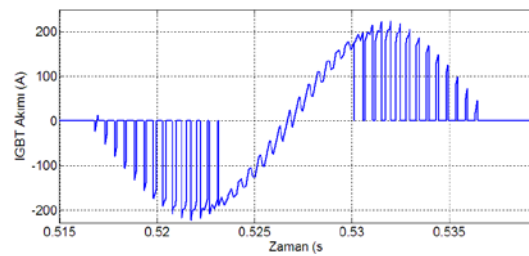


(b)

Şekil 6.56. D-STATKOM eviricisi faz gerilimi (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma



(a)

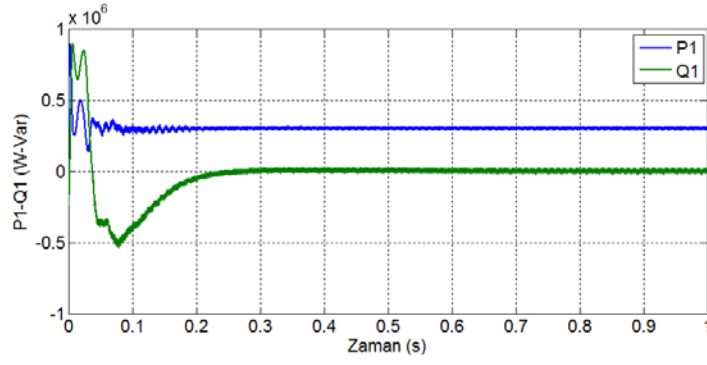
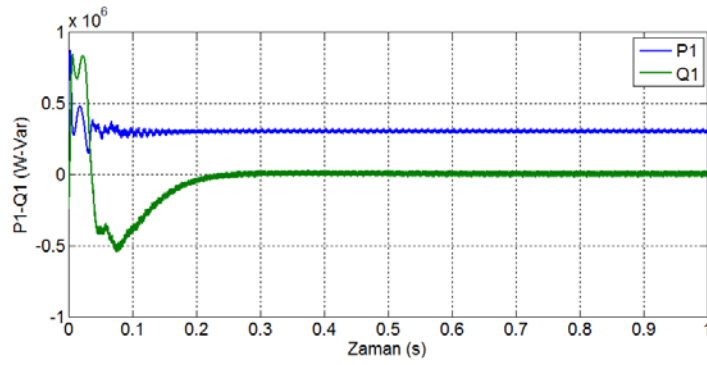
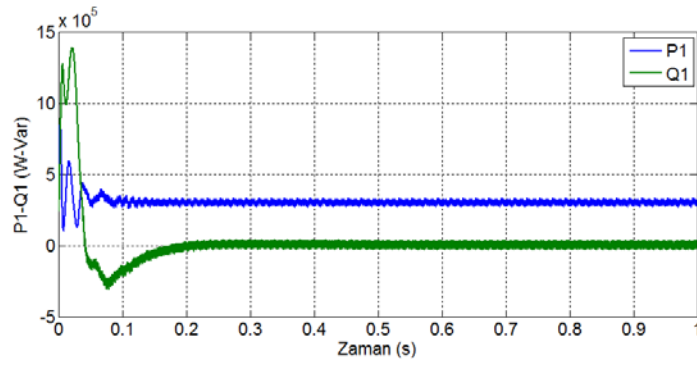
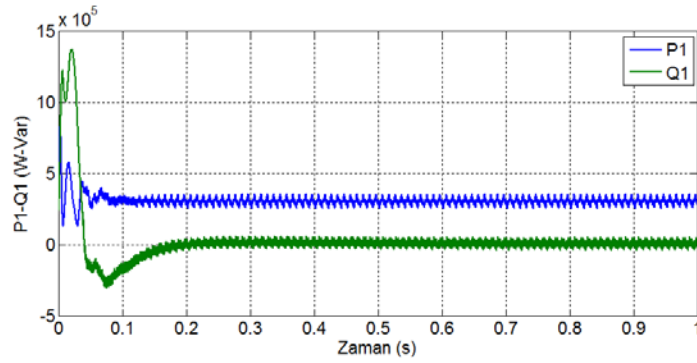


(b)

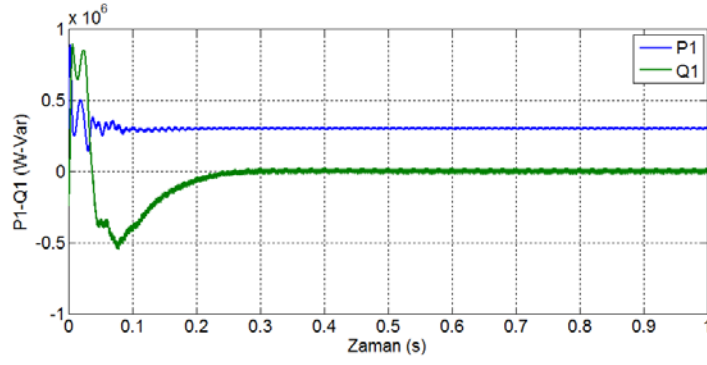
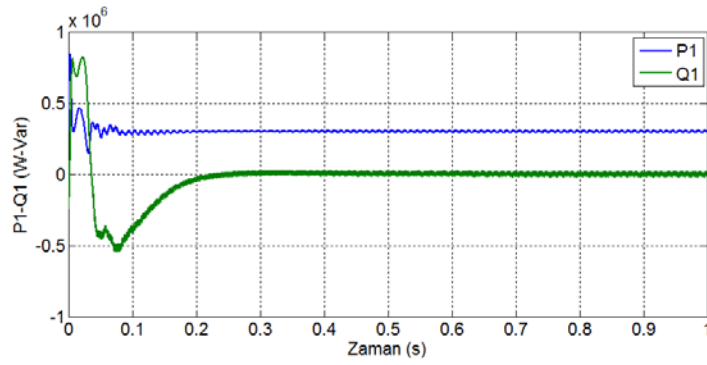
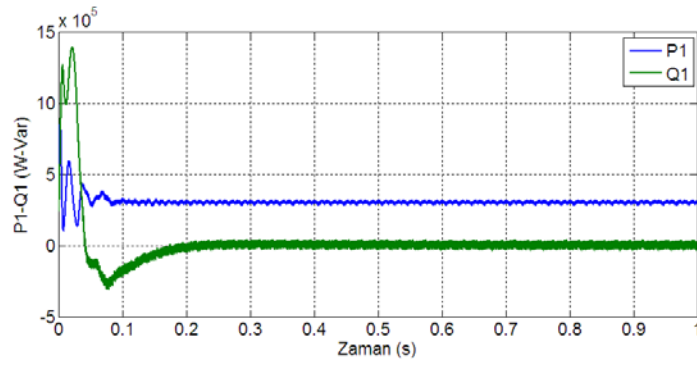
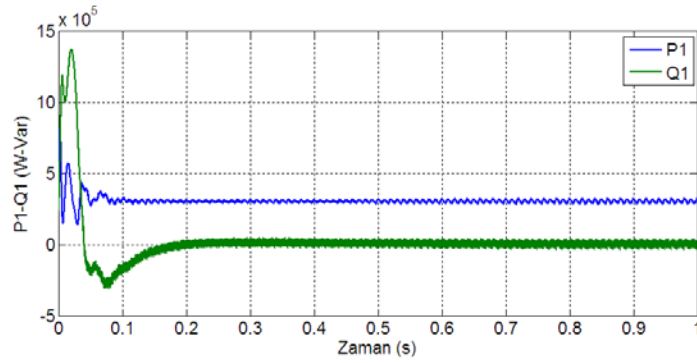
Şekil 6.57. D-STATKOM A faz bacağı üst IGBT'ye ilişkin akım dalga şekli (a) Endüktif çalışma (b) Kapasitif çalışma

6.2.9. Yüksek modülasyon indekslerinde DPWM yöntemlerinin kompanzasyon performansı veya kararlılığı

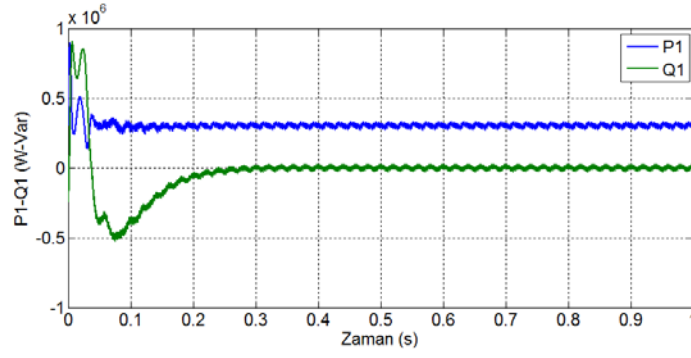
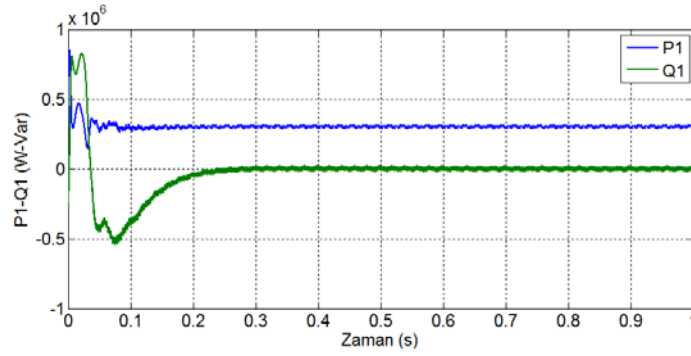
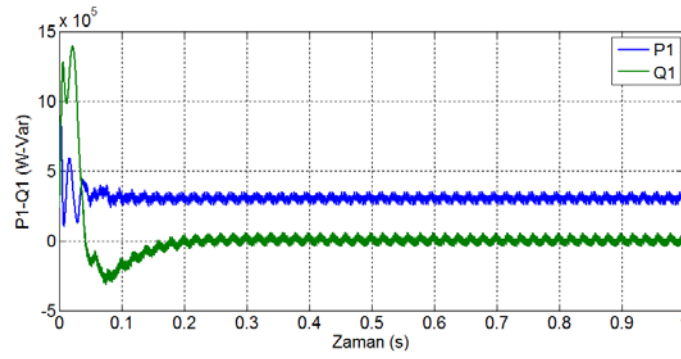
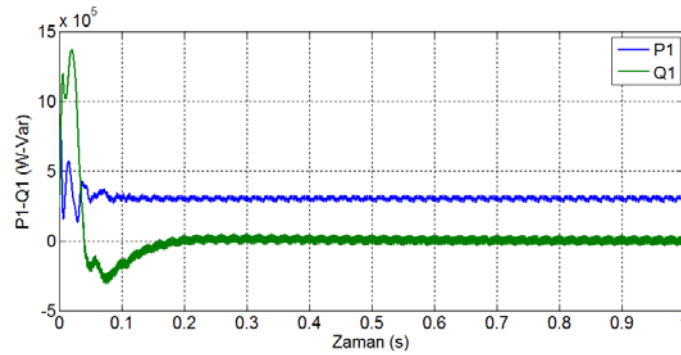
Bu bölümde yüksek modülasyon indekslerinde sürekli PWM yöntemleri ve süreksiz PWM yöntemlerinin kompanzasyon performansı endüktif ve kapasitif çalışma durumları için incelenmiştir. Şekil 6.58 SPWM, Şekil 6.59 SVPWM, Şekil 6.60 DPWM0, Şekil 6.61 DPWM1, Şekil 6.62 DPWM2, Şekil 6.63 DPWM3, Şekil 6.64 DPWMMIN, Şekil 6.65 ise DPWMMAX yöntemi için DB aktif ve reaktif güç değişimlerini göstermektedir. Şekil 6.58 incelendiğinde Şekil 6.58 (d)'de SPWM yöntemi $M_i=1$ değerinden sonra aşırı modülasyona girmektedir. Dolayısıyla literatürde de bildirildiği gibi dalgalanmalar artmaktadır. Güç kalitesi düşmektedir. Şekil 6.59 (d)'de yer alan SVPWM yöntemi için verilen grafik incelendiğinde ise SPWM'e göre dalgalanmanın daha az olduğu görülmektedir. Çünkü SVPWM yönteminin modülasyon aralığı daha geniştir. Bu nedenle burada $M_i=1.15$ değeri için aşırı modülasyon söz konusu değildir. DPWM yöntemleri ile ilgili grafikler incelendiğinde ise modülasyon indeksi arttıkça dalgalanmanın azaldığı ve daha kararlı bir performansın olduğu görülür. Ancak modülasyon indeksi azaldıkça bu dalgalanmanın arttığı görülür. DPWM yöntemleri de SVPWM gibi modülasyon aralığı geniş yöntemlerdir. Sürekli PWM yöntemleri ile karşılaştırıldıklarında genel bir yargı olarak modülasyon indeksi azaldıkça güç kalitesi performansı düşmektedir.

(a) $M_i=1$ için(b) $M_i=1.15$ için(c) $M_i=1$ için(d) $M_i=1.15$ için

Şekil 6.58. SPWM yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

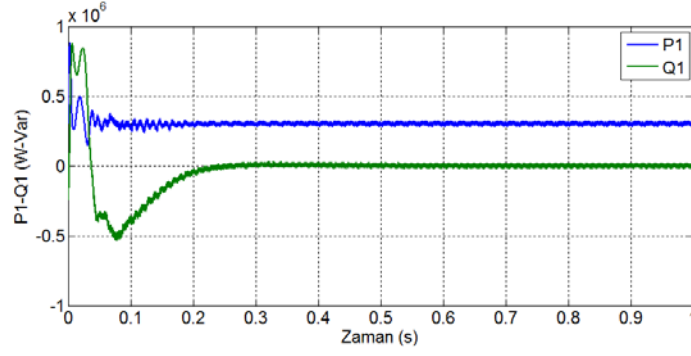
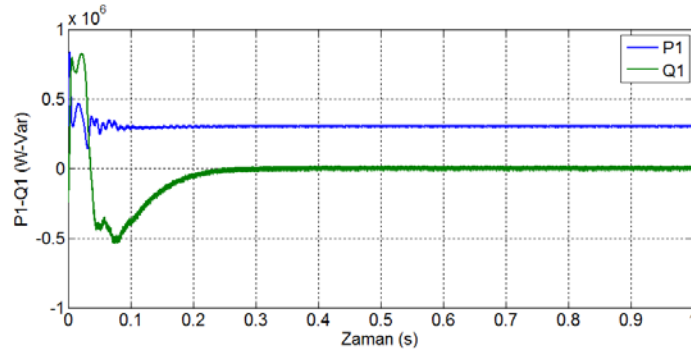
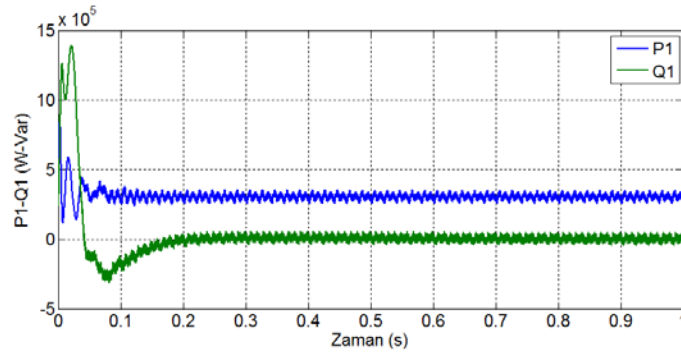
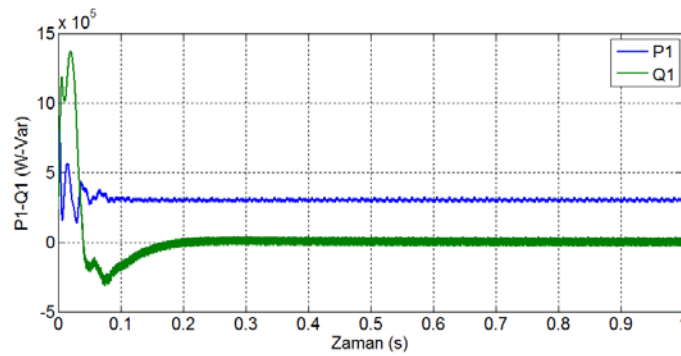
(a) $M_i=1$ için(b) $M_i=1.15$ için(c) $M_i=1$ için(d) $M_i=1.15$ için

Şekil 6.59. SVPWM yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

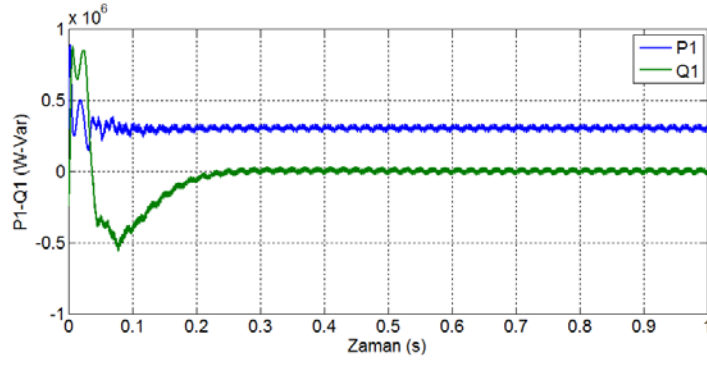
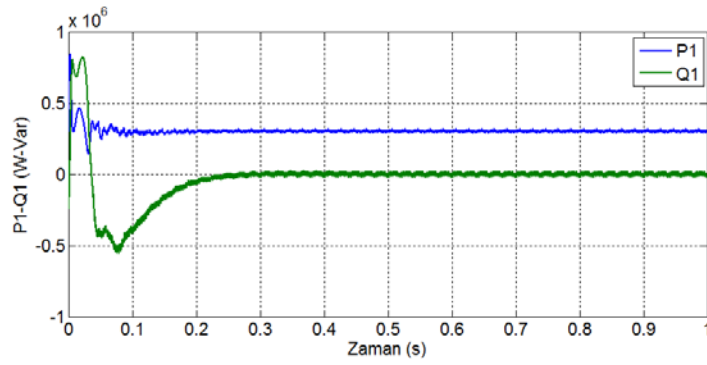
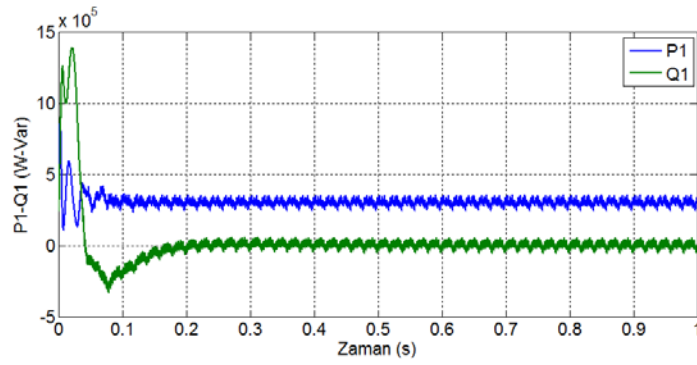
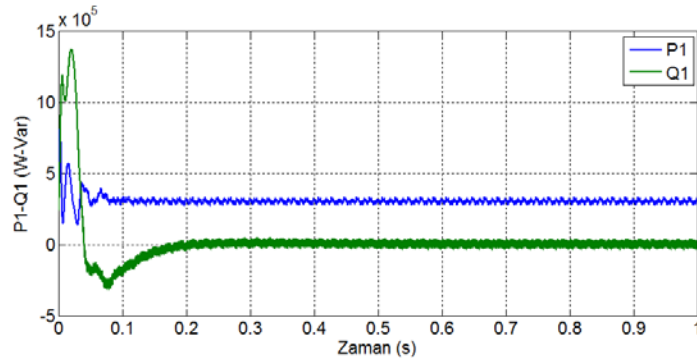
(a) $M_i=1$ için(b) $M_i=1.15$ için(c) $M_i=1$ için(d) $M_i=1.15$ için

Şekil 6.60. DPWM0 yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve

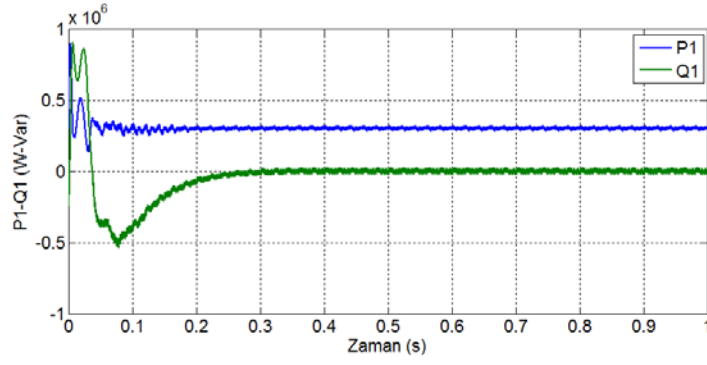
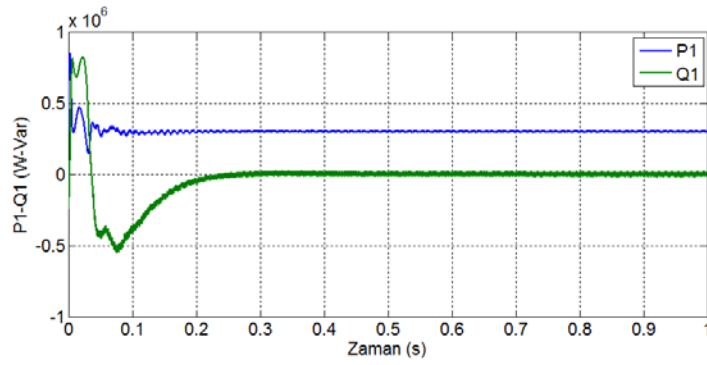
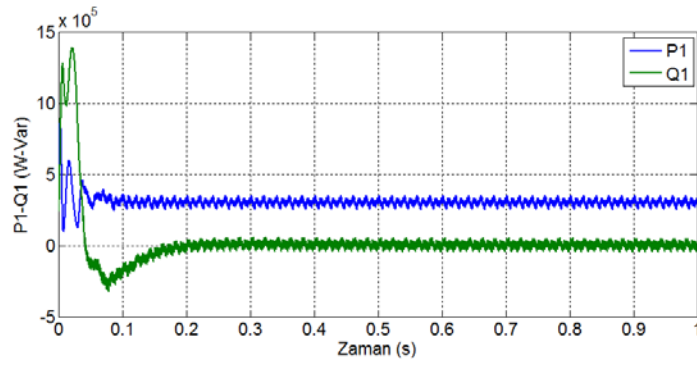
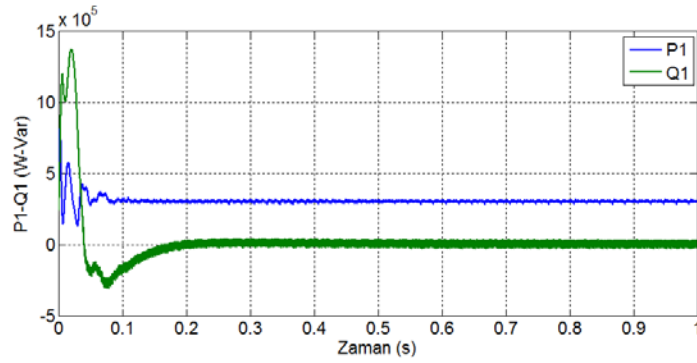
(b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

(a) $M_i=1$ için(b) $M_i=1.15$ için(c) $M_i=1$ için(d) $M_i=1.15$ için

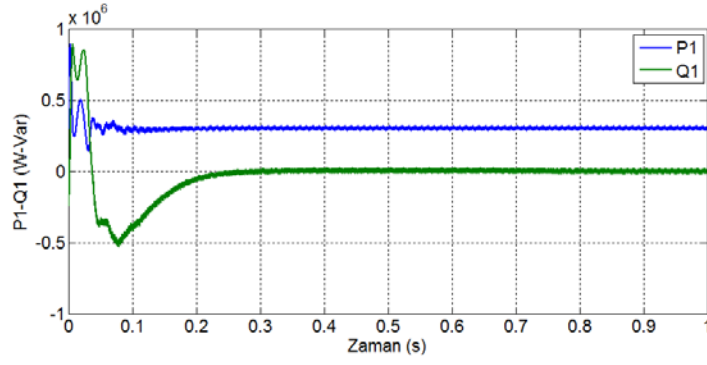
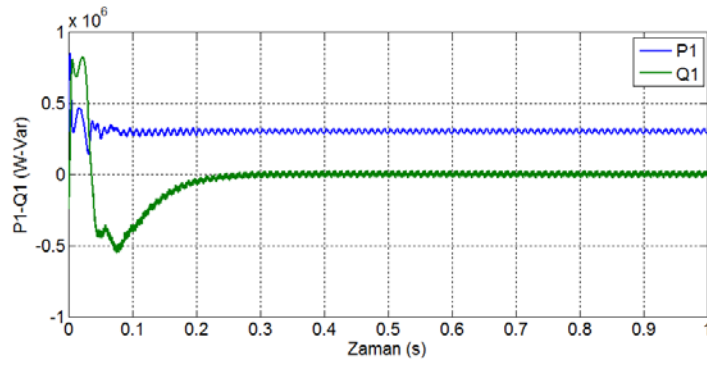
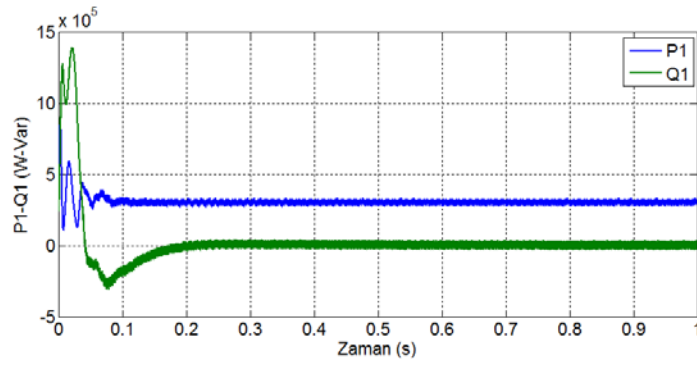
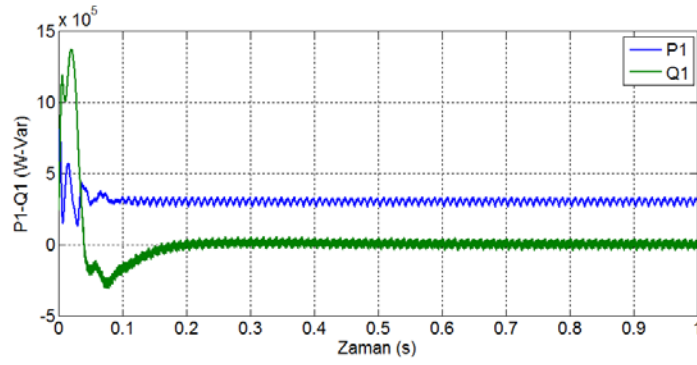
Şekil 6.61. DPWM1 yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

(a) $M_i=1$ için(b) $M_i=1.15$ için(c) $M_i=1$ için(d) $M_i=1.15$ için

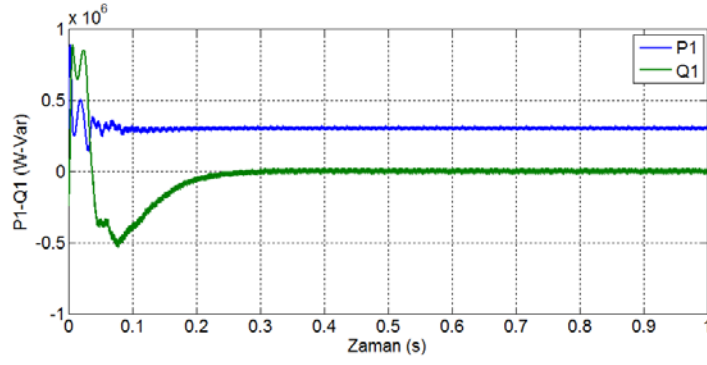
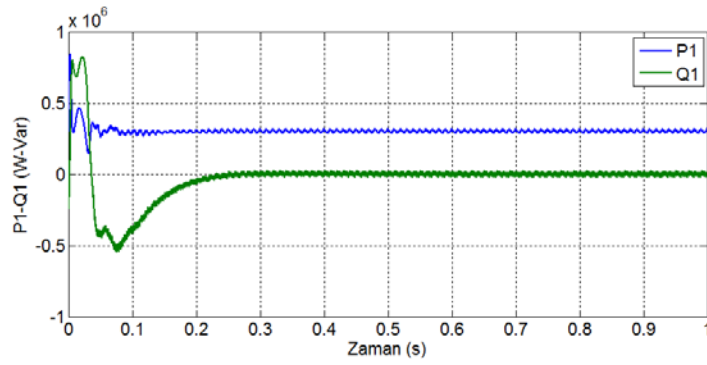
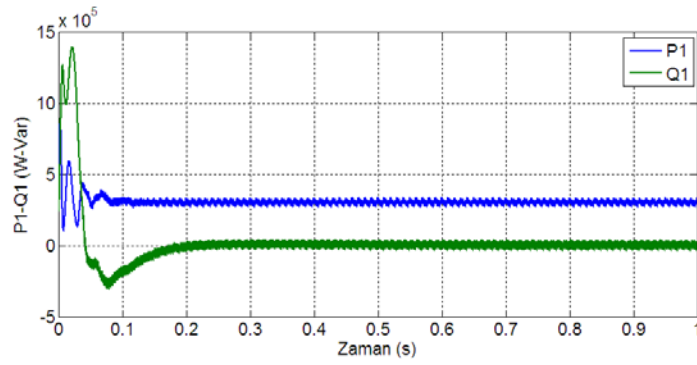
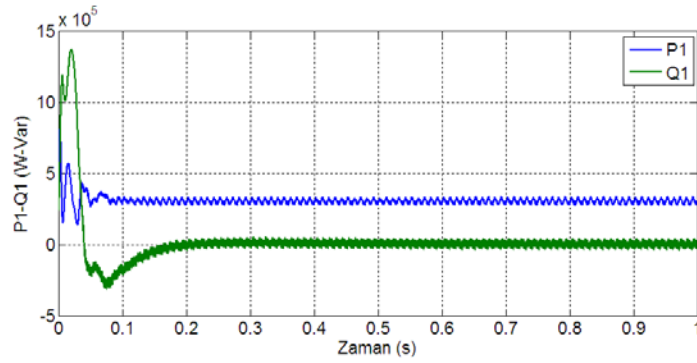
Şekil 6.62. DPWM2 yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

(a) $M_i=1$ için(b) $M_i=1.15$ için(c) $M_i=1$ için(d) $M_i=1.15$ için

Şekil 6.63. DPWM3 yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

(a) $M_i=1$ için(b) $M_i=1.15$ için(c) $M_i=1$ için(d) $M_i=1.15$ için

Şekil 6.64. DPWMMIN yönteminin yüksek modülasyon indekslerinde kompanzasyon performansı ve kalitesi
(a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

(a) $M_i=1$ için(b) $M_i=1.15$ için(c) $M_i=1$ için(d) $M_i=1.15$ için

Şekil 6.65. DPWMMAX yöntemi için yüksek modülasyon indekslerinde (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

6.2.10. Sabit modülasyon indeksi ve anahtarlama frekansı için güç kalitesi ve güç kayıplarının incelenmesi

Bu bölümde $M_i=0.94$ ve $f_{sw}=2$ kHz değerleri için DB ve D-STATKOM'un güç kalitesi ve güç kayıpları açısından analizi yapılmıştır. Her bir PWM yöntemi için elde edilen harmonik değerleri tablo ve bar grafik halinde verilmiştir. Ayrıca Bölüm 4'te denklemleri verilen ve Bölüm 5'te Simulink'te modellenmesi yapılan güç kaybı hesaplamaları bloğu yardımıyla elde edilen kayıp değerleri de tablo ve bar grafik olarak gösterilmektedir. Tablo 6.1'de DB ve D-STATKOM'a ilişkin akım ve gerilim harmonik değerleri verilmiştir. SVPWM yönteminin SPWM yöntemine göre ürettiği akım (THD_I) ve gerilim (THD_V) harmoniklerinin daha az olduğu görülmektedir. Bunlar beraber modülasyon indeksinin bu değerinde SPWM ve SVPWM yöntemlerinin, DPWM yöntemlerine göre daha az akım ve gerilim harmoniği ürettiği açıktır. Tablo 6.1'den görüldüğü üzere DPWM yöntemleri içerisinde en az akım ve gerilim harmoniği DPWMMAX yöntemi ile elde edilmiştir. Ayrıca DPWM3 ve DPWMMIN yöntemleri de DPWMMAX yönteminden sonra harmonik değerlerinin en az olduğu yöntemlerdir. Genel olarak Tablo 6.1 incelendiğinde kapasitif çalışmadaki harmonik değerlerinin endüktif çalışmaya göre daha yüksek olduğu görülür.

Tablo 6.1. D-STATKOM sisteminin harmoniklerinin incelenmesi
($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)

PWM Yöntemi	D-STATKOM Çalışma Durumu	D-STATKOM		
		THD_I	THD_V	THD_I
SPWM	Harmonik Bozulmalar			
	Kapasitif	6.18	0.86	5.19
	Endüktif	3.86	0.45	2.96
SVPWM	Kapasitif	5.55	0.84	4.57
	Endüktif	3.4	0.43	2.54
DPWM0	Kapasitif	8.17	0.9	6.6
	Endüktif	4.98	0.49	3.84
DPWM1	Kapasitif	8.32	0.91	6.33
	Endüktif	5.03	0.50	3.84
DPWM2	Kapasitif	8.09	0.9	6.82
	Endüktif	4.97	0.49	3.85

Tablo 6.1. D-STATKOM sisteminin harmoniklerinin incelenmesi
($M_1=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz) (Devamı)

DPWM3	Kapasitif	7.34	0.91	6.36
	Endüktif	4.61	0.49	3.55
DPWMMIN	Kapasitif	7.23	0.90	5.89
	Endüktif	4.36	0.49	3.30
DPWMMAX	Kapasitif	7.06	0.91	5.68
	Endüktif	4.40	0.49	3.31

Tablo 6.2’de her bir PWM yöntemi için kapasitif ve endüktif çalışmaya göre D-STATKOM eviricisinin güç kayıpları verilmiştir. Ayrıca tabloda SLF değeri ile sürekli PWM yöntemleri ve DPWM yöntemlerinin karşılaştırmalı olarak anahtarlama güç kaybını azaltma miktarları da verilmiştir. Tablo 6.3’te ise DPWM yöntemleri ile toplam güç kayıplarında elde edilen azalma miktarları verilmiştir.

Tablo 6.2. PWM Yöntemlerine göre D-STATKOM’un evirici kayıplarının incelenmesi

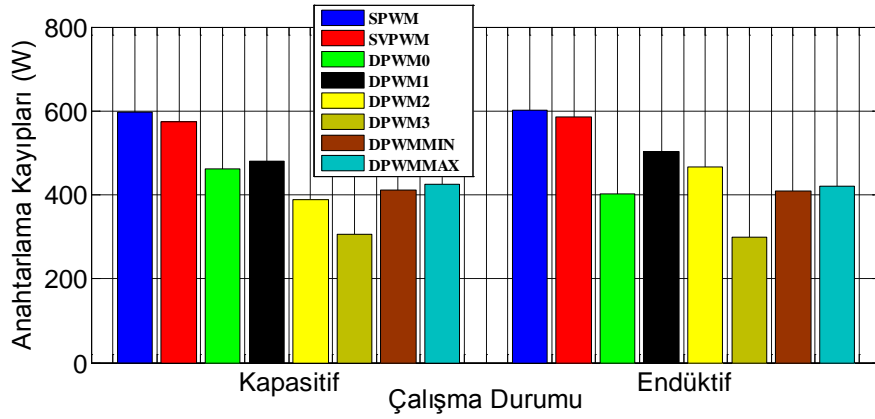
PWM Yöntemi	D-STATKOM Çalışma Durumu	Güç Kayıpları (Watt)			SLF (%)		Azalma Miktarı (%)	
		Anahtarlama	İletim	Toplam	SPWM	SVPWM	SPWM	SVPWM
SPWM	Kapasitif	596.4	854.7	1451	-	-	-	-
	Endüktif	602	852.3	1454	-	-	-	-
SVPWM	Kapasitif	573.2	827.7	1401	96.10	-	3.9	-
	Endüktif	585.7	842.8	1428	97.29	-	2.71	-
DPWM0	Kapasitif	462.6	836	1299	72.56	80.70	27.44	19.30
	Endüktif	403.3	836.8	1240	66.99	68.85	33.11	31.15
DPWM1	Kapasitif	479.7	767	1247	80.43	83.68	19.57	16.32
	Endüktif	502.4	824.4	1327	83.45	85.77	16.55	14.23
DPWM2	Kapasitif	388.5	852.9	1241	65.14	67.77	34.86	32.23
	Endüktif	467.6	848.8	1316	77.67	79.83	22.33	20.17
DPWM3	Kapasitif	305.4	877	1182	51.20	53.27	48.80	46.73
	Endüktif	298.5	843.5	1142	49.58	50.96	50.42	49.04
DPWMMIN	Kapasitif	411.3	821	1232	68.96	71.75	31.04	29.25
	Endüktif	408.3	838.6	1246	67.82	69.71	32.18	30.29
DPWMMAX	Kapasitif	425	820.5	1245	71.26	74.14	28.74	25.86
	Endüktif	419.9	833.7	1253	69.75	71.69	30.25	28.31

Tablo 6.3. Toplam güç kayıplarının PWM yöntemlerine göre incelenmesi

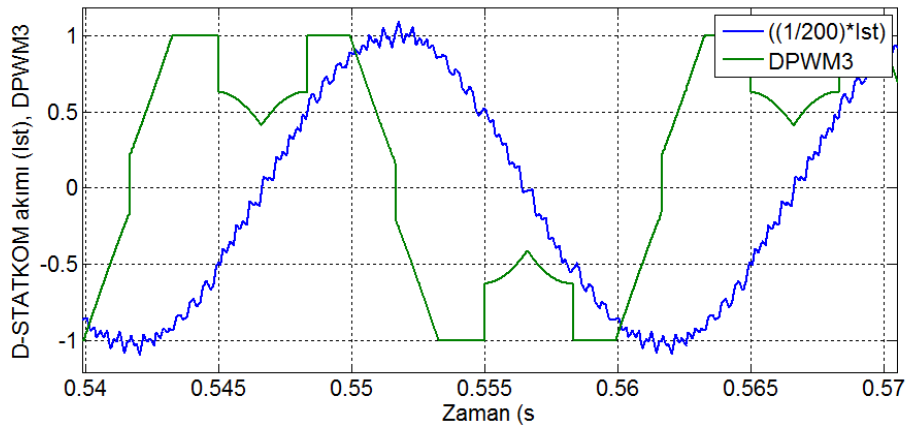
DPWM Yöntemi	D-STATKOM Çalışma Durumu	Güç Kayıplarında Toplam Azalma Miktarı	
		SPWM	SVPWM
DPWM0	Kapasitif	10.5	7.3
	Endüktif	14.8	13.2
DPWM1	Kapasitif	14.1	11
	Endüktif	8.8	7.1
DPWM2	Kapasitif	14.5	11.5
	Endüktif	9.5	7.9
DPWM3	Kapasitif	18.6	15.7
	Endüktif	21.5	20.1
DPWMMIN	Kapasitif	15.1	12.1
	Endüktif	14.4	12.8
DPWMMAX	Kapasitif	14.2	11.2
	Endüktif	14.9	12.3

Tablo 6.2 incelendiğinde DPWM3 yönteminin evirici anahtarlama kayıplarını SPWM baz alındığında kapasitif çalışmada %48.8 endüktif çalışmada %50.42 ve SVPWM baz alındığında ise kapasitif çalışmada %46.73 endüktif çalışmada %49.04 oranında azalttığı görülmektedir. Benzer olarak endüktif ve kapasitif çalışma için verilen Şekil 6.66 DPWM3'ün en iyi performansı gösterdiğini ifade etmektedir. Tablo 6.3'ten anlaşılacağı üzere DPWM3 yöntemi SPWM baz alındığında evirici toplam güç kayıplarını kapasitif çalışmada %18.6 endüktif çalışmada ise %21.5 azaltmıştır. DPWM3 yönteminin diğer DPWM yöntemlerinden daha fazla azalma sağlamanın nedeni ise endüktif çalışma için verilen Şekil 6.67'de görüldüğü gibi kenetleme anındaki D-STATKOM akımının daha yüksek olmasından dolayıdır. Burada kenetleme aynı şekilde endüktif çalışma için verilen Şekil 6.68'de gösterilen DPWM1 yöntemine göre akımın daha yüksek değerlerinde gerçekleşmektedir. Bu sebeple DPWM3 anahtarlama kayıplarının azaltılmasında daha etkindir. DPWM yöntemleri içerisinde anahtarlama kayıpları azaltılması açısından en az etkiyi SPWM baz alındığında kapasitif çalışmada %19.57 endüktif çalışmada %16.55 SVPWM baz alındığında kapasitif çalışmada %16.32 endüktif çalışmada ise %14.23 ile DPWM1 yöntemi yapmaktadır. Şekil 6.68'de gösterildiği gibi DPWM3 yöntemine göre akımın daha küçük değerlerinde kenetleme olmaktadır. Bu sebeple DPWM3 yöntemi bu yönden diğer DPWM yöntemlerinden daha etkindir. Ayrıca şunu belirtmek gerekir

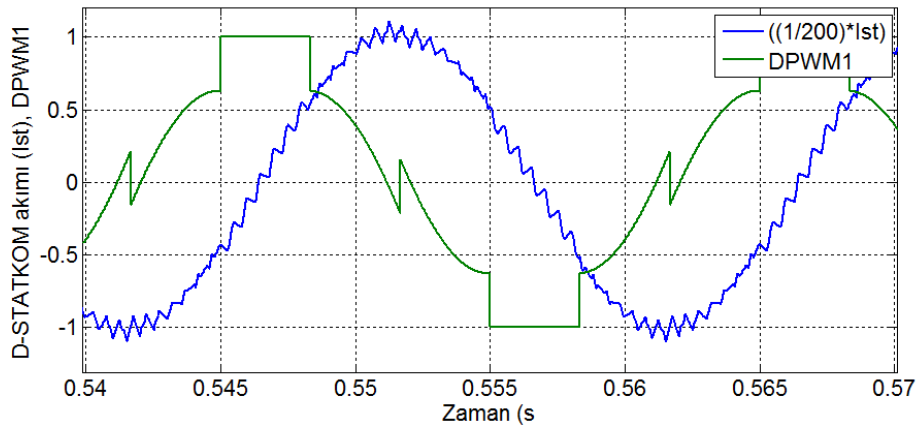
ki dağıtım sisteminin özellikleri de bu konuda belirleyici bir rol oynamaktadır. Örneğin yüklerin güç faktörüne göre DPWM yöntemlerinin seçimi güç kayıplarının azaltılmasında önemli konudur.



Şekil 6.66. D-STATKOM anahtarlama güç kayıplarının PWM yöntemlerine göre değişimi



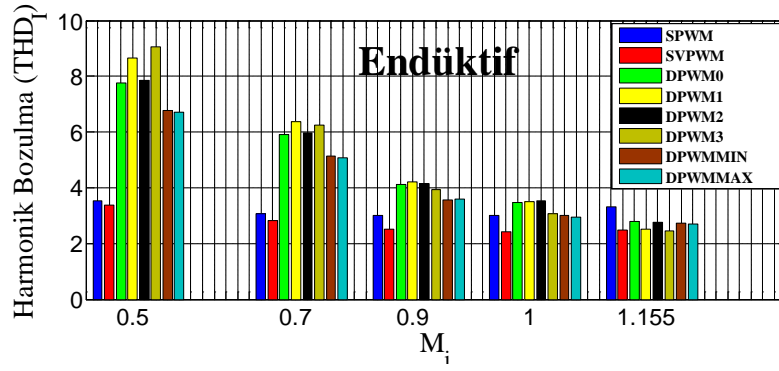
Şekil 6.67. DPWM3 modülasyon dalgası ve D-STATKOM akımı ($1/200 \cdot I_{st}$) ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)



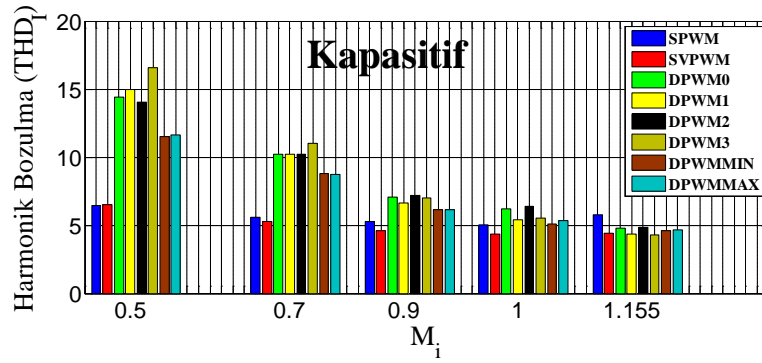
Şekil 6.68. DPWM1 modülasyon dalgası ve D-STATKOM akımı ($1/200 \cdot I_{st}$) ($M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz)

6.3. Modülasyon İndeksinin Değiştirilip Anahtarlama Frekansının Sabit Tutulmasıyla Elde Edilen Benzetim Sonuçları

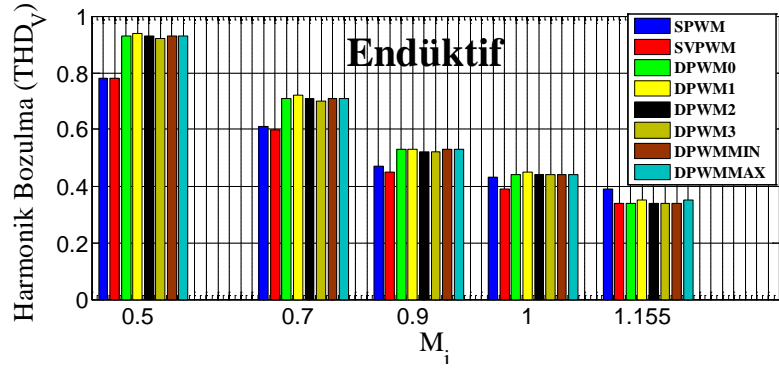
Bu bölümde modülasyon indeksi değiştirilip anahtarlama frekansı sabit tutularak D-STATKOM ve DB'nin akım ve gerilim harmonik bozulma değerleri ile DA geriliminin değişimi incelenmiştir. Şekil 6.69 (a) ve (b) D-STATKOM'un, endüktif ve kapasitif çalışma durumu için DB akım THD değerlerinin modülasyon indeksine göre değişimini göstermektedir. Şekil 6.69 (a) ve (b) incelendiğinde kapasitif çalışmada ki harmonik değerlerin endüktif çalışmaya göre daha yüksek olduğu görülmektedir. Ayrıca SPWM ve SVPWM yöntemlerinin düşük modülasyon indekslerinde harmonik bozulma yönünden DPWM yöntemlerinden daha iyi bir performansa sahip olduğu açıktır. Modülasyon indeksi arttıkça DPWM yöntemlerine ilişkin DB akım harmonik değerlerinin azaldığı görülmektedir. Buna karşın SPWM ve SVPWM yöntemlerine ilişkin akım harmoniklerinin lineer modülasyon aralığında (0-1) çok önemli bir değişme göstermediği ve genel olarak DPWM yöntemlerinden daha iyi olduğu bar grafiklerinde gösterilmektedir. Ancak SPWM yöntemi $M_i=1$ 'den sonra aşırı modülasyona girdiği için bu noktadan sonra akım harmoniklerinde bir artış gözlenmektedir. Gerek kapasitif ve gerekse endüktif çalışmada $M_i = 1.155$ değerinde en iyi THD değerinin DPWM3 yöntemi vermektedir. Burada DPWM3 endüktif çalışmada %2.4 kapasitif çalışmada ise %4.27 THD değerini almaktadır. Bu modülasyon indeksi değerinde DPWM1 endüktif çalışmada %2.53 kapasitif çalışmada ise %4.38 THD değeri ile ikinci sırada yer almaktadır. Şekil 6.69 (c) ve (d) dikkate alındığında ise benzer olarak DPWM yöntemlerinde gerilim harmonikleri THD değerlerinin modülasyon indeksi arttıkça azaldığı görülmektedir. Ayrıca gerilim harmonik THD değerlerinin $M_i = 1.155$ değerinde SPWM yöntemi hariç diğer PWM yöntemlerinde hemen hemen aynı olduğu bar grafiklerinden anlaşılmaktadır.



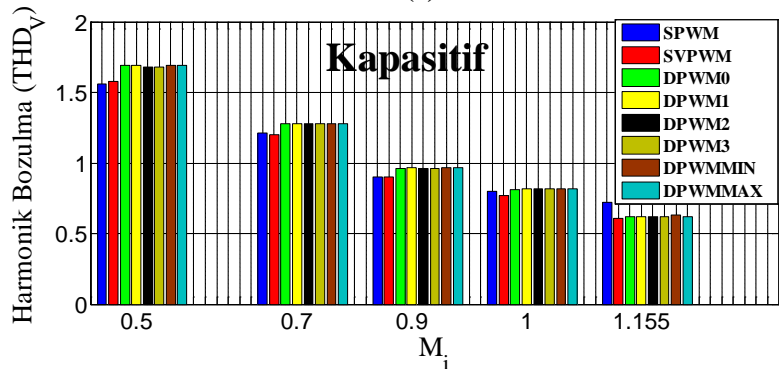
(a)



(b)



(c)

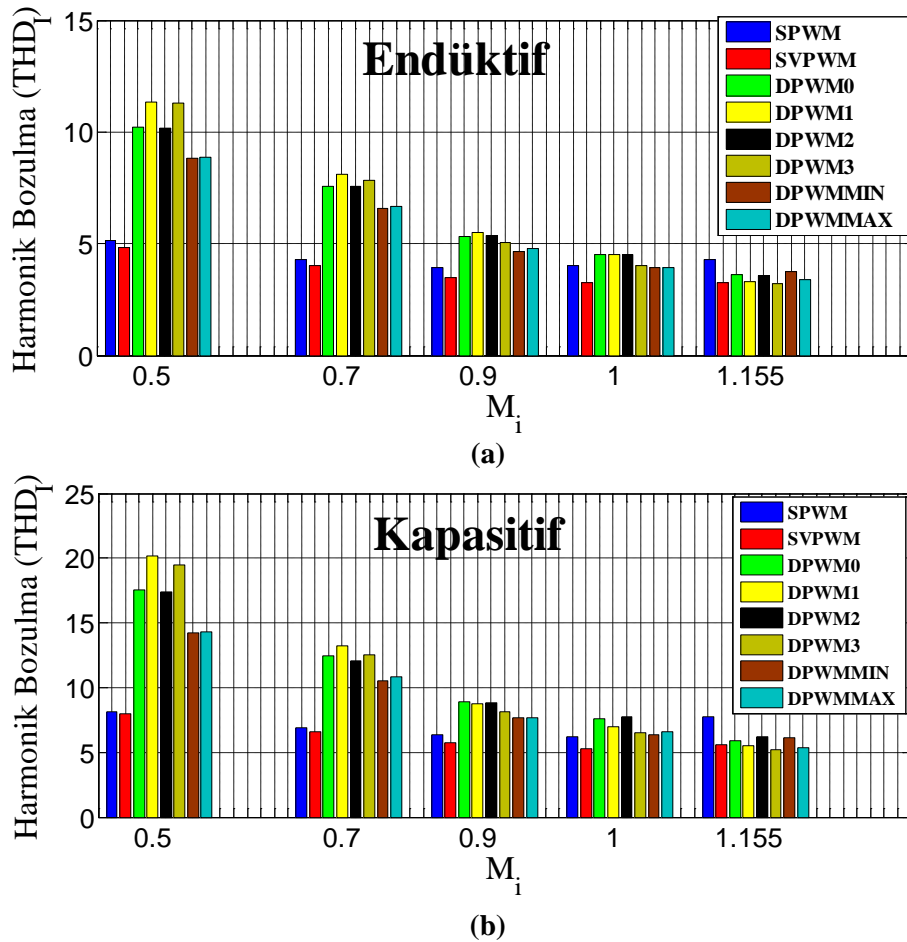


(d)

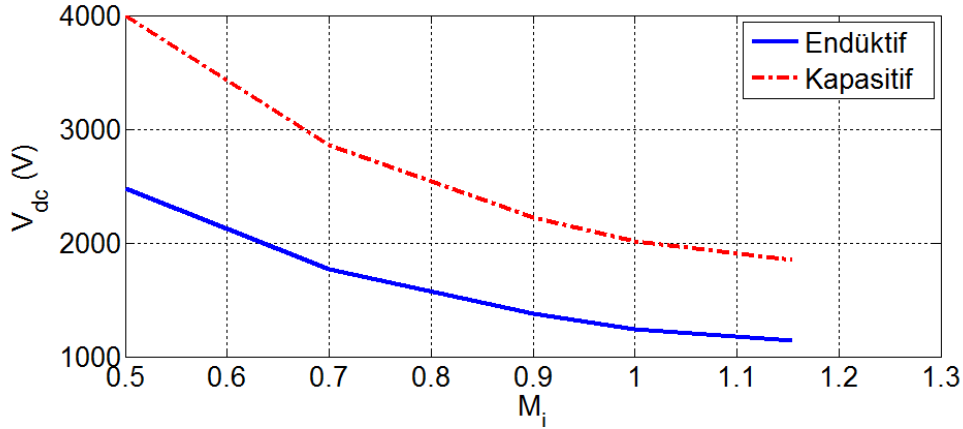
Şekil 6.69. DB akım ve gerilim harmoniklerinin endüktif ve kapasitif çalışmaya göre değişimleri (a) ve (b) akım

THD değişimi (c) ve (d) gerilim THD değişimi

Şekil 6.70 (a) ve (b) sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için D-STATKOM akım THD değerlerinin modülasyon indeksine göre değişimini göstermektedir. Genel olarak Şekil 6.69'daki DB akım harmonikleri THD değerleri ile karşılaştırıldığında D-STATKOM akım harmonik THD değerleri daha yüksektir. Şekil 6.69 için ifade edilen analizler buradaki bar grafikleri içinde söylenebilir. Burada da $M_i = 1.155$ değerinde en iyi THD değerini DPWM3 yöntemi vermiştir. Şekil 6.71 SPWM yönteminde endüktif ve kapasitif çalışma için DA bara geriliminin modülasyon indeksine göre değişimini göstermektedir. Şekilden görüldüğü gibi modülasyon indeksi arttıkça DA bara gerilimi değeri azalmaktadır. Bu, modülasyon indeksi arttıkça gerilim kullanma düzeyinin arttığını göstermektedir. Ayrıca kapasitif çalışmadaki gerilim değerinin endüktif çalışmaya göre daha büyük olduğu görülmektedir.



Şekil 6.70. D-STATKOM akım harmoniklerinin endüktif ve kapasitif çalışmaya göre değişimleri (a) Endüktif çalışma ve (b) Kapasitif çalışma

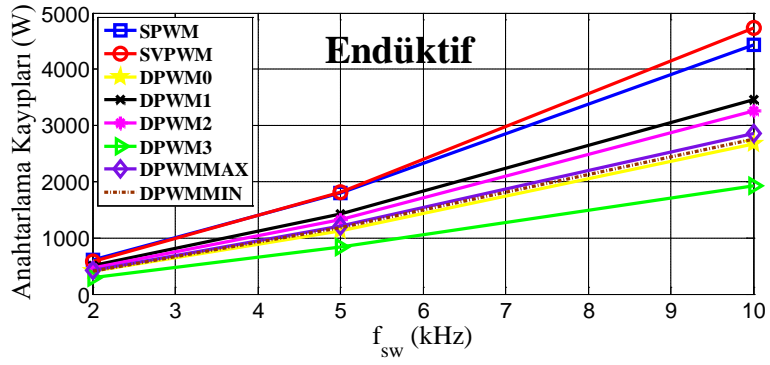


Şekil 6.71. SPWM yönteminde DA bara geriliminin endüktif ve kapasitif çalışma için modülasyon indeksine göre değişimi

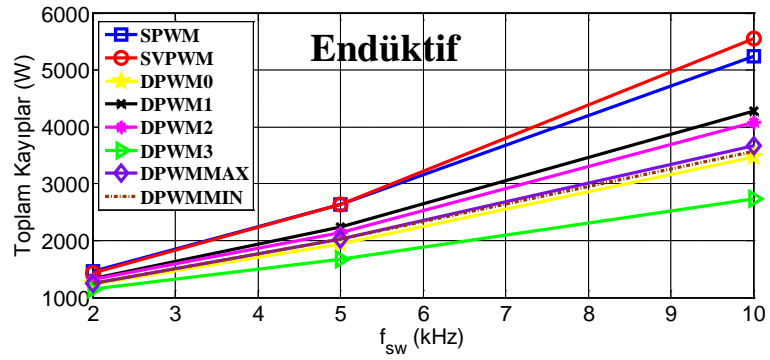
6.4. Anahtarlama Frekansının Değiştirilip Modülasyon İndeksinin Sabit Tutulmasıyla Elde Edilen Benzetim Sonuçları

Bu bölümde modülasyon indeksi ($M_i=0.94$) sabit tutulup anahtarlama frekansı için 2, 5 ve 10 kHz değerleri verilerek her bir PWM yöntemi için DB ve D-STATKOM akım ve gerilim harmonik THD değerleri açısından incelenmiştir. Ayrıca D-STATKOM evirici güç kayıplarının anahtarlama frekansına göre değişimi gösterilmiştir.

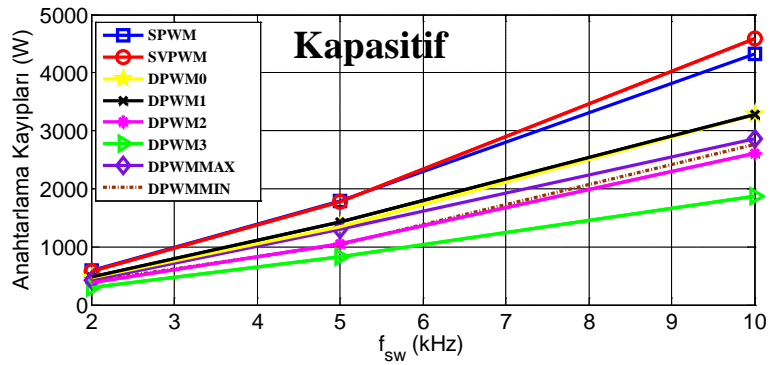
Şekil 6.72 (a) ve (b) sırasıyla endüktif çalışma için anahtarlama ve iletim kayıplarının anahtarlama frekansına göre değişimlerini göstermektedir. Şekiller incelendiğinde anahtarlama frekansı arttıkça SPWM ve SVPWM yöntemleri kullanıldığında anahtarlama kayıplarının arttığı DPWM yöntemleri kullanıldığında ise sürekli PWM yöntemlerine göre anahtarlama kayıplarının daha az arttığı görülmektedir. Özellikle DPWM3 yönteminin diğer yöntemlere göre anahtarlama ve toplam güç kayıplarının azaltılması yönünden daha başarılı olduğu anlaşılmaktadır. Şekil 6.72 (c) ve (d) sırasıyla kapasitif çalışma için anahtarlama ve iletim kayıplarının anahtarlama frekansına göre değişimlerini göstermektedir. Şekiller incelendiğinde Şekil 6.72 (a) ve (b) için ifade edilen analizler bu grafikler içinde ifade edilebilir. Bu grafiklerde de DPWM3 yönteminin diğer PWM yöntemlerine göre anahtarlama ve toplam güç kayıplarının azaltılması yönünden daha başarılı olduğu görülmektedir.



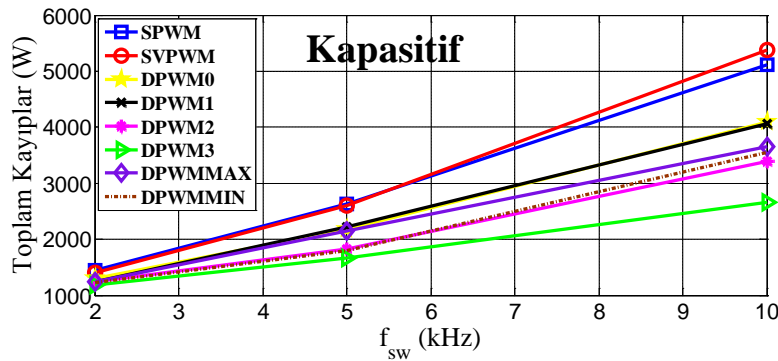
(a)



(b)



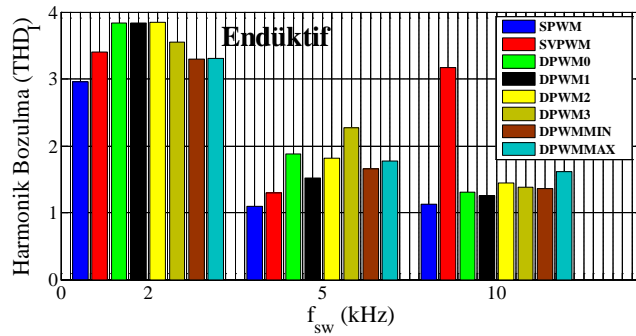
(c)



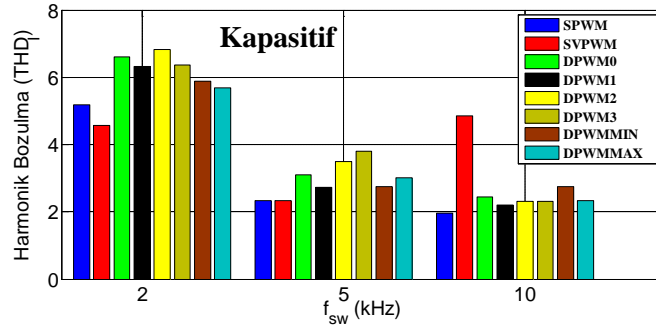
(d)

Şekil 6.72. Anahtarlama frekansına göre anahtarlama ve toplam güç kayıplarının değişimi (a) ve (b) Endüktif çalışma (c) ve (d) Kapasitif çalışma

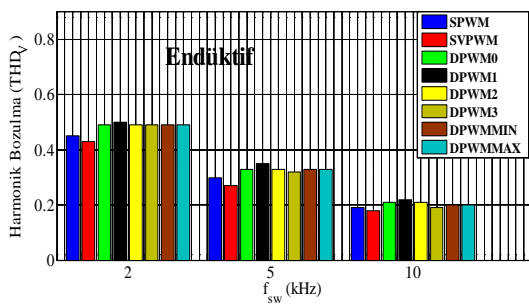
Şekil 6.73 (a) ve (b) anahtarlama frekansının değişimine göre sırasıyla endüktif ve kapasitif çalışma için DB akım harmoniklerini, (c) ve (d) ise gerilim harmoniklerinin değişimini vermektedir. Bar grafiklerden anlaşıldığı gibi anahtarlama frekansı arttıkça DB akım harmonik THD değerleri azalmaktadır. Örneğin 2 kHz değerinde SPWM ve SVPWM yöntemlerine göre daha yüksek THD değerleri alan DPWM yöntemlerinin THD değerleri frekansın artışı ile azalmaktadır ve frekans 10 kHz olduğunda sürekli PWM yöntemlerini yakalamaktadırlar. Şekil 6.74 (a) ve (b) endüktif ve kapasitif çalışma için PWM yöntemlerine göre D-STATKOM akım THD değerlerinin değişimini göstermektedir.



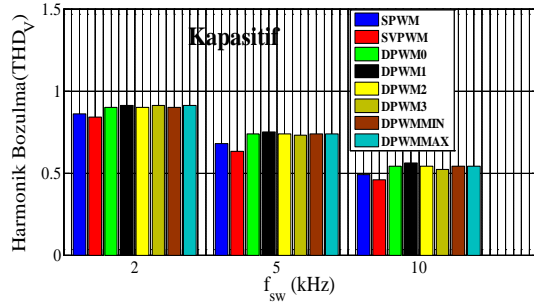
(a)



(b)



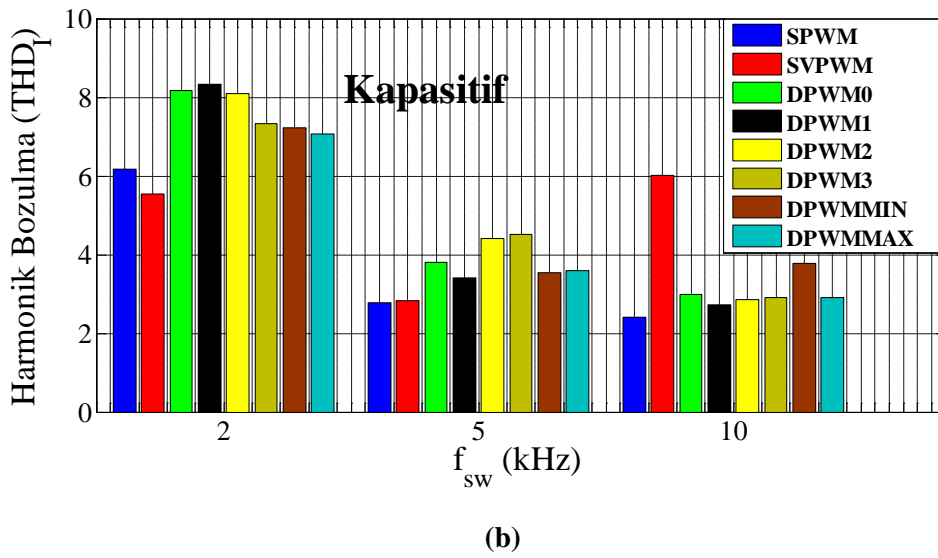
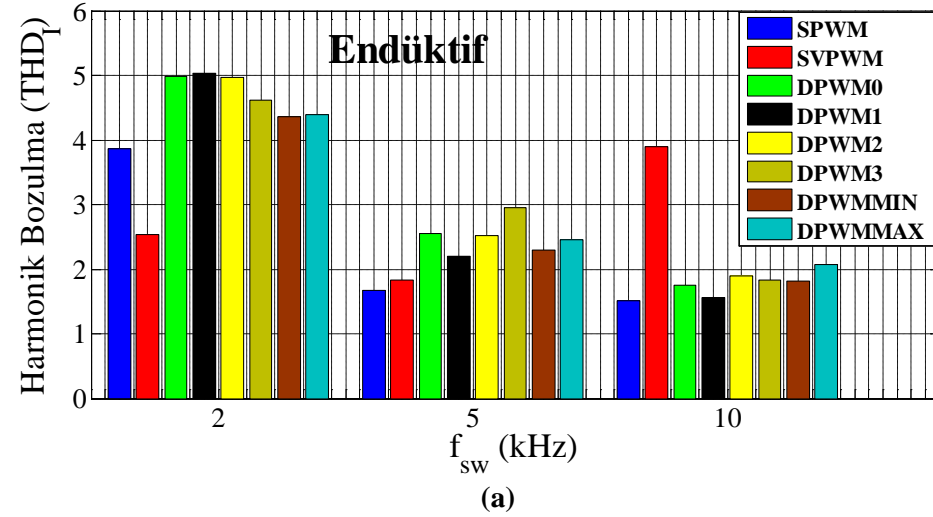
(c)



(d)

Şekil 6.73. Anahtarlama frekansının değişimine göre DB akım ve gerilim harmonik THD değişimleri (a) ve (b)

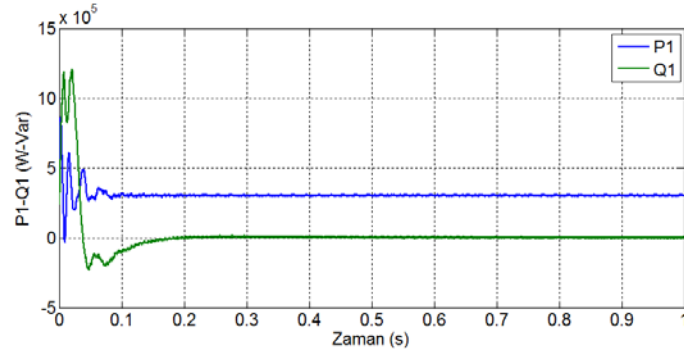
DB akım THD (c) ve (d) DB gerilim THD



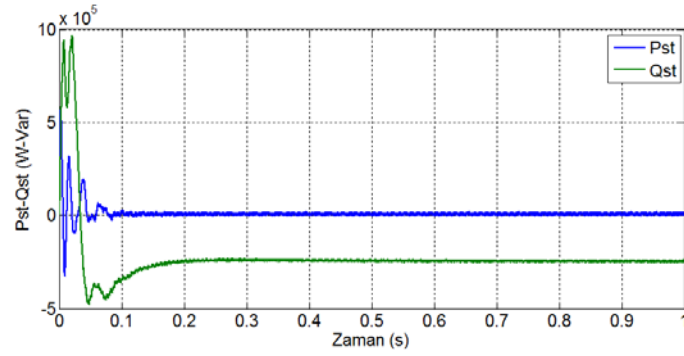
Şekil 6.74. Anahtarlama frekansının değişimine göre D-STATKOM akım harmonik THD değişimleri (a) Endüktif ve (b) Kapasitif çalışma

6.5. Üç Seviyeli DKE Evirici Kullanan D-STATKOM için Elde Edilen Benzetim Sonuçları

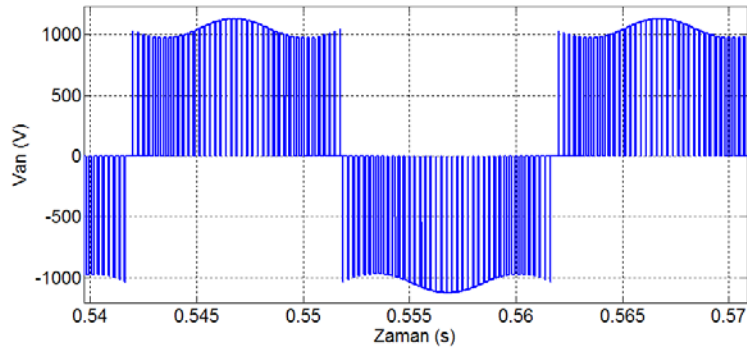
Bu bölümde, sürekli ve süreksiz PWM yöntemleri Üç Seviyeli DKE evirici kullanan fazaçı denetimli D-STATKOM'a adapte edilerek elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Sistemden alınan çok veri olduğundan sadece D-STATKOM'un kapasitif çalışma durumuna yönelik grafikler gösterilmiştir. Ayrıca iki seviyelide olduğu gibi burada da $M_i=0.94$, $f_{sw}=2$ kHz şeklinde alınmıştır. Şekil 6.75 SPWM yönteminden elde edilen benzetim sonuçlarını göstermektedir.



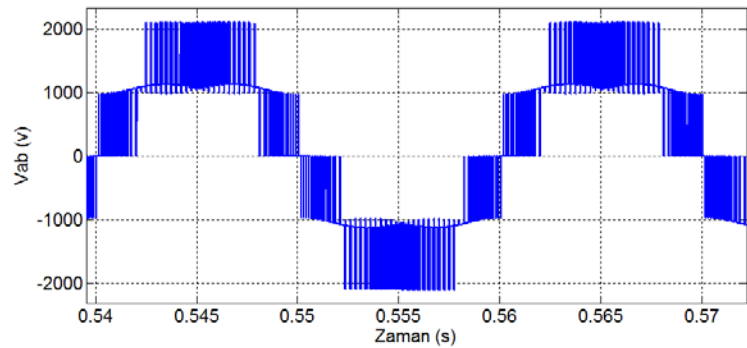
(a) DB aktif ve reaktif gücünün değişimi ($M_i=0.94, f_{sw}=2$ kHz)



(b) D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün değişimi



(c) D-STATKOM faz bacağı ve DA bara orta noktası arasında ki gerilim



(d) D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi

Şekil 6.75. Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için SPWM yöntemi ile elde edilen sonuçlar

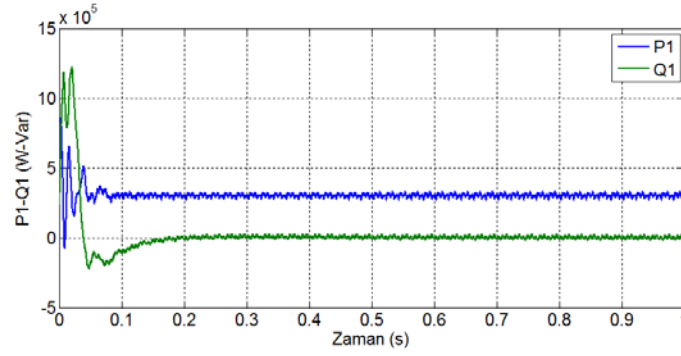
Şekil 6.75 (a) ve (b)'den görüldüğü gibi DB ve D-STATKOM aktif ve reaktif güç sinyalleri üç seviyeli bir eviricide iki seviyeli eviriciye göre daha az dalgalanma göstermektedir. Şekil 6.75 (c) ve (d)'de sırasıyla DA bara orta noktası ve faz arasında ki gerilim ile fazlar arası gerilim verilmiştir. Dikkat edilirse fazlar arasında elde edilen gerilim üç seviyeli bir gerilimdir.

Şekil 6.76 DPWM0 yönteminden elde edilen benzetim sonuçlarını göstermektedir. Şekil 6.76 (a) ve (b)'de üç seviyeli bir eviricide verilen modülasyon indeksi değerinde DPWM0 yöntemi kullanıldığında SPWM yöntemine göre daha fazla dalgalanma meydana geldiğini ifade eder. Ancak önceki bölümlerde iki seviyeli evirici kullanan D-STATKOM'a göre dikkate alındığında dalgalanma daha azdır. Şekil 6.76 (c)'de DA bara orta noktası ve faz arasında ki gerilim değişiminde 60° için kenetlenen bölge görülmektedir. Şekil 6.76 (d)'de sırasıyla D-STATKOM eviricisi fazlar arası gerilimi grafiği verilmektedir.

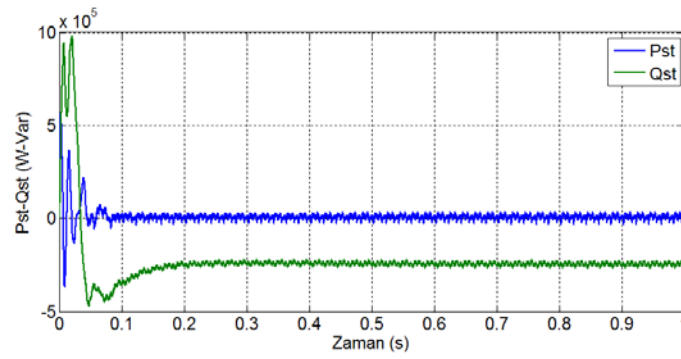
Şekil 6.77 DPWM1 yöntemi kullanıldığında elde edilen sonuçları göstermektedir. Şekil 6.77 (a), (b) ve (c)'de sırasıyla DB ve D-STATKOM aktif ve reaktif güç ile DA bara orta noktası ve faz bacağı arasında ki gerilimin değişimleri verilmiştir.

Şekil 6.78 DPWM2 yöntemi kullanıldığında elde edilen sonuçları göstermektedir. Şekil 6.78 (a), (b) ve (c)'de sırasıyla DB ve D-STATKOM aktif ve reaktif güç ile DA bara orta noktası ve faz bacağı arasında ki gerilimin değişimleri verilmiştir.

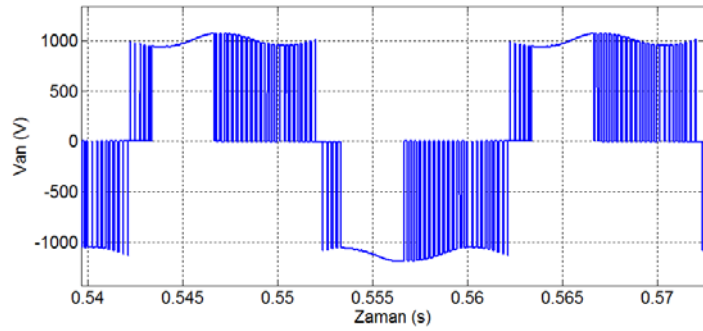
Şekil 6.79 benzer olarak DPWM3 yöntemi kullanıldığında elde edilen sonuçları göstermektedir. Şekil 6.79 (a), (b) ve (c)'de sırasıyla DB ve D-STATKOM aktif ve reaktif güç ile DA bara orta noktası ve faz bacağı arasında ki gerilimin değişimleri verilmiştir.



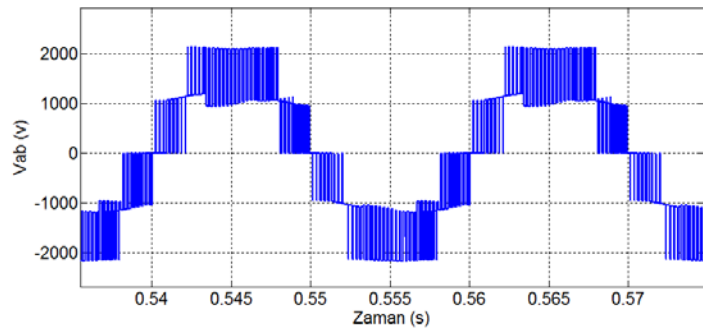
(a) DB aktif ve reaktif gücünün değişimi



(b) D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün değişimi

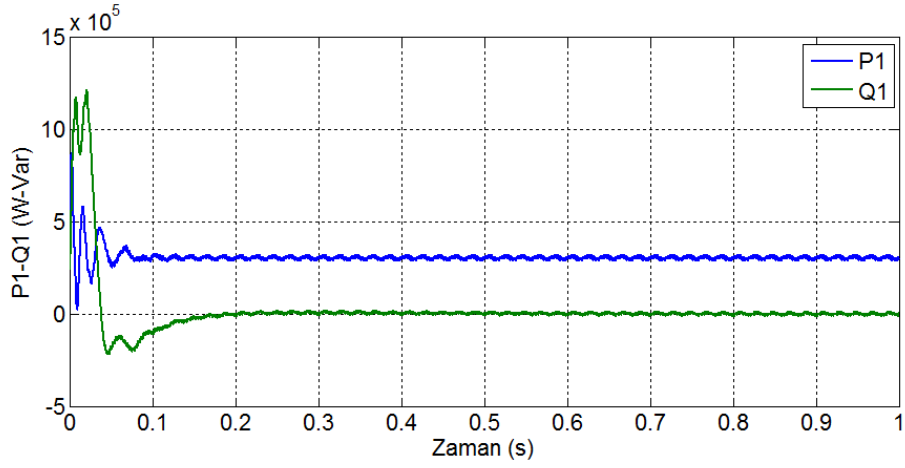


(c) D-STATKOM faz bacağı ve DA bara orta noktası arasında ki gerilim

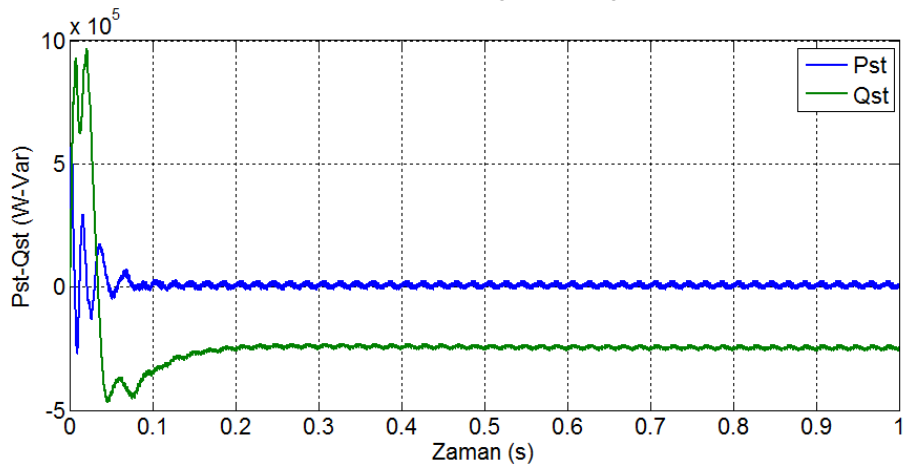


(d) D-STATKOM evircisi fazlar arası gerilimi

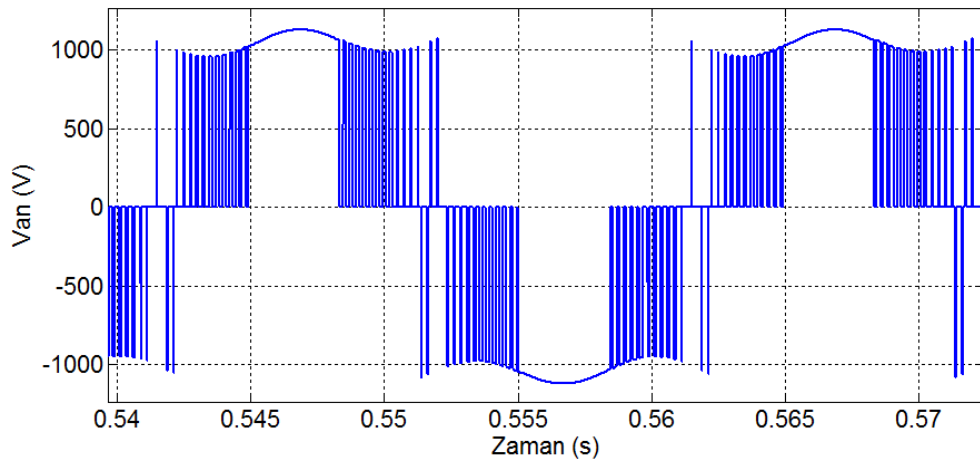
Şekil 6.76. Üç seviyeli DKE evirci kullanan D-STATKOM için DPWM0 yöntemi ile elde edilen sonuçlar



(a) DB aktif ve reaktif gücünün değişimi

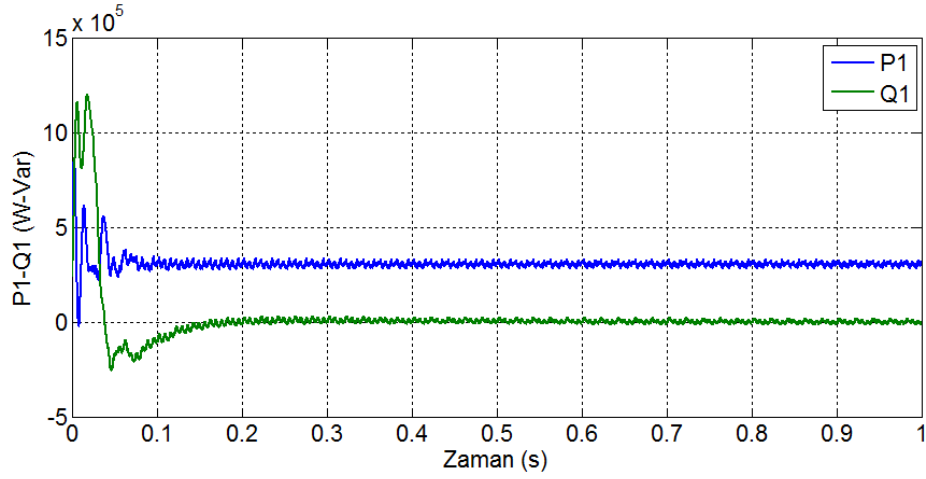


(b) D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün değişimi

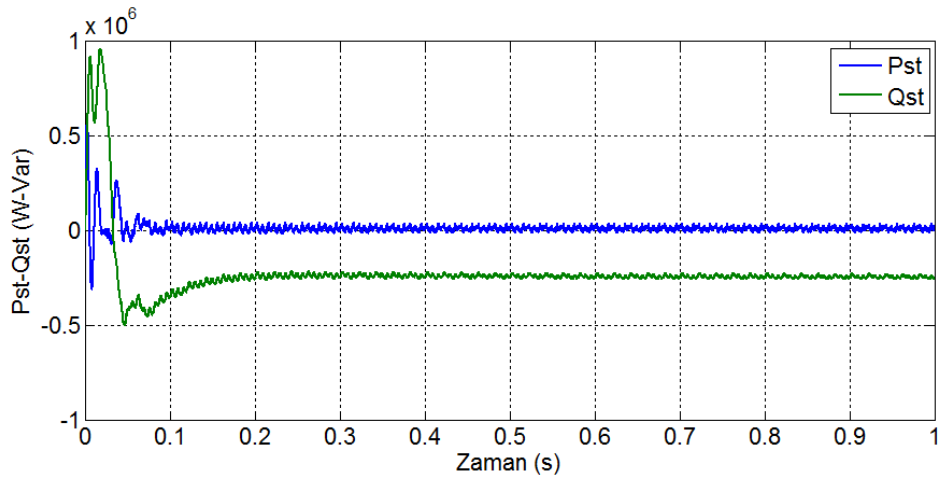


(c) D-STATKOM faz bacağı ve DA bara orta noktası arasında ki gerilim

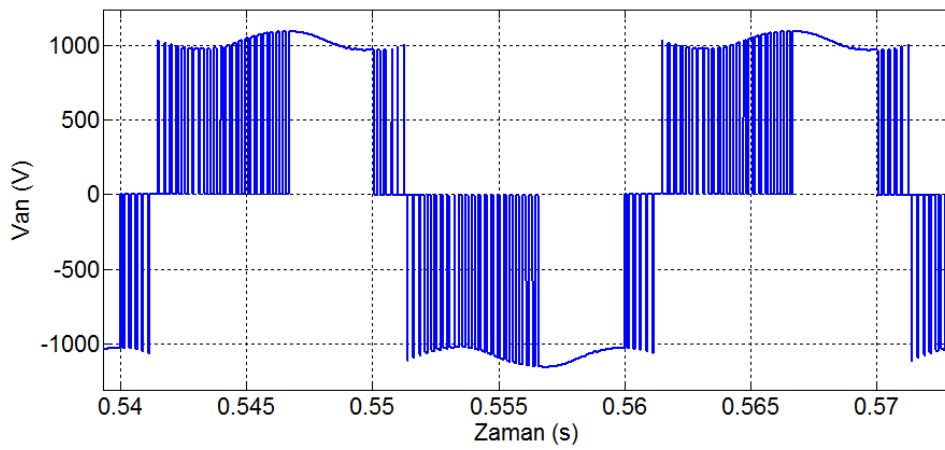
Şekil 6.77. Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için DPWM1 yöntemi ile elde edilen sonuçlar



(a) DB aktif ve reaktif gücünün değişimi

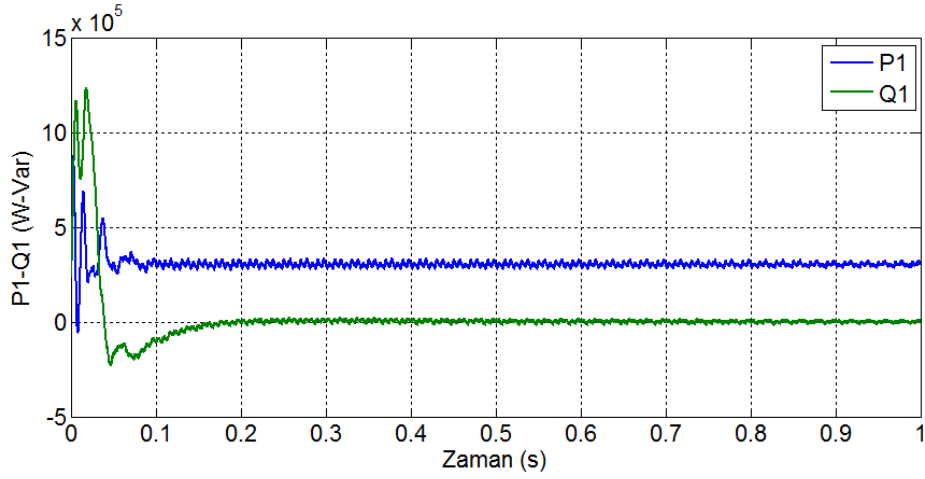


(b) D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün değişimi

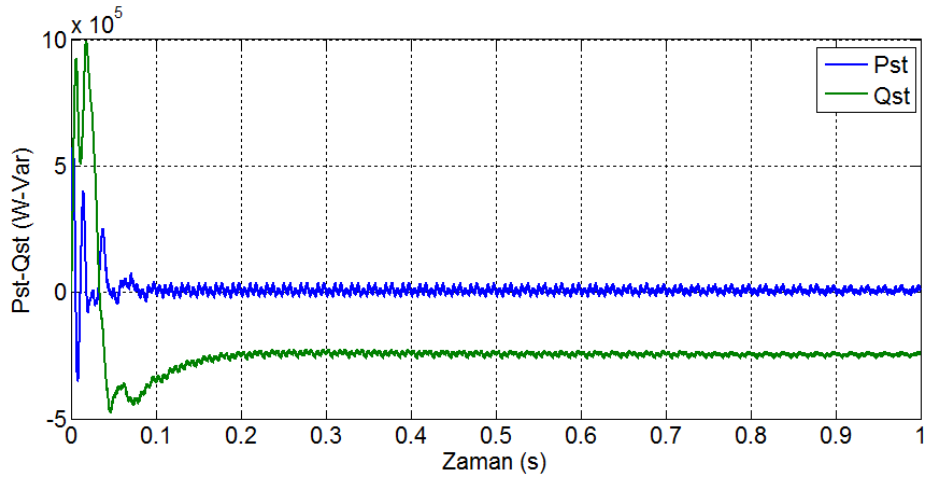


(c) D-STATKOM faz bacağı ve DA bara orta noktası arasında ki gerilim

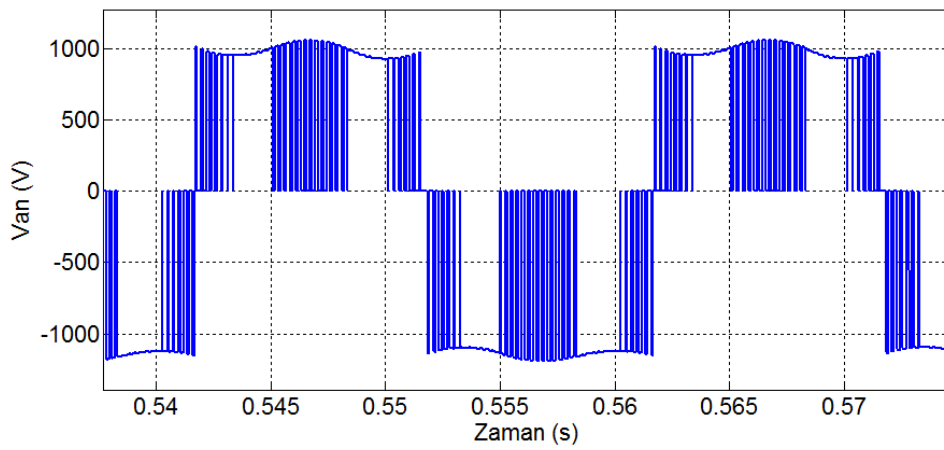
Şekil 6.78. Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için DPWM2 yöntemi ile elde edilen sonuçlar



(a) DB aktif ve reaktif gücünün değişimi



(b) D-STATKOM aktif ve reaktif gücünün değişimi



(c) D-STATKOM faz bacağı ve DA bara orta noktası arasında ki gerilim

Şekil 6.79. Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için DPWM3 yöntemi ile elde edilen sonuçlar

Tablo 6.4'te üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için kapasitif ve endüktif çalışma durumunda DB ve D-STATKOM THD değerleri gösterilmektedir. İki seviyeli evirici kullanan D-STATKOM ile karşılaştırıldığında THD değerlerinin azaldığı görülmektedir. Dolayısıyla üç seviyeli evirici kullanmak D-STATKOM için pasif elemanların değerlerini düşürecektir.

Tablo 6.4. Üç seviyeli DKE evirici kullanan D-STATKOM için elde edilen THD değerleri

PWM Yöntemi	D-STATKOM Çalışma Durumu	D-STATKOM	Dağıtım Barası	
			THD_I	THD_V
SPWM	Harmonik Bozulmalar			
	Kapasitif	2.20	0.34	1.77
	Endüktif	1.90	0.19	1.47
SVPWM	Kapasitif	6.08	0.35	5.08
	Endüktif	2.34	0.15	1.86
DPWM0	Kapasitif	6.03	0.41	4.83
	Endüktif	2.16	0.21	1.65
DPWM1	Kapasitif	2.96	0.38	2.38
	Endüktif	5.07	0.23	4.10
DPWM2	Kapasitif	4.29	0.4	3.43
	Endüktif	2.22	0.21	1.73
DPWM3	Kapasitif	4.07	0.42	3.24
	Endüktif	2.58	0.20	2.03

6.6. Benzetim Sonuçlarının İrdelenmesi

Bu çalışmada D-STATKOM eviricisinin denetimi için faz açısı algoritmasına adapte edilen DPWM yöntemleri kullanılmıştır. Faz açısı denetim yöntemi D-STATKOM denetim yöntemleri içerisinde yapısı basit ve uygulanması kolay bir yöntemdir. Ancak bu üstünlüklerinin yanında aktif ve reaktif gücün denetiminin birbirinden bağımsız yapılamaması önemli dezavantajlarından birisidir. Bu tez çalışmasında bu yöntemin tercih edilmesinin sebebi modülasyon indeksinin sabit tutulması ve bu şekilde değişik modülasyon indekslerine göre benzetim yapma imkânı olmasıdır. Bu şekilde PWM yöntemlerinin modülasyon indeksinin değişimine göre analizleri yapılmıştır. Örneğin dolaylı akım yöntemi kullanılsaydı endüktif ve kapasitif çalışma durumlarında modülasyon indeksinin değeri farklı olacaktı. Bu yöntem kullanılarak PWM yöntemlerinin analizi benzetimler aynı şartlarda gerçekleştirilerek sağlanmıştır.

DPWM yöntemleri uzun yıllardır motor sürücü devrelerinde başarıyla uygulanmaktadır. Ancak D-STATKOM uygulamalarında veya D-STATKOM ile ilgili bilimsel çalışmalarda bu yöntemlerin uygulandığı bir proje veya çalışmaya rastlanılmamıştır. Bu yöntemler temelde taşıyıcı tabanlı PWM yöntemleri içerisinde sınıflandırılırlar ve modülasyon dalgaları referans gerilim sinyallerine üçüncü harmonik frekansında bir sıfır dizi sinyali eklenerek elde edilir. Tıpkı SVPWM yöntemi gibi geniş lineer modülasyon aralığına ($0 < M_i < 1.155$) sahiptirler. En önemli özellikleri temel frekansın $1/3$ 'ünde faz bacaklarını DA baraya kenetleyerek anahtarlama güç kayıplarını azaltmalarıdır.

DPWM yöntemleri DA bara kapasitörlerinin dalgalanmasını artırmaktadırlar. Bu durum daha büyük değerli kapasitörlerin kullanımını gerektirebilir. Yüksek modülasyon indekslerinde kullanımları harmonik THD değerlerinin düşmesini sağlamaktadır. Ayrıca anahtarlama güç kayıplarını azaltmaları anahtarlama frekansının artışına izin verir. Frekansın artırılması ile güç kayıpları sürekli PWM yöntemlerine göre daha az olacağından bu şekilde DPWM yöntemlerinde elde edilen harmoniklerin sınırlandırılması sağlanabilir. Dolayısıyla daha yüksek frekansta, daha az harmonik içerikli ve sürekli PWM yöntemlerine göre aynı frekansta daha az güç

kaybı elde edilebilir. Aksi takdirde düşük modülasyon indekslerinde kullanımı D-STATKOM'da kullanılan pasif elemanların değerlerini ve maliyetini artıracaktır.

Bu doktora çalışmasında PWM yöntemlerinde anahtarlama frekansının değişimine göre iki seviyeli eviricide güç kaybı hesaplamaları sonucu DPWM yöntemleri ile toplam güç kaybı ve anahtarlama güç kaybında elde edilen azalma miktarları SPWM ve SVPWM yöntemleriyle karşılaştırmalı olarak Tablo 6.5'te verilmiştir. Bilindiği gibi anahtarlama frekansı arttıkça anahtarlama güç kayıpları artar. Tablo incelendiğinde DPWM yöntemlerinde genel olarak anahtarlama frekansı arttıkça kayıplardaki azalma miktarı artmaktadır.

Tablo 6.5. PWM yöntemlerinde anahtarlama frekansının değişimi ile elde edilen güç kayıplarında azalma miktarlarının D-STATKOM çalışma durumlarına göre dağılımı ($M_f=0.94$)

PWM Yöntemi	Anahtarlama Frekansı (f_{sw} , kHz)	D-STATKOM Çalışma Durumu							
		Kapasitif				Endüktif			
		Güç kayıplarında toplam azalma miktarı (%)		Anahtarlama kayıplarında ki azalma miktarı (%)		Güç kayıplarında toplam azalma miktarı (%)		Anahtarlama kayıplarında ki azalma miktarı (%)	
		SPWM	SVPWM	SPWM	SVPWM	SPWM	SVPWM	SPWM	SVPWM
DPWM0	2	10.5	7.3	27.44	19.30	14.8	13.2	33.11	31.15
	5	17.1	16	24.87	24.15	26.5	26.4	37.7	38
	10	33.73	23.95	39.58	28.74	33.8	37.5	39.5	43.47
DPWM1	2	14.1	11	19.57	16.32	8.8	7.1	16.55	14.23
	5	15.3	14.26	20.46	19.70	14.8	14.71	20.93	21.24
	10	20.5	24.51	24.13	28.59	18.3	22.99	22.03	27.05
DPWM2	2	14.5	11.5	34.86	32.23	9.5	7.9	22.33	20.17
	5	30.75	29.84	41.48	40.91	18.5	18.4	26.54	26.83
	10	33.55	36.88	39.53	43.08	22.3	26.71	26.59	31.31
DPWM3	2	18.6	15.7	48.80	46.73	21.5	20.1	50.42	49.04
	5	36.45	35.62	53.84	53.40	36.5	36.31	53.38	53.56
	10	48.10	50.71	56.73	59.27	48.1	50.69	56.38	59.19
DPWMMIN	2	15.1	12.1	31.04	29.25	14.4	12.8	32.18	30.29
	5	31.62	30.72	42.37	41.82	23.27	23.16	34.59	34.86
	10	30.67	34.15	36.25	39.9	32.01	35.85	37.78	41.78
DPWMMAX	2	14.2	11.2	28.74	25.86	14.9	12.3	30.25	28.31
	5	18.19	17.12	27.33	26.64	23.08	22.97	32.93	33.19
	10	28.56	32.14	33.77	37.66	29.9	33.94	35.57	39.71

Benzetimlerde güç kayıplarının azaltılması konusunda en başarılı sonuç DPWM3 yöntemi ile elde edilmiştir. Tablo 6.5'e göre DPWM3 yöntemi SPWM ile karşılaştırıldığında endüktif çalışmada 2 kHz frekansında anahtarlama güç kayıplarında azalma miktarı %50.42 iken 5 kHz'te %53.38 ve 10 kHz'te ise %56.38'dir. Benzer olarak kapasitif çalışmada 2 kHz frekansında anahtarlama güç kayıplarında azalma miktarı %48.80 iken 5 kHz'te %53.84 ve 10 kHz'te ise %56.73 olmaktadır. Tablo 6.5'e göre DPWM3 yöntemi ile kapasitif çalışmada SPWM ile karşılaştırıldığında 2 kHz frekansında toplam güç kayıplarında azalma miktarı %18 iken 5 kHz'te %36.45 ve 10 kHz'te ise %48.8 olmaktadır. Benzer olarak endüktif çalışmada 2 kHz frekansında azalma miktarı %20.1 iken 5 kHz'te %36.31 ve 10 kHz'te ise %50.69 olmaktadır.

Bu çalışmada sürekli PWM yöntemlerine göre $M_i=0.94$ değerinde DPWM yöntemlerinde kapasitif ve endüktif çalışmada daha yüksek THD değerleri elde edilmiştir. Bu durum D-STATKOM evirici çıkışı için kullanılan pasif filtre değerinde ve maliyetinde artışa sebep olabilir. Bu nedenle DPWM yöntemleri D-STATKOM'da $M_i=1$ değerinden itibaren tercih edilmelidir. Bu tez çalışmasından elde edilen harmonik THD değerleri sonucunda yüksek modülasyon indekslerinde özellikle $M_i=1$ değerinden sonra DPWM yöntemleri harmonik düzeyleri sürekli PWM yöntemlerine yaklaşmaktadır. DPWM yöntemleri yüksek modülasyon indekslerinde kullanıldığında kullanılacak pasif filtre değerleri ve maliyeti sürekli PWM yöntemleri ile benzer olacaktır. Bununla beraber DPWM yöntemlerinde eviricide güç kayıpları daha az olduğu için frekans artışına izin verilebilir. Frekansın artması THD değerlerinin düşmesi anlamına gelmektedir. Bu şekilde harmonik içerik azaltılabilir ve anahtarlama kaybı aynı anahtarlama frekansındaki sürekli PWM yöntemlerinden daha azdır. Bu durum kullanılacak pasif elemanların değerlerini düşürür.

Düşük modülasyon indekslerinde DPWM yöntemleri D-STATKOM'da kullanıldığında akım THD değerleri yüksek değerlere çıkmaktadır. Bu nedenle düşük modülasyon indekslerinde sürekli PWM yöntemleri tercih edilmelidir.

BÖLÜM 7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Elektrik enerjisinin verimli kullanımı; sürekli artan enerji talepleri, güç kalitesini etkileyen yüklerin artışı, gerek Dünya çapında ve gerekse ülkemizde düzenlenen ve uygulanan reaktif enerji ve güç faktörü limitleri ile ilgili kanunlar sebebiyle büyük bir önem arz etmektedir. Bu problemleri çözmek için FACTS ve Özel Güç Cihazları sırasıyla iletim ve dağıtım sistemleri için önerilmiştir. Güç kalitesi ve reaktif güç kompanzasyon sorunlarının çözümü için klasik olarak sabit kapasitörler, pasif filtreler ve TCSVC sistemler kullanılmaktadır. Sabit kapasitörler, harmonikli sistemlerde etkisiz kalmakla beraber harmonikleri artırırlar. Pasif filtreler, harmonikli sistemlerde, hem harmoniklerin elimine edilmesi ve hemde reaktif güç kompanzasyonu amacıyla kullanılabilir. Ancak harmonik problemlerine bir ölçüde çözüm bulabilmeleri ve değişen yük koşullarına adapte olamayışları gibi dezavantajları vardır. TCSVC sistemler ise sabit kapasitör ve pasif filtrelere karşın hızlı cevap ve değişen yük durumlarına adapte olabilme gibi üstünlükleri olmasına rağmen reaktif güç kompanzasyonu için bağlı buldukları bara gerilimine bağımlı olmaları gibi eksiklikleri vardır. Bu sebeple evirici tabanlı olan Özel Güç Cihazlarından D-STATKOM, dağıtım sistemlerinde dikkat çeken bir uygulama alanı bulmuştur. Özellikle bara gerilim değişimlerinden bağımsız reaktif güç kompanzasyonu yapabilme kapasitesi, hızlı dinamik cevap ve denetim ile değişen yük koşullarına adapte olabilmesi en önemli avantajlarından.

Günümüzde D-STATKOM genellikle çok seviyeli eviriciler kullanılarak uygulanmaktadır. Bununla beraber bazı orta gerilimli küçük işletmelerin reaktif güç kompanzasyonu amacıyla, iki seviyeli evirici kullanan D-STATKOM sistemleri de mevcuttur.

DPWM yöntemleri motor sürücülerinde uzun zamandır uygulanan ve anahtarlama kayıplarının azaltılmasıyla enerji verimliliği sağlayan evirici denetim yöntemleridir. Güç elektroniği tabanlı olan D-STATKOM'da da çalışma sırasında güç kayıpları oluşmaktadır. Bu nedenle bu tez çalışmasında DPWM yöntemleri kullanılarak iki ve üç seviyeli evirici kullanan D-STATKOM'da meydana gelen güç kayıplarının azaltılması hedeflenmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları D-STATKOM'da bu yöntemlerin kullanımı ile anahtarlama güç kayıplarının önemli ölçüde azaltılabileceğini (%50'ye kadar) göstermiştir. Ancak DPWM yöntemlerinde düşük modülasyon indekslerinde D-STATKOM akım harmonik THD değerleri sürekli PWM yöntemlerine göre daha yüksek olmaktadır. Bu nedenle DPWM yöntemleri literatürde motor sürücülerinde ki çalışmalarda da bildirildiği gibi D-STATKOM'da da yüksek modülasyon indekslerinde kullanılmalıdır. Bu takdirde D-STATKOM'da elde edilen akım THD değerleri sürekli PWM yöntemlerinde elde edilen değerlere yaklaşmaktadır. Aksi takdirde D-STATKOM çıkışında daha yüksek değerli ve maliyetli R-L veya L-C filtre kullanılması gerekecektir. Dolayısıyla bu çalışmada dağıtım sisteminin gerekliliklerine göre D-STATKOM için yüksek modülasyon indekslerinde DPWM yöntemlerinin, düşük modülasyon indekslerinde ise sürekli PWM yöntemlerinin kullanılması önerilmektedir.

Bu yöntemin verimli bir şekilde uygulanması için en önemli dezavantajlardan biri örneğin motor sürücülerinde yük akımı fazı değişimlerinin sınırlı olmasını gerektirmesidir. Çünkü yük akımında anahtarların kenetlendiği bölge değişecektir ve bu yöntemin verimli uygulanmasına engeldir. Ancak akımı hesap eden algoritmalar yoluyla kenetleme uygun bir şekilde akımın tepe noktalarına yapılabilir. D-STATKOM akımı endüktif ve kapasitif çalışma durumlarında sırasıyla sistem gerilimden yaklaşık 90° geri akım çeker veya sisteme yaklaşık 90° ileri akım verir. Dolayısıyla akımın fazı değişmez. Yalnız dağıtım sisteminin yük durumuna göre D-STATKOM'un çalışma durumu değişebilir.

DPWM yöntemlerinin en önemli avantajlarından birisi anahtarlama kayıplarının azaltılması sebebiyle evirici anahtarlama frekansının artışına olanak tanınmasıdır. Çünkü DPWM yöntemlerinde anahtarlama frekansının artırılması, anahtarlama kayıplarında sürekli PWM yöntemlerine göre daha az bir artışa neden olacaktır.

Dolayısıyla frekans artışı ile akım THD değerleri azalacağı için D-STATKOM çıkışında kullanılacak olan pasif eleman değerleri ve maliyeti bu yolla düşürülebilir. Bu çalışmada DPWM yöntemleri içerisinde güç kayıplarının azaltılması açısından en iyi sonucu DPWM3 yöntemi sağlamıştır. Bunun nedeni diğer yöntemlere göre D-STATKOM akımının daha yüksek değerlerinde fazların DA baraya kenetlenmesidir.

DPWM yöntemleri üç seviyeli DKE eviricide uygulandığında ise iki seviyeli eviriciye göre akım THD değerlerinin daha düşük olduğu görülmüştür. Gelecek çalışmalarda DPWM yöntemlerinin çok seviyeli eviricilere uygulanması planlanmaktadır. Ayrıca D-STATKOM'un değişen yük koşullarına adapte olabilen DPWM algoritmaları üzerine çalışmalar yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] ACHA, E., AGELIDIS, V.G., LARA, O.A., MILLER, T.J.E., Power electronic control in electrical systems, Newnes power engineering series, England, 2002.
- [2] ÇÖTELİ, R., Üç Seviyeli H-Köprü Evirici Tabanlı D-Statkom'un Sinirsel Bulanık Ağ ile Denetimi. Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elazığ, 2010.
- [3] ARIFOĞLU, U., Güç Sistemlerinin Bilgisayar Destekli Analizi. Alfa Bas. Dağ., İstanbul, 2002.
- [4] HINGORANI, N.G., GYUGYI, L., Understanding FACTS concepts and technology of flexible ac transmission systems, IEEE Press. New York, 1999.
- [5] LI, F., RIZY, D.T., KIRBY, B., KUECK, J., NDEYE, F., Reactive Power from Distributed Energy. The Electricity Journal, Volume 19(10): 27-38, 2006.
- [6] DIXON, J., MORÁN, L., RODRÍGUEZ, J., DOMKE, R., Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review, Proceedings of The IEEE, 93(12): 2144-2164, 2005.
- [7] OLIVEIRA, M.M., Power Electronics for Mitigation of Voltage Sags and Improved Control of AC Power Systems, Phd thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2000.
- [8] ERTAY, M.M., AYDOĞMUŞ Z., Güç Sistemlerinde FACTS Uygulamaları. SDU International Technologic Science, 4(2): 40-58, 2012.
- [9] ÇETİN, A., ERMİŞ, M., VSC-Based D-STATCOM with Selective Harmonic Elimination, IEEE Transactions on Industry Applications, 45(3), 1000-1015, 2009.
- [10] BİLGİN, H.F., ERMİŞ, M., Reactive Power Compensation of Coal Mining Excavators By Using A New Generation STATCOM, IEEE Transaction on Industrial Applications, 43(1): 97-110, 2007.

- [11] RAN, L., HOLDSWORTH, L., PUTRUS, GA., Dynamic selective harmonic elimination of a three-level inverter used for static VAR compensation, IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 149(1): 83-89, 2002.
- [12] FILIZADEH, S., GOLE, A.M., Harmonic performance analysis of an OPWM-controlled STATCOM in network applications, IEEE Transactions on Power Delivery, 20(2): 1001-1008, 2005.
- [13] SUNDARARAJU, K., NIRMAL, K.A., Control Analysis of STATCOM with Enhanced Methods for Compensation of Load Variation, European Journal of Scientific Research, 53(4): 590-597, 2011.
- [14] MASDI, H., MARIUN, N., BASHI, S.M., MOHAMED, A., YUSUF S., Construction of a Prototype D-Statcom for Voltage Sag Mitigation, European Journal of Scientific Research, 30(1): 112-127, 2009.
- [15] SHU, Z., DING, N., CHEN, J., ZHU, H., HE, X., Multilevel SVPWM with DC-Link Capacitor Voltage Balancing Control for Diode-Clamped Multilevel Converter based STATCOM, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 60(5): 1884-1896, 2013.
- [16] SAEEDIFARD, M., IRAVANI, R., POU, J., Control and DC-capacitor voltage balancing of a space vector-modulated five-level STATCOM, IET Power Electron, 2(3): 203-215, 2009.
- [17] SAEEDIFARD, M., NIKKHAJOEI, H., IRAVANI, R., A Space Vector Modulated STATCOM Based on a Three-Level Neutral Point Clamped Converter, IEEE Transactions On Power Delivery, 22(2): 1029-1039, 2007.
- [18] WANG, B., CATHEY, J.J., DSP-controlled, space-vector PWM, current source converter for STATCOM application, Electric Power Systems Research 67(2): 123-131, 2003.
- [19] MUYEEN, SM, HASANIEN, H.M., TAKAHASHI, R., MURATA, T., TAMURA, J., Integration of space vector pulse width modulation controlled STATCOM with wind farm connected to multimachine power system, Journal of Renewable Sustainable Energy 1, 01310, 2009.
- [20] LIANG, Y., NWANKPA, C.O., A New Type Of STATCOM Based On Cascading Voltage Source Inverters With Phase-Shifted Unipolar SPWM, Industry Applications Conference, Thirty-Third IAS Annual Meeting IEEE, 2: 1447-1453, 1998.

- [21] LIANG, Y., NWANKPA, C.O., A New Type Of STATCOM Based On Cascading Voltage-Source In Verters With Phase-Shifted Unipolar SPWM, IEEE Transactions On Industry Applications, 35(5): 1118-1123, 1999.
- [22] PENG, F.Z., LAI J.S., MCKEEVER, J.W., VANCOEVERING, J., A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation, IEEE Teansactions On Industry Applications, 32(5): 1130-1138, 1996.
- [23] PENG, F.Z., LAI, J.S., MCKEEVER, J., VANCOEVERING, J. ,A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation, Industry Applications Conference, Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., 3: 2541 – 2548, 1995.
- [24] LEE, C.K., LEUNG, J.S.K., HUI, S.Y.R., CHUNG, H.S.H., Circuit-Level Comparison Of Statcom Technologies, Power Electronics Specialist Conference PESC '03 IEEE 34th Annual, 4: 1777 – 1784, 2003.
- [25] LEE, C.K., LEUNG, J.S.K. HUI, S.Y.R.; CHUNG, H.S.-H., “Circuit-level comparison of STATCOM technologies ”Power Electronics, IEEE Transactions on 18(4): 1084 – 1092, 2003.
- [26] GUO, S., LIU, D., Voltage Oriented Based Control Strategy for Cascaded PWM STATCOM, Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific , pp. 1 – 4, 2010.
- [27] LI, Z., WANG, J., ZHANG, F., LI, B., QI, L., XU, P., XIA, X., Study of Harmonic Elimination in Switching Devices in STATCOM, 1st International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology – Xi’an – China, pp. 224-228, 2011.
- [28] ZHONGLAI, S., GUANG, Z., JINGGANG, Z., Research on Optimization Carrier Phase-Shifted SPWM of Cascaded STATCOM, Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC), 2nd International Conference on, pp. 4252 – 4255, 2011.
- [29] YEH, T.S., JHU, H.F., SUNG, H.W., Modeling and Control of Three-Phase Multilevel Inverter-Based STATCOM, 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, pp. 406 – 411, 2010.
- [30] PATEL, D., SARAVANAKUMAR, R., RAY, K.K., RAMESH, R., Design and Implementation of Three Level CHB Inverter with Phase Shifted SPWM using TMS320F24PQ, Power Electronics (IICPE), India International Conference on, pp. 1 – 6, 2011.

- [31] XU, X., ZOU, Y., DING, K., LIU, F., A STATCOM Based on Cascade Multilevel Inverter with Phase-shift SPWM, International Conference on Power System Technology - POWERCON Singapore, pp.145-149, 2004.
- [32] XU, X., ZOU, Y., DING, K., LIU, F., Cascade multilevel inverter with Phase-Shift SPWM and its application in STATCOM, The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Busan-Korea, pp. 1139-1143, 2004.
- [33] LAW, K.H., MOHAMED, S.A, GEORGIOS, D., KONSTANTINOU, S., Agelidis, V.G., SHE-PWM Cascaded Multilevel Converter with Adjustable DC Sources Control for STATCOM Applications, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 7th International, pp. 330 – 334, 2012.
- [34] GONG, L., KANG, Y., CHEN, J., HE, S., Phase-Shifted Space Vector PWM and On-time Correction DC Voltage Balancing Scheme for Cascaded H-Bridge STATCOM, Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), IEEE 8th International Conference on, pp. 2741 – 2748, 2011.
- [35] LAUTTAMUS, P., TUUSA, H., Comparison of Five-Level Voltage-Source Inverter Based STATCOMs, Power Conversion Conference-Nagoya, pp. 659 – 666, 2007.
- [36] FUJII, K., SCHAWARZER, U., DE DONCKER, R.W., Comparison of Hard-Switched Multi-Level Inverter Topologies for STATCOM by Loss-Implemented Simulation and Cost Estimation, Power Electronics Specialists Conference, PESC '05. IEEE 36th, pp. 340 – 346, 2005.
- [37] TOWNSEND, C., SUMMERS, T.J., BETZ, R.E., Estimation of Loss Components in a Cascaded H-bridge StatCom, Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 20th Australasian, pp. 1 – 6, 2010.
- [38] STERNBERGER, R., JOVCIC, D., Theoretical Framework for Minimizing Converter Losses and Harmonics in a Multilevel STATCOM, IEEE Transactions On Power Delivery, 23(4): 2376-2384, 2008.
- [39] TOWNSEND, C., SUMMERS, T.J., BETZ, R.E., Comparison of Modulation Strategies for a Cascaded H-bridge StatCom - Part 1: Theoretical Background, IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 2019-2024, 2010.
- [40] TOWNSEND, C., SUMMERS, T.J., BETZ, R.E., Comparison of Modulation Strategies for a Cascaded H-bridge StatCom - Part 2: Application of the Analysis, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, pp. 2025 – 2031, 2010.

- [41] ZANG, C., PEI, Z., HE, J., TING, G., ZHU, J., SUN, W., Comparison and Analysis on Common Modulation Strategies for the Cascaded Multilevel STATCOM, Power Electronics and Drive Systems PEDS, International Conference on, pp. 1439 – 1442, 2009.
- [42] TOWNSEND, C.D., SUMMERS, T.J., BETZ, R.E., Optimisation of switching losses and harmonic performance using Model Predictive Control of a Cascaded H-bridge multi-level StatCom, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, pp. 3159-3166, 2011.
- [43] TOWNSEND, C.D., SUMMERS, T.J., BETZ, R.E., Multigoal Heuristic Model Predictive Control Technique Applied to a Cascaded H-bridge StatCom, IEEE Transactions On Power Electronics, 27(3): 1191-1200, 2012.
- [44] BARAIA, I., THOMAS, J.L., BARRENA J.A., GALARZA, J., RODRIGUEZ, M.A., Efficiency comparison between a hybrid cascaded connected seven level converter for STATCOM applications at 15 kV utility grids. In Power Electronics and Applications, EPE '09. 13th European Conference on, pp. 1 – 10, 2009.
- [45] DENİZ, E., Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kullanan üç seviyeli H-Köprü evirici tabanlı D-STATKOM'un tasarımı ve gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı, Elazığ, Türkiye, 2010.
- [46] BİLGİN, H.F., Design and Implementation of A Current Source Converter Based STATCOM for Reactive Power Compensation. PhD. Thesis, The Graduate School of Natural and Applied Sciences of METU, Ankara, 2007.
- [47] ÇETİN, A., Design and Implementation of a Voltage Source Converter Based STATCOM for Reactive Power Compensation and Harmonic Filtering. PhD. Thesis, the Graduate School of Natural and Applied Sciences of METU, Ankara, 2007.
- [48] SINGH, B., SAHA, R., Chandra, A., Al-Haddad, K., Static synchronous compensators (STATCOM): a review. IET Power Electron., 2(4): 297–324, 2009.
- [49] LEDWICH, G., GHOSH, A., A flexible D-STATCOM operating in voltage or current control mode, IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.149(2): 215-224, 2002.

- [50] COTELI, R., DENIZ, E., DANDIL, B., TUNCER, S., ATA, F., Phase Angle Control of Three Level Inverter Based D-STATCOM Using Neuro-Fuzzy Controller, *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 12(1): 77-84, 2012.
- [51] PASERBA, J., REED, J., TAKEDA, G.F., ARITSUKA, M.T., FACTS and Custom Power Equipment for the Enhancement of Power Transmission System Performance and Power Quality, *Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning (VII SEPOPE) Curitiba, Brazil, May 21-26, 1-12, 2000.*
- [52] KUMAR, S., *Static Synchronous Compensators at Distribution and Transmission Levels, Lecture Note, 2003.*
- [53] AKAGI, H., KANAZAWA, Y., NABAE, A., Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three Phase Circuits, *IPEC'83-Int.Power Elec. Conf., Tokyo, Japan, pp. 1375-1386, 1983.*
- [54] GYUGYI, L., *Solid-State Synchronous Voltage Sources for Dynamic Compensation and Real-Time Control of AC Transmission Lines, IEEE STANDARDS PRESS Institute of Electrical and Electronics Engineers 445 Hoes Lane Piscataway, NJ 08855 Printed in USA, 1993.*
- [55] NORDVALL, A., *Multilevel Inverter Topology Survey, Master of Science Thesis in Electric Power Engineering, Department of Energy and Environment, Division of Electric Power Engineering, Chalmers University Of Technology, Goteborg, Sweden, 2011.*
- [56] NABAE, A., TAKAHASHI, I., AGAKI, H., A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications, IA-17(5): 518-523, 1981.*
- [57] TUNCER, S., Çok Seviyeli İnverterler ve DGM Teknikleri, *Fırat Üniversitesi Doğu Anadolu Bölgesi Araştırmaları Dergisi, 2(3): 56–61, 2004.*
- [58] TUNCER, S., *Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Beş Seviyeli İnverter Tasarımı ve Uygulaması, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği, Elazığ, 2004.*
- [59] FUJII, K., SCHWARZER, U., DE DONCKER, R.W., Comparison of Hard-Switched Multi-Level Inverter Topologies for STATCOM by Loss-Implemented Simulation and Cost Estimation, *Power Electronics Specialists Conference, PESC '05. IEEE 36th, pp. 340 – 346, 2005.*

- [60] PENG, F.Z., A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing, IEEE Industry Applications Conference, Rome, pp. 2024-2031, 2000.
- [61] LAI, J.S., PENG, F.Z., Multilevel Converters A New Breed of Power Converters, IEEE Transactions on Industry Applications, 32(3): 509-517, 1996.
- [62] RODRIGEZ, J., LAI, J.S., and PENG, F.Z., Multilevel Inverter: A Survey of Topologies, Controls and Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(4): 724-738, 2002.
- [63] MARQUARDT, R., LESCINAR, A., HILDINGER, J., An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range, IEEE 2003 PowerTech Conference, Bologna, Italy, June 23-26, 2003.
- [64] HAGIWARA, M., MAEDA, R., AKAGI, H., Control and Analysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC), IEEE Transactions On Power Electronics, 26(6): 1649, 2011.
- [65] YANG, X., LI, J., FAN, W., WANG, X., ZHENG, T.Q., Research on Modular Multilevel Converter Based STATCOM, Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on pp. 2569 – 2574, 2011.
- [66] BONILLA, C.C., TIGGA, S.M., Design and performance comparison of Two-level and Multilevel Converters for HVDC Applications, Master's Thesis in Electric Power Engineering Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering, Chalmers University Of Technology, Goteborg, Sweden, 2011.
- [67] PEREIRA, M., RETZMANN, D., LOTTES, J., WIESINGER, M., WONG, G., SVC PLUS: An MMC STATCOM for Network and Grid Access Applications, IEEE Trondheim PowerTech, pp. 1 - 5 2011.
- [68] WEI, L., Grégoire, L.A., Bélanger, J., Modeling and Control of a Full-Bridge Modular Multilevel STATCOM, IEEE Power and Energy Society General Meeting, pp. 1-7, 2012.
- [69] MOHAN, N., UNDELAND, M., ROBBINS, W., Power Electronic: Converters Applications and Design, 2nd Edition, John Wiley & Sons Inc.,USA, İkinci basımdan çeviri, Literatür yayınları, 2003.
- [70] ASIMINOAEI, L., RODRÍGUEZ, P., BLAABJERG, F., Application of Discontinuous PWM Modulation in Active Power Filters, IEEE Transactions on Power Electronics, 23(4): 1692-1706, 2008.

- [71] DENİZ, E., Beş Seviyeli İverterlerin SDGM İle Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği, Elazığ, 2005.
- [72] ZHOU, K., WANG, D., Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM:A Comprehensive Analysis, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 49(1): 186-196, 2002.
- [73] HAVA, A. M., CETIN, N. O., A Generalized Scalar PWM Approach With Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 26(5): 1385-1395, 2011.
- [74] HAVA, A. M., KERKMAN, R. J., LIPO, T. A., A high performance generalized discontinuous PWM algorithm," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 34(5): 1059–1071, 1998.
- [75] ASKER, M.E., OZDEMIR, M., BAYINDIR, M.I., Sinüsoidal DGM ile Uzay Vektör DGM Yöntemlerinin Karşılaştırmalı İncelemesi, 5. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS'09), Karabük, Türkiye, 13–15 Mayıs, 2009.
- [76] CARRARA, G., GARDELLA, S., MARCHESONI, M., A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(3): 497-505, 1992.
- [77] HAVA, A. M., KERKMAN, R. J., LIPO, T. A., Simple and Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives, *IEEE Trans. On Power Electronics*, 14(1): 49-60, 1999.
- [78] BLASKO, V., Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(3): 756 – 764, 1997.
- [79] DEPENBROCK, M., Pulse width control of a 3-phase inverter with non-sinusoidal phase voltages, in *Conf. Rec. IEEE Int. Semiconductor Power Con. Conf.*, pp. 399–403, 1977.
- [80] DALESSANDRO, L., ROUND, S.D., DROFENIK, U., KOLAR, J.W., Discontinuous Space-Vector Modulation for Three-Level PWM Rectifiers, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 23(2): 530-542, 2008.
- [81] WU, Y., SHAFI, M.A., KNIGHT, A.M., MCMAHON, R.A., Comparison of the Effects of Continuous and Discontinuous PWM Schemes on Power Losses of Voltage-Sourced Inverters for Induction Motor Drives, *Power Electronics*, *IEEE Transactions on* 26(1): 182 – 191, 2011.

- [82] HOLMES, D. G., LIPO, T.A., Pulse width Modulation for power Converters: Principles and Practice, IEEE Series on Power Engineering, IEEE PRESS, Wiley Inter-science John Wiley and Sons Publication, 2003.
- [83] RAO, G.S., SEKHAR, K.C., A Comprehensive Analysis Of Space Vector Pwm Technique Based On Placement Of Zero-Space Vector, International Journal Of Engineering Science And Technology (IJEST), 3(4): 2728-2739, 2011.
- [84] HAVA, A.M., Carrier based PWM-VSI overmodulation strategies, Ph.D. dissertation, Dep. Elect. Comput. Eng., Univ. Wisconsin, Madison, 1998.
- [85] NEACSU, D.O., Space Vector Modulation - An Introduction, IEEE International Conference on Industrial Electronics Society (IECON-01), pp. 1583-1592, Sep-2001.
- [86] ÇETİN, NO, Design And Implementation Of Advanced Pulse Width Modulation Techniques and Passive Filters for Voltage Source Inverter Driven Three-Phase Ac Motors, Msc Thesis, The Graduate School Of Natural And Applied Sciences Of Middle East Technical University, July 2010.
- [87] KİM ; TJ, KANG; DW, LEE; YH, HYUN, DS, The analysis of conduction and switching losses in multi-level inverter system, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, 3: pp. 1363 - 1368, 2001.
- [88] KALCON, G., ADAM , GP, LARA, OA, BURT, G., LO, K.L., Analytical efficiency evaluation of two and three level VSC-HVDC transmission links, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 44(1): 1-6, 2013.
- [89] TEHRANI, K. A., RASOANARIVO, I., SARGOS F.M., Power loss calculation in two different multilevel inverter models (2DM2), Electric Power Systems Research, 81(2): 297-307, 2011.
- [90] RADUN, A., Lecture Notes, Power, <http://www.engr.uky.edu/~radun/EE603/LectureNotes/Power.doc>, Univ. of Kentucky College of Engineering, Erişim Tarihi: 22.08.2013.
- [91] RADUN, A., Lecture Notes, PWM Inverter Losses, <http://www.engr.uky.edu/~radun/EE603/LectureNotes/PWMinverterLosses.doc>, University of Kentucky College of Engineering, Erişim Tarihi: 22.08.2013.

- [92] IVAKHNO, V., ZAMARUIEV, V.V., ILINA, O., Estimation of Semiconductor Switching Losses under Hard Switching using Matlab/Simulink Subsystem, *Electrical, Control and Communication Engineering*, 2(1): 20–26, 2013.
- [93] BLINOV, A., VINNIKOV, D., JALAKAS, T., Loss Calculation Methods of Half-Bridge Square-Wave Inverters, *Electronics And Electrical Engineering Elektronika Ir Elektrotechnika*, 7(113): 9-14, 2011.
- [94] OBERDORF, M.C., Power Losses And Thermal Modeling Of A Voltage Source Inverter, Master Thesis, Naval Postgraduate School Monterey, California, 2006.
- [95] DRAGOUMI, I., Loss investigation of a Modular Multi-level Converter based High Voltage DC Transmission from an Offshore Wind-farm, Master's Thesis, Department of Electrical Engineering Electrical Component (ELC) - Technical University of Denmark, 2011.
- [96] Datasheet CM1500HC-66R, Mitsubishi Corporation, http://www.mitsubishielectric-mesh.com/products/pdf/cm1500hc-66r_e.pdf, Erişim Tarihi 10.07.2013.

ÖZGEÇMİŞ

M. Mustafa ERTAY, 1979'da Elazığ'da doğdu. İlköğrenimini Gaziantep, Nizip ve Artvin'de yaptı. Orta öğrenimini İstanbul Vefa Anadolu Lisesi'nde tamamladı. 2000 yılında başladığı Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği bölümünü 2003 yılında bitirdi. Aynı yıl Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilimdalı'nda açılan Yüksek Lisans sınavlarına girerek yüksek lisans yapmaya hak kazandı. 2006 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilimdalı'ndan Yüksek Lisans derecesini aldı. 2008 yılında Düzce Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2009 yılında Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilimdalı'nda Doktora eğitimine başladı. Halen Düzce Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya devam etmektedir. Aynı zamanda 2012 yılında Düzce Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümüne 33/b maddesi ile görevlendirildi. Halen Düzce Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.