

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ALTERNATİF ENERJİ KAYNAKLARI İÇİN ŞEBEKEYE BAĞLI DÜŞÜK
HARMONİKLİ VE YÜKSEK VERİMLİ ÜÇ FAZLI İNVERTER SİSTEMİNİN
GELİŞTİRİLMESİ**

EVREN İŞEN

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD.DOÇ.DR. A.FARUK BAKAN**

İSTANBUL, 2011

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ALTERNATİF ENERJİ KAYNAKLARI İÇİN ŞEBEKEYE BAĞLI DÜŞÜK
HARMONİKLİ VE YÜKSEK VERİMLİ ÜÇ FAZLI İNVERTER SİSTEMİNİN
GELİŞTİRİLMESİ**

Evren İŞEN tarafından hazırlanan tez çalışması 11.11.2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd.Doç.Dr. A.Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof.Dr. Oruç BİLGİÇ

İstanbul Kültür Üniversitesi

Yrd.Doç.Dr. Deniz YILDIRIM

İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof.Dr. Hacı BODUR

Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç.Dr. Yaşar BİRBİR

Marmara Üniversitesi

Bu tez çalışması, TÜBİTAK Bilim İnsanı Destekleme Daire Başkanlığı tarafından Yurt İçi Doktora Burs Programı kapsamında desteklenmiştir.

Bu çalışma, 110E212 nolu “Şebekeye Enerji Aktaran Yüksek Verimli Üç Fazlı PV İnverterin Geliştirilmesi” konulu proje kapsamında TUBİTAK tarafından desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının hazırlanmasındaki katkılarından dolayı değerli danışman hocam Yrd.Doç.Dr. A.Faruk BAKAN'a, çalışmalarım süresince her zaman yanımda olan ve yardımlarını esirgemeyen çalışma arkadaşım Arş.Gör.Gürcan YANIK'a ve tez çalışmamın son dönemlerinde bana destek olan Arş.Gör.Yusuf YAŞA'ya teşekkür ederim.

Öğrenim hayatım boyunca her zaman maddi ve manevi destekleri ile yanımda olan anneme, babama ve eşime teşekkürü bir borç bilirim.

Kasım, 2011

Evren İŞEN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMA LİSTESİ.....	X
ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ	xv
ÖZET	xvi
ABSTRACT.....	xviii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	4
1.3 Hipotez	5
BÖLÜM 2	
ÜÇ FAZLI İNVERTERLER	7
2.1 Vektörel Dönüşümler	7
2.1.1 Clarke Dönüşümü.....	8
2.1.2 Park Dönüşümü.....	11
2.2 Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı İnverterin Modellenmesi	13
BÖLÜM 3	
ÜÇ FAZLI ŞEBEKEYE BAĞLI İNVERTERLER	20
3.1 Şebekeye Enerji Aktarımı	20
3.1.1 Güç Kalitesi.....	23
3.2 Gerilim Kaynaklı İnverterlerde Kullanılan Çıkış Filtreleri	24
3.2.1 L Filtre	24
3.2.2 LC Filtre	25

3.2.3	LCL Filtre.....	26
3.3	Şebekeye Bağlı Üç Fazlı İnverterlerde Kontrol Yapıları ve Modülasyon Yöntemleri.....	30
3.3.1	Kontrol Yapıları	31
3.3.1.1	Sabit Eksen Takımında Kontrol	31
3.3.1.2	Senkron Hızda Dönen Eksen Takımında Kontrol.....	31
3.3.1.3	Üç Faz Eksen Takımında Kontrol	32
3.3.2	Modülasyon Yöntemleri	33
3.3.2.1	Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu Yöntemi	33
3.3.2.2	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kontrol Yöntemi	34
3.3.2.3	Histerezis Akım Kontrol Yöntemi	40
3.4	Şebeke Senkronizasyon Yöntemleri.....	45
3.4.1	Sıfır Geçiş Yöntemi	45
3.4.2	α - β Filtre Yöntemi	45
3.4.3	d-q Filtre Yöntemi	46
3.4.4	d-q PLL Yöntemi	47
3.4.5	Adaptif PLL	47
BÖLÜM 4		
ÖNERİLEN ŞEBEKEYE BAĞLI ÜÇ FAZLI GERİLİM KAYNAKLI PARALEL İNVERTER SİSTEMİ		49
4.1	Sistem Tanımı.....	49
4.2	Sistemin Matematiksel Modeli	51
4.3	Paralel İnverterlerin Kontrol Algoritması.....	55
4.4	Analiz Sonuçları.....	56
BÖLÜM 5		
SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI		63
5.1	SVPWM Kontrollü Ana İnverterin Simülasyon Sonuçları	63
5.2	Histerezis Kontrollü Dört Yollu İnverterin Simülasyonu	71
5.3	Histerezis Kontrollü Üç Yollu İnverterin Simülasyon Sonuçları.....	79
5.4	Paralel Bağlı İnverter Sisteminin Simülasyon Sonuçları.....	86
5.4.1	Paralel Bağlı İnverterlerin Verim Hesabı.....	94
BÖLÜM 6		
DENEYSEL ÇALIŞMALAR		104
BÖLÜM 7		
SONUÇ VE ÖNERİLER		122
KAYNAKLAR		125
EK-A		
VERİM HESABINDA ve UYGULAMA DEVRESİNDE KULLANILAN ELEMANLARIN KATALOG BİLGİLERİ		131

A-1 PM50CL1A120 IGBT IPM	131
A-2 APTM100A23STG MOSFET MODÜL	132
A-3 APT25GP90BDQ1 POWER MOS IGBT	133
ÖZGEÇMİŞ	134

SİMGE LİSTESİ

a_0	Fourier serisinde DC bileşen katsayısı
a_h	Fourier serisinde kosinüs bileşen katsayısı
b_h	Fourier serisinde sinüs bileşen katsayısı
E_{iletim}	İletim enerji kaybı
E_{toplam}	Toplam enerji kaybı
E_{sw}	Anahtarlama enerji kaybı
$G(s)$	Transfer fonksiyonu
I	Efektif akım
I_1	Akım temel bileşeni
I_h	Harmonik akım
i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}	Ana inverter faz akımları
i_{1dc}	Ana inverter DC bara akımı
i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}	Yardımcı inverter faz akımları
i_{2dc}	Yardımcı inverter DC bara akımı
i_a, i_b, i_c	Şebeke faz akımları
i_c	IGBT kollektör akımı
i_d	MOSFET drain akımı
i_f	Diyot akımı
K_p	Orantı katsayısı
K_i	İntegral katsayısı
L_1, L_2	Ana ve yardımcı inverter filtre endüktansları
$P_{giriş}$	Giriş gücü
P_o	Çıkış gücü
$P_{kayıp}$	Güç kaybı
Q	Reaktif Güç
R_1, R_2	Filtre endüktanslarının eşdeğer seri dirençleri
R_{ds_on}	MOSFET iletim iç direnci
T_1, T_2, T_o	İnverter gerilim vektörlerinin uygulanma süreleri
T_s	Anahtarlama periyodu
V_{1dc}	Ana inverter DC bara gerilimi
V_{2dc}	Yardımcı inverter DC bara gerilimi
V_{1a}, V_{1b}, V_{1c}	Ana inverter faz gerilimleri
V_{2a}, V_{2b}, V_{2c}	Yardımcı inverter faz gerilimleri
V_{CE}	IGBT kollektör-emiter gerilimi
V_{ds}	MOSFET drain-source gerilimi

v_d	Dönen eksen takımında gerilimin d bileşeni
v_q	Dönen eksen takımında gerilimin q bileşeni
V_{ref}	Referans gerilim vektörü
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Şebeke faz-nötr gerilimleri
v_α	Sabit eksen takımında gerilimin α bileşeni
v_β	Sabit eksen takımında gerilimin β bileşeni
ω	Temel bileşen açısal frekansı
ω_{rez}	Rezonans açısal frekansı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
ACMC	Ortalama Akım Mod Kontrol (Average Current Mode Control)
ADC	Analog-Dijital Dönüştürücü (Analog-Digital Converter)
DAC	Dijital-Analog Dönüştürücü (Digital-Analog Converter)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DPGS	Dağılık Güç Üretim Sistemleri (Distributed Power Generation Systems)
FC	Yakıt Hücresi (Fuel Cell)
HCC	Histerezis Akım Kontrol (Hysteresis Current Control)
MPPT	Maksimum Güç Noktası Takibi (Maximum Power Point Tracking)
PF	Güç Faktörü (Power Factor)
PCI	Orantı-Kompleks-İntegral (Proportional Complex Integral)
PI	Orantı-İntegral (Proportional Integral)
PR	Orantı-Rezonans (Proportional Resonant)
PV	Fotovoltaik (Fotovoltaic)
THD	Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
THD _i	Akımdaki Toplam Harmonik Bozulma
WT	Rüzgar Türbini (Wind Turbine)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1	Üç fazlı dengeli büyüklükler..... 7
Şekil 2.2	İki fazlı sabit eksen takımına indirgenmiş vektörler 9
Şekil 2.3	Üç faz gerilimlerin vektörel toplamaları..... 10
Şekil 2.4	Üç faz sistemdeki ve sabit eksen takımındaki değişimler..... 10
Şekil 2.5	α - β ve d-q eksen takımlarındaki değişimler 11
Şekil 2.6	α - β eksen takımından d-q eksen takımına dönüşüm 12
Şekil 2.7	Üç fazlı altı anahtarlı gerilim kaynaklı inverter 14
Şekil 2.8	Anahtarlama elemanı ve ideal anahtar eşdeğeri 14
Şekil 2.9	Çıkış akımının polaritesine ve artma azalma durumlarına bağlı olarak iletimdeki anahtarlama elemanları 14
Şekil 2.10	Filtrelenmiş inverter çıkış akımı..... 14
Şekil 2.11	İnverter çıkış gerilimi uzay vektörleri 17
Şekil 2.12	Üç fazlı gerilim kaynaklı inverterin ideal modeli 17
Şekil 2.13	İnverter çıkış gerilimlerinin değişimi 19
Şekil 3.1	DPGS genel yapısı 21
Şekil 3.2	Güneş paneli için kullanılan güç dönüştürücü sisteminin blok diyagramı 22
Şekil 3.3	İnverter ile şebeke arasında kullanılan L filtre..... 25
Şekil 3.4	LC Filtre 25
Şekil 3.5	LC filtre kontrol yapısı..... 26
Şekil 3.6	LCL filtre 27
Şekil 3.7	LCL filtrenin harmonik modeli 28
Şekil 3.8	LCL filtrede pasif sönümlleme yöntemleri..... 29
Şekil 3.9	LCL filtre kullanılan üç fazlı gerilim kaynaklı inverterde kontrol değişkenleri 29
Şekil 3.10	LCL filtreli inverterde kontrol blok diyagramları 30
Şekil 3.11	Sabit eksen takımında PR kontrol blok diyagramı 31
Şekil 3.12	Senkron hızda dönen eksen takımında kontrol blok diyagramı 32
Şekil 3.13	Üç faz eksen takımında kontrol blok diyagramı 33
Şekil 3.14	Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu 34
Şekil 3.15	Anahtarlama gerilim vektörleri ve bölgeler..... 35
Şekil 3.16	SVPWM ve SPWM yöntemlerinde maksimum çıkış gerilimleri..... 35
Şekil 3.17	Birinci bölgedeki referans gerilim vektörü ve aktif-sıfır vektörler..... 36
Şekil 3.18	Birinci bölge aktif gerilim vektörleri 37
Şekil 3.19	SVPWM yönteminde 1 nolu bölgede PWM sinyalleri 39
Şekil 3.20	Farklı bölgelerde anahtarlama sinyallerinin değişimi..... 40

Şekil 3.21	Histerezis akım kontrol yöntemi blok diyagramı.....	41
Şekil 3.22	İki kondansatörlü dört yollu üç fazlı inverter	42
Şekil 3.23	Histerezis akım kontrol PWM üretim prensibi	43
Şekil 3.24	Üç yollu üç fazlı inverter	43
Şekil 3.25	Üç yollu inverterde anahtarlama durumlarına bağlı olarak i_a akımı değişimi	44
Şekil 3.26	Sinüzoidal tablo kullanılan sıfır geçiş yöntemi ile şebeke senkronizasyonu	45
Şekil 3.27	Kapalı çevrim kullanılan sıfır geçiş yöntemi ile şebeke senkronizasyonu ..	45
Şekil 3.28	α - β ekseninde filtreleme	46
Şekil 3.29	d-q ekseninde filtreleme	46
Şekil 3.30	d-q PLL yöntemi blok diyagramı	47
Şekil 3.31	Adaptif PLL yöntemi blok diyagramı.....	48
Şekil 4.1	Şebekeye bağlı paralel inverter sistemi.....	50
Şekil 4.2	Şebeke akımının durum-uzay denklemleri ile elde edilmesi.....	54
Şekil 4.3	Üç fazlı şebekeye bağlı paralel inverterlerin kontrol blok diyagramı.....	55
Şekil 4.4	Tek inverter çıkış akımı THD değerinin f_{sw} ve L 'ye bağlı değişimi.....	57
Şekil 4.5	Tek inverter çıkış akımı THD değerinin V_{dc} ve L 'ye bağlı değişimi	58
Şekil 4.6	Paralel bağlı inverter sisteminde L_1 ve L_2 'ye bağlı olarak şebekeye aktarılan akımın THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi ($\Delta I=0.7$ A, $f_{sw1}=3$ kHz $V_{dc}=800$ V)	59
Şekil 4.7	Paralel bağlı inverter sisteminde L_2 ve ΔI 'ya bağlı olarak şebekeye aktarılan akımın THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi ($L_1=3$ mH, $f_{sw1}=3$ kHz $V_{dc}=800$ V).....	60
Şekil 4.8	Paralel bağlı inverter sisteminde L_1 ve V_{dc} 'ye bağlı olarak şebekeye aktarılan akımın THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi ($L_2=2$ mH, $f_{sw1}=3$ kHz $\Delta I=0.7$ A)	60
Şekil 4.9	Paralel bağlı inverter sisteminde f_{sw1} ve L_2 'ye bağlı olarak şebekeye aktarılan akımın THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi ($L_1=3$ mH, $V_{dc}=800$ V $\Delta I=0.7$ A)	61
Şekil 5.1	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin Simulink modeli	64
Şekil 5.2	SVPWM kontrollü inverterin Simulink kontrol modeli.....	64
Şekil 5.3	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin SVPWM kontrol akış diyagramı	66
Şekil 5.4	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterde referans vektörün bölge değişimi	67
Şekil 5.5	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterde anahtarlama süreleri	67
Şekil 5.6	PWM sinyallerinin üretilmesi	68
Şekil 5.7	Taşıyıcı sinyal	68
Şekil 5.8	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin 1.bölgedeki anahtarlama sinyalleri	68
Şekil 5.9	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin DC bara akımı	69
Şekil 5.10	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin üç faz şebeke akımı	69
Şekil 5.11	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin şebeke akımı α - β bileşenlerinin zamana göre değişimi	70
Şekil 5.12	Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin şebeke akımı α - β bileşenlerinin birbirlerine göre değişimi	70
Şekil 5.13	Şebekeye aktarılan akımın harmonik içeriği.....	70
Şekil 5.14	SVPWM kontrollü inverterin dinamik cevabı (10 kW→5kW).....	71
Şekil 5.15	SVPWM kontrollü inverterin dinamik cevabı (5 kW→10kW).....	71

Şekil 5.16	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin Simulink modeli	72
Şekil 5.17	Histerezis kontrollü üç fazlı şebekeye bağlı inverterin Simulink modeli ...	72
Şekil 5.18	Histerezis akım kontrol yöntemi akış diyagramı.....	73
Şekil 5.19	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin ortalama anahtarlama frekansının L ve V_{dc} 'ye bağlı değişimi	74
Şekil 5.20	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin çıkış akımı THD değerinin L ve V_{dc} 'ye bağlı değişimi.....	76
Şekil 5.21	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=600$ V)....	77
Şekil 5.22	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=610$ V)....	77
Şekil 5.23	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=630$ V)....	77
Şekil 5.24	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=700$ V)....	78
Şekil 5.25	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=800$ V)....	78
Şekil 5.26	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterde anahtarlama sinyaline bağlı olarak şebeke akımının histerezis bant içindeki değişimi.....	78
Şekil 5.27	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin dinamik cevabı (10 kW→5kW)	79
Şekil 5.28	Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin dinamik cevabı (5 kW→10kW)	79
Şekil 5.29	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin Simulink modeli	80
Şekil 5.30	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin ortalama anahtarlama frekansının L ve V_{dc} 'ye bağlı değişimi	81
Şekil 5.31	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin çıkış akımı THD değerinin L ve V_{dc} 'ye bağlı değişimi.....	82
Şekil 5.32	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=530$ V)	82
Şekil 5.33	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=540$ V)	83
Şekil 5.34	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=600$ V)	83
Şekil 5.35	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=700$ V)	83
Şekil 5.36	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=800$ V)	83
Şekil 5.37	Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterde anahtarlama sinyallerine bağlı olarak şebeke akımının histerezis bant içindeki değişimi.....	84
Şekil 5.38	Üç yollu inverterin dinamik cevabı (10 kW→5kW)	85
Şekil 5.39	Üç yollu inverterin dinamik cevabı (5 kW→10kW)	85
Şekil 5.40	Şebekeye bağlı paralel inverterlerin Simulink modeli	87
Şekil 5.41	Paralel inverterlerin Simulink kontrol modeli	87
Şekil 5.42	Paralel inverterlerin kontrol Stateflow akış diyagramı.....	90
Şekil 5.43	Ana inverter referans gerilim vektörünün bölge değişimi	90
Şekil 5.44	Ana inverter üç faz anahtarlama süreleri	91
Şekil 5.45	Üç faz ana inverter akımları.....	91
Şekil 5.46	Ana inverter akımı harmonik içeriği	92
Şekil 5.47	Üç faz yardımcı inverter akımları.....	92
Şekil 5.48	Paralel inverter sisteminde üç faz şebeke akımları	92
Şekil 5.49	Şebeke akımı harmonik içeriği.....	93
Şekil 5.50	Paralel inverter sisteminde ana inverter DC bara akımı.....	93
Şekil 5.51	Paralel inverter sisteminde yardımcı inverter DC bara akımı.....	93
Şekil 5.52	IGBT IPM gerilime bağlı akım değişimi	95
Şekil 5.53	IGBT IPM I_C - V_{CE} değişimi	95
Şekil 5.54	IGBT IPM akıma bağlı anahtarlama kaybı eğrisi	96

Şekil 5.55	IGBT IPM gerilime bağlı diyot gerilim düşümü eğrisi	97
Şekil 5.56	IGBT IPM I_C - V_{EC} değişimi	98
Şekil 5.57	Paralel diyotun akıma bağlı anahtarlama kaybı	98
Şekil 5.58	Sistemin verim hesabı blok diyagramı	100
Şekil 5.59	Melcosim IPM seçim ekranı	101
Şekil 5.60	Melcosim parametre seçim ve kayıp hesaplama ekranı	101
Şekil 5.61	Melcosim parametre seçim ve kayıp hesaplama ekranı	102
Şekil 5.62	İnverterdeki kayıpların dağılımı	102
Şekil 5.63	Tek inverterin farklı güçlerdeki verim değişimi	103
Şekil 5.64	Paralel inverterlerin farklı güçlerdeki verim değişimi	103
Şekil 6.1	Laboratuarda gerçekleştirilen sistemin prototipi	105
Şekil 6.2	ControlDesk programı arayüzü	105
Şekil 6.3	Üç fazlı şebekeye bağlı paralel inverter sisteminin uygulama devresi şeması	106
Şekil 6.4	Mitsubishi PM50CL1A120 IPM	106
Şekil 6.5	IPM iç yapısı ve bağlantı şeması	107
Şekil 6.6	IPM sinyal izolasyon kartı	108
Şekil 6.7	Sensör kart	108
Şekil 6.8	Sensör bağlantı kartı	109
Şekil 6.9	Uygulama devresi Simulink kontrol blokları	109
Şekil 6.10	HCC kontrol devre şeması	110
Şekil 6.11	IGBT sürücü devre şeması	111
Şekil 6.12	Ana inverter üç faz akım ve şebeke gerilimi değişimleri ($f_{sw1}=3\text{kHz}$)	111
Şekil 6.13	Ana inverter bir faz akımı ve şebeke gerilimi değişimleri ($f_{sw1}=3\text{kHz}$)	112
Şekil 6.14	Ana inverterin dinamik cevap değişimleri ($f_{sw1}=3\text{kHz}$)	112
Şekil 6.15	Ana inverter şebeke akımı ve gerilimi ($f_{sw1}=3\text{kHz}$)	113
Şekil 6.16	Ana inverter akımı harmonik içeriği ($f_{sw1}=3\text{kHz}$)	113
Şekil 6.17	Ana inverter akım, gerilim, güç ve frekans değerleri ($f_{sw1}=3\text{kHz}$)	113
Şekil 6.18	Yardımcı inverter akımları	114
Şekil 6.19	Paralel inverter bir faz akım ve gerilim değişimleri	115
Şekil 6.20	Paralel inverter üç faz akım ve şebeke gerilimi değişimleri	115
Şekil 6.21	Paralel inverter fazı akımı ve gerilimi	116
Şekil 6.22	Paralel inverter şebeke akımı harmonik içeriği	116
Şekil 6.23	Paralel inverter sisteminde akım, gerilim, güç ve frekans ölçümleri	116
Şekil 6.24	Tek inverter üç faz akım ve şebeke gerilimi değişimleri ($f_{sw}=9\text{kHz}$)	117
Şekil 6.25	Tek inverter bir faz akımı ve şebeke gerilimi ($f_{sw}=9\text{kHz}$)	117
Şekil 6.26	Tek inverterin dinamik cevap değişimleri ($f_{sw}=9\text{kHz}$)	118
Şekil 6.27	Tek inverter bir faz akımı ve şebeke gerilimi ($f_{sw}=9\text{kHz}$)	118
Şekil 6.28	Tek inverter şebeke akımı harmonik içeriği ($f_{sw}=9\text{kHz}$)	119
Şekil 6.29	Tek inverter şebeke akım, gerilim, güç ve frekans değerleri ($f_{sw}=9\text{kHz}$)	119
Şekil 6.30	ControlDesk yardımıyla deney devresinden alınan ölçüm sonuçları	121

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Farklı anahtarlama durumlarında faz gerilimleri.....	16
Çizelge 2.2 Faz gerilim uzay vektörleri.....	16
Çizelge 3.1 Dağınık güç üretim sistemlerinde akım harmonik limitleri	22
Çizelge 3.2 Referans vektörün bulunduğu bölgeye göre anahtarlama süreleri	39
Çizelge 4.1 Modellemede kullanılan kısaltmalar	51
Çizelge 4.2 Parametrik analizde kullanılan devre parametreleri.....	56
Çizelge 7.1 Ana inverter ve paralel inverter THD ve verim değerleri	124

ALTERNATİF ENERJİ KAYNAKLARI İÇİN ŞEBEKEYE BAĞLI DÜŞÜK HARMONİKLİ VE YÜKSEK VERİMLİ ÜÇ FAZLI İNVERTER SİSTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ

Evren İŞEN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Yrd.Doç.Dr. A.Faruk BAKAN

Günümüzde alternatif enerji kaynaklarının kullanımı hızla yaygınlaşmakta ve bu konuda çok sayıda araştırma yapılmaktadır. Alternatif enerji kaynaklarından elde edilen enerjinin depo edilmesi yerine şebekeye aktarılması tercih edilmektedir. Bu kaynaklardan elde edilen enerjinin maksimum seviyede şebekeye aktarılabilmesi için kullanılan dönüştürücü devrelerin yüksek verimle çalışması gerekmektedir. Alternatif enerji kaynağı olarak PV paneller kullanıldığında, PV panellerin verimlerinin düşük olmasından dolayı, inverterin verimi toplam sistem verimi açısından önem kazanmaktadır. DC enerjinin AC enerjiye dönüştürülerek şebekeye aktarılması yüksek güçlü uygulamalarda üç fazlı, düşük güçlü uygulamalarda tek fazlı inverterler ile gerçekleştirilmektedir. Şebekeye bağlı inverterler fotovoltaik (PV) ve rüzgâr türbini (WT) uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

Alternatif enerji kaynaklarından elde edilen enerjiyi şebekeye aktaran dağıtık güç üretim sistemlerinde en önemli kısım güç dönüştürücüleri ve bu dönüştürücülerin kontrolüdür. IGBT yarı iletken güç elemanları ile çok yüksek güçlere kadar güç elektroniği dönüştürücülerinin gerçekleştirilmesi mümkündür. Güç dönüştürücüsünün dijital olarak kontrolü genellikle DSP kullanılarak sağlanmaktadır.

Bu tez çalışmasında alternatif enerji kaynakları için 10 kW gücünde üç fazlı şebekeye bağlı iki adet inverterden oluşan bir DC/AC dönüştürücü sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen sistemde şebekeye aktarılan akımın THD değeri standartları sağlamaktadır. Sistemde ana inverter gücün büyük bir kısmını şebekeye aktarmakta ve şebekeye

aktarılan akımın THD değeri yardımcı inverter yardımıyla iyileştirilmektedir. İnverter çıkışında kullanılan filtre elemanları ağırlık ve maliyet bakımından önemli olduğundan mümkün olan en düşük değerli endüktansların seçilmesi hedeflenmiştir. Ana inverterde uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ve yardımcı inverterde histerezis akım kontrol yöntemi kullanılmıştır. Önerilen sistem bilgisayar ortamında matematiksel olarak modellenerek, verim ve THD_i açısından uygun anahtarlama frekansı ve endüktans değerleri tespit edilmiştir. Yapılan teorik analizlerin doğrulanması için laboratuvar ortamında 10kW gücünde sistemin prototipi gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen paralel inverter sisteminde, nominal çalışmada şebekeye aktarılan akımın THD değeri %3.92 ve sistem verimi %95.7 olarak ölçülmüştür. Önerilen sistem, iki seviyeli bir inverter ile karşılaştırıldığında verimde %1 civarında bir iyileşme olduğu tespit edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Şebekeye Enerji Aktaran İnverter, Üç Fazlı Paralel İnverter, Toplam Harmonik Distorsiyon, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu, Histerezis Akım Kontrol

**DEVELOPMENT OF A GRID CONNECTED THREE PHASE INVERTER SYSTEM
WITH LOW HARMONICS AND HIGH EFFICIENCY FOR RENEWABLE ENERGY
SOURCES**

Evren İŞEN

Department of Electrical Engineering
PhD. Thesis

Advisor: Asst.Prof.Dr. A.Faruk BAKAN

The utilization of alternative energy sources is rapidly increasing in recent years and many researches are being performed on this subject. It is preferred to transfer the energy obtained from renewable sources to the grid instead of storing. The converter circuits must operate at high efficiency to transfer the maximum energy supplied from the alternative energy sources. The efficiency of the inverter has an importance in the total system efficiency when PV panels are used as an alternative energy sources because of low efficiency of PV panels. Conversion of the DC energy into AC and transferring to the grid is realized with single phase inverters at low power levels and with three phase inverters at high power levels. The grid connected inverters are widely used in photovoltaic (PV) and wind turbine (WT) applications.

The most important part of the distributed power generation systems that transfers the energy from alternative energy sources to the grid are power converters and the control of these converters. It is possible to realize power electronics converters at high powers with IGBT semiconductors. Generally, the digital control of the converters is realized with DSP.

In this thesis, a three-phase grid connected DC/AC converter system is developed. The system power is 10 kW and it consists of two inverters. The output current of the proposed system meets the THD value specified in the standards. The main inverter transfers most of the power to the grid and the auxiliary inverter improves the THD value of the grid current. It is aimed to select the filter inductance value as small as possible because the output filter inductance of the inverter has an importance in terms of weight and cost. The main inverter is controlled with space vector pulse width

modulation technique, and the auxiliary inverter is controlled with hysteresis current control technique. The proposed system is mathematically modeled with computer program, and the optimum switching frequency and inductance values are determined for efficiency and THD_i. In order to verify the theoretical analysis and simulation results, a 10kW power laboratory prototype is developed. The THD_i value and efficiency of the developed system at nominal output power are measured 3.92% and 95.7%, respectively. It is determined that the proposed system increases the efficiency approximately 1%, in comparison with the two-level inverter.

Key words: Grid Connected Inverter, Three Phase Parallel Connected Inverter, Total Harmonic Distortion, Space Vector Pulse Width Modulation, Hysteresis Current Control

1.1 Literatür Özeti

Şebekeye enerji aktaran inverterler konusunda literatürde çok sayıda çalışma yapılmıştır. Bu çalışmaların önemli bir kısmı akım kontrolü üzerinde yoğunlaşmıştır. Akım hata kompanzasyonu için PI kontrolör yerine inverterin dönen eksen takımındaki matematiksel gerilim eşitliğinden yararlanarak tahmin edici bir yapı kullanılmıştır. Bu yöntem ile PI kontrolöre göre daha hızlı ve histerezis akım kontrol (HCC) yöntemi ile aynı hızda bir dinamik cevap elde edilmiştir [1]. Üç fazlı inverterin kontrolünde inverter çıkış akımlarını yazılımsal bir filtre ve tahmin ediciden, şebeke gerilimlerini de tahmin ediciden geçirerek kontrolörün performansını arttırarak toplam harmonik bozulma (THD) miktarında düşüş sağlanmıştır [2], [3]. İnverterin uzay vektör modülasyonu kontrolünün başarısında önemli olan DC bara gerilimi ölçümünden oluşabilecek kontrol hatalarını ortadan kaldırmak için yeni bir kontrolör kullanılmıştır. Böylece DC bara gerilim sensöründen hatalı bilgi gelme durumunda bu kontrolör hatayı yok ederek sistemin düzgün bir şekilde çalışmasını sağlamıştır [4]. Sabit eksen takımında kontrolde istenilen sonucu veremeyen PI kontrolör yerine PR kontrolör kullanarak LCL filtreli şebeke bağlı inverteri incelenmiş ve PR kontrolör ile sabit eksen takımında referans akımı takip eden şebeke akımı üretilmiştir [5]. Sabit eksen takımında son yıllarda kullanılan PR kontrolör yerine PCI kontrolörü geliştirerek PR kontrolörün inverterin ilk çalışması sırasındaki yavaş geçici rejim cevabı iyileştirilmiştir [6]. Klasik PI kontrolör ile inverter çıkış geriliminin temel bileşeninin büyüklüğü ve açısı doğrudan kontrol edilirken dolaylı olarak şebekeye verilen ani reaktif güç (Q) kontrolü yapılmıştır.

Böylece, klasik PI kontrolörün kullanıldığı senkron hızda dönen eksen takımındaki karmaşık hesaplamalar ortadan kaldırılmıştır [7]. Şebeke geriliminde dengesizlik olması durumunda nötr hattından akan akımının çıkış geriliminde ve DC bara geriliminde oluşturduğu bozucu etkileri engellemek için, çıkış akımlarının pozitif, negatif ve sıfır bileşenleri ayrı ayrı 3 farklı dönen eksen takımında kontrol edilmiştir [8].

Üç fazlı 4 yollu ve iki kondansatörlü ayırık DC bara bulunan yapıda, DC bara gerilimine bağlı olarak inverter veriminin %95 ile %97 arasında değiştiği tespit edilmiştir [9]. Anahtarlama elemanlarına ters paralel bağlı diyotların komütasyon sırasındaki kayıplarını azaltmak için, her bir fazda iki paralel kol kullanılmış ve bu kollara birer küçük endüktans ilave edilmiştir. Bu yumuşak anahtarlama yöntemi ile birkaç yüz kW güç değerindeki yüksek güçlü dönüştürücülerde %98'e varan verim elde edilebilmiştir [10]. Aynı seviyelerde verim değeri üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterler ile elde edilebilmektedir. Bu topoloji ve yumuşak anahtarlama topolojide şebekenin nötr noktası kondansatörlerin orta noktasına bağlanmadığından panel ile toprak arasında kaçak akım oluşabilir. Üç seviyeli inverterde şebeke nötrü ile DC bara kondansatörlerinin orta noktası birleştirildiğinde nötre göre sabit DC bara gerilimi elde edilmekte ancak gerekli olan DC bara gerilimi bir miktar artmaktadır. Klasik altı anahtarlı, kondansatör orta noktası nötre bağlı inverterde inverter çıkışı ile nötr noktası arasına her bir faz için iki anahtar ilave edilmiştir. Bu anahtarlar yardımı ile sıfır gerilim vektörü elde edilmiştir. Geliştirilmiş bir beş seviyeli inverter topolojisinde ise iki adet üç fazlı inverter kullanılmıştır. Bu inverterlerden biri panel gerilimine diğeri panel çıkışında bulunan yükseltici dönüştürücüye bağlanmıştır. Böylece düşük şebeke gerilimlerinde panele bağlı inverter, daha yüksek gerilimlerde ise diğer inverter devreye girmektedir. Yine sıfır gerilim vektörü fazlar ile nötr arasında bağlı olan anahtarlar ile oluşturulmaktadır [9]. PV paneller ile toprak arasında meydana gelen parazitik kapasiteden kaynaklanan kaçak akım değeri transformatörsüz fotovoltaik inverter topolojilerinde incelenmiş ve standartlar dahilinde topolojilerin uygunlukları tespit edilmiştir [11].

Yüksek güçlü uygulamalarda tek inverter ile şebekeye güç aktarımı gerçekleştirmek için yüksek güçlü anahtarlama elemanları kullanılmakta ve maliyet artmaktadır. Maliyeti azaltmak ve daha yüksek güç aktarmak için tek inverter yerine paralel bağlı inverterler

kullanılmıştır [12] . Aynı DC baraya bağlı paralel inverterlerden oluşan sistemde inverterler arasında sirkülasyon akımı ortaya çıkmakta ve bu akımın kontrol edilmesi gerekmektedir. İnverterlerin çıkış filtrelerine ilave olarak kuplajlı endüktans kullanılarak sirkülasyon akımı azaltılmıştır [13]. PV panel kullanılarak şebekeye enerji aktarımında inverterlerin beslendikleri DC baralar farklı paneller yardımı ile elde edilerek birbirinden izoleli DC baralar kullanılmış ve sirkülasyon akımının oluşumu engellenmiştir [14]. Paralel bağlı üç fazlı uzay vektör modülasyonu ile kontrol edilen iki dönüştürücünün sirkülasyon akımını ortadan kaldırmak için bir dönüştürücünün sıfır gerilim vektörlerinin uygulanma sürelerinin hesaplanması üzerine çalışma yapılmıştır [15]. Şebekeye bağlı eşit güçlü paralel iki inverterin akımları arasında yarı anahtarlama periyodu kadar faz farkı oluşturarak şebekeye verilen çıkış akımındaki dalgalanma azaltılmıştır [16]. Şebekeye bağlı paralel bağlı inverterlerde ortaya çıkan sirkülasyon akımının etkisi ve bu akımın kontrolü incelenmiştir [17]. Şebekeye bağlı paralel inverterlerde, şebeke gerilimindeki ani değişime karşın DC bara geriliminin sabit kalması için ileri besleme yöntemi kullanılmıştır. Aktif gücü oluşturan d-ekseni akımı şebekeye aktarılacak güce bağlı olarak hesaplanarak referans akıma ilave edilmiştir. Böylece ani şebeke gerilimi değişimine rağmen DC bara gerilimindeki değişim klasik yöntemle göre iyileştirilmiştir [18].

Sabit eksen takımında uzay vektör modülasyonu ile yapılan yüksek ısılı süper iletkenli sabit mıknatıslı senkron motor kontrolünde çalışma bölgesi tespiti için geometrik yöntem kullanılmış ve böylece uzay vektör modülasyonunda süre hesabında kullanılan referans vektör açısının tespitine gerek kalmamıştır [19].

Lineer olmayan yüklerde şebekeden çekilen akımın sinüzoidal olmasını sağlamak amacıyla PV panelden beslenen inverterler kullanılmaktadır. Dengesiz yük durumunda akım kompanzasyonu için dört-yollu inverter kullanılmıştır. İnverter aktif filtre gibi çalışarak şebekeden çekilen akımı sinüzoidal yapmaktadır. Gerekli durumlarda inverter PV panelden elde ettiği gücü şebekeye aktarabilmektedir [20]. Bir veya iki inverter kullanılan, farklı veya aynı DC baralardan beslenen, trafolu ve trafosuz yapıda aktif filtreler PV panelden beslenerek şebeke akımı kompanzasyonu gerçekleştirilmiştir [21], [22].

Şebekeye bağlı inverterlerin çıkışında kullanılan LCL filtrenin kararlı olarak çalışabilmesi için kontrol algoritmasında dış çevrim olarak şebeke akımını ve iç çevrim olarak kondansatör akımı kullanılarak sistemin kararlılık analizi üzerine bir çalışma yapılmıştır [23]. Ortalama akım mod kontrol (ACMC) tekniği kullanarak L filtre ve LCL filtrenin analizi yapılmış, LCL filtrenin THD_i değeri açısından L filtreye göre daha başarılı olduğu gösterilmiştir [24]. Çıkış transformatörü kullanılan şebekeye bağlı inverterlerde, inverter çıkış filtresi olarak kullanılan LC filtrenin farklı sönümleme devreleri için analizi yapılmıştır [25]. LCL filtrenin rezonansa girmesini engellemek için kullanılan aktif sönümleme yöntemlerinden sensörsüz olanları üzerine inceleme yapılmıştır. Şebeke gerilimleri ve kondansatör akımları ölçülmeden LCL filtreli inverter kontrolünün yüksek güçlü uygulamalarda daha başarılı olduğu gösterilmiştir [26]. Akım hata kompanzatörü PR kontrolör kullanarak üçgen ve yıldız bağlı LCL filtre modellemesi yapılmıştır. Simülasyon ve uygulama sonuçlarına göre üçgen bağlı LCL filtre kullanıldığında akımdaki harmonik miktarı daha az olmaktadır [27]. LCL filtrede kararlılık aralığını arttırmak için kullanılan farklı yapıda aktif ve pasif sönümleme yöntemleri incelenmiştir. Pasif sönümleme yöntemi basit olmakla birlikte ilave kayıplar oluşturmaktadır. Aktif yöntemde ise ilave kayıplar olmamasına rağmen kontrol algoritması karmaşık hale gelmektedir [28].

1.2 Tezin Amacı

Rüzgâr, güneş gibi alternatif enerji kaynaklarının kullanımı konusundaki çalışmalar son yıllarda hızla artmaktadır. Alternatif enerji kaynaklarından dağıtık üretim sistemlerinde daha fazla yararlanılabilmesi için güç dönüşüm zinciri içerisindeki güç elektroniği dönüştürücülerinin verimlerinin yükseltilmesi gerekmektedir. Fotovoltaik (PV) panellerin düşük verimli olması dikkate alındığında, dönüştürücü verimleri daha da önem kazanmaktadır. Özellikle maliyet açısından güç dönüşüm sisteminin güç yoğunluğunun yüksek olması istenmektedir. Bu nedenle inverter çıkışında mümkün olan en düşük değerli filtre elemanlarının kullanılması gerekmektedir. Filtre endüktansının düşük olması boyut, ağırlık ve maliyeti azaltan bir etkidir. Düşük endüktans değeri sistemin dinamik cevabının hızlı olmasını da sağlamaktadır. Enerji

kalitesi açısından da inverterin şebekeye aktardığı akımın toplam harmonik bozulma (THD_I) değerinin düşük olması istenmektedir.

Bu tez çalışmasında alternatif enerji kaynakları için 10 kW gücünde üç fazlı şebekeye bağlı iki adet inverterden oluşan bir DC/AC dönüştürücü sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen sistemde şebekeye aktarılan akımın THD değerinin standartları sağlaması ve verimin yüksek olması hedeflenmiştir. İki adet inverter paralel olarak çalıştırılmakta, ana inverter gücün büyük bir kısmını şebekeye aktarmakta, şebekeye aktarılan akımın THD değeri yardımcı inverter yardımıyla iyileştirilmektedir. İnverter çıkışında kullanılan filtre elemanları ağırlık ve maliyet bakımından önem teşkil etmektedir. Bu nedenle düşük THD ve yüksek verim ile birlikte mümkün olan en düşük değerli endüktans kullanımı da hedeflenmiştir. Her iki inverterde uygun modülasyon yöntemi ve anahtarlama frekansı belirlenerek şebeke akımında $THD < 5\%$ [29], [30] ve toplam inverter veriminin %95'ten büyük olması sağlanmıştır. Geliştirilen paralel inverter sisteminde ana inverter yüksek güç ve düşük anahtarlama frekansında, yardımcı inverter düşük güç ve yüksek anahtarlama frekansında çalıştırılmış, böylece toplam sistem veriminin aynı kalitede gücü aktaran tek bir inverter verimine göre yüksek olması sağlanmıştır.

1.3 Hipotez

Dağılık güç üretim sistemlerinde alternatif enerji kaynaklarından elde edilen enerjinin şebekeye aktarılmasında kullanılan dönüştürücü devrelerin yüksek verimli olması istenmektedir. Şebekeye aktarılan akımın THD değerinin standartlarda belirtilen %5 değerinden küçük olması gerekmektedir. DC enerjinin AC enerjiye dönüştürülmesinde kullanılan inverterin klasik üç fazlı altı anahtarlı topolojide olması ve çıkışından L filtre kullanılması durumunda şebeke akımı THD değerinin %5'in altında olması için anahtarlama frekansının ve/veya filtre endüktansının yükseltilmesi gerekmektedir. Yüksek değerli endüktans kullanımı sistemin maliyetini, boyutunu arttırmakta ve dinamik cevabı yavaşlatmaktadır. Düşük değerli filtre endüktansı kullanıldığında THD değerinin %5 altında kalması için anahtarlama frekansının yükseltilmesi gerekmektedir. Düşük filtre endüktansı maliyet ve boyut bakımından avantaj sağlamasına rağmen

yüksek anahtarlama frekansı özellikle yüksek güçlü uygulamalarda inverterin anahtarlama kayıplarını arttırmaktadır.

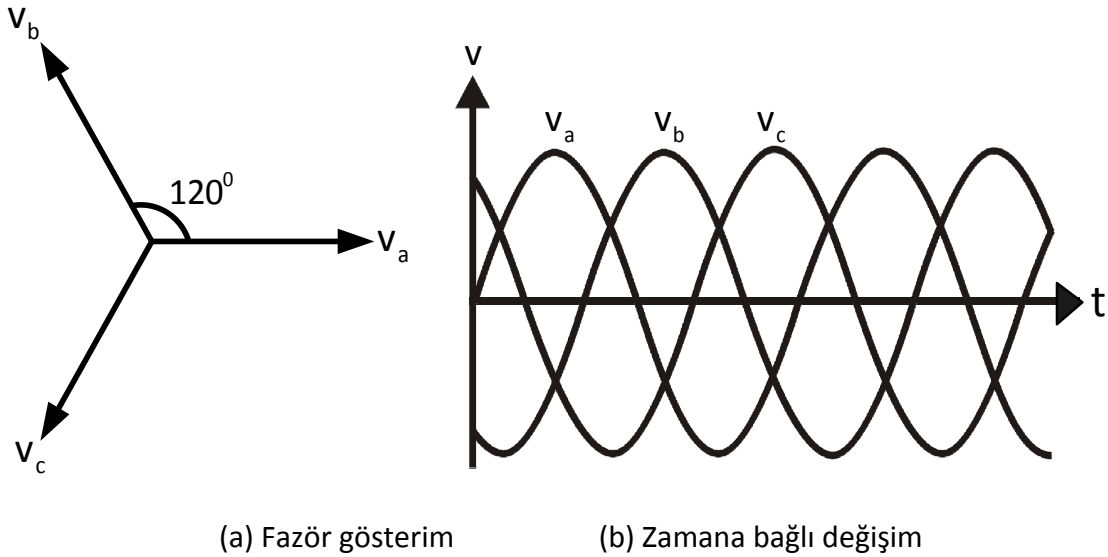
Bu tez çalışmasında, düşük filtre endüktansı kullanılarak ve anahtarlama frekansı azaltılarak şebekeye bağlı inverter sisteminin verimini arttırmaya yönelik paralel bağlı iki inverterden oluşan bir dönüştürücü sistemi geliştirilmiştir. Ana inverter gücün büyük kısmını şebekeye aktarmaktadır. Yüksek güç aktarımından dolayı anahtarlama kayıpları inverter veriminde önemli bir yer tutmaktadır. Bu nedenle ana inverter düşük frekansta çalıştırılmakta ve anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır. Düşük anahtarlama frekansı inverterin yüksek verimli çalışmasını sağlamakta ancak akımda meydana gelen yüksek dalgalanmadan dolayı THD değerinin yükselmesine neden olmaktadır. Yardımcı inverter ana inverter akımındaki dalgalanmanın şebeke akımındaki etkisini yok edecek olan akımı üretmektedir. Ana inverter ve yardımcı inverter akımlarının toplamı, THD değeri %5'ten küçük olan şebeke akımını oluşturmaktadır. Yardımcı inverter akım dalgalanmasını yok edecek şekilde çalıştığından şebekeye aktardığı güç düşüktür. Yüksek frekansta çalışmasına rağmen düşük güç aktarımından dolayı anahtarlama kayıpları toplam sistem kaybı içinde düşük kalmaktadır. Yüksek güç aktaran ana inverterin düşük frekansta çalışması ve yüksek frekanslı inverterin düşük güç aktarması sistemin veriminin aynı şartlar altında çalışan tek invertere göre daha yüksek olmasını sağlamaktadır.

ÜÇ FAZLI İNVERTERLER

2.1 Vektörel Dönüşümler

Üç fazlı analizlerde değişken sayısını azaltmak ve hesaplama kolaylığı elde etmek için eksen takımı dönüşümleri kullanılmaktadır. Bu dönüşümleri kullanarak akım ve gerilim değerleri üç fazlı sistemden iki eksenli sabit eksen takımına (α - β eksen) ve α - β eksen takımından senkron hızda dönen eksen takımına (d-q eksen) indirgenir.

Şekil 2.1'de üç fazlı dengeli bir sistemdeki gerilimler görülmektedir. Bu gerilimler eşit genlikte olup aralarında 120° faz farkı bulunmaktadır. Bu gerilimlerin değerleri zamanla değişmekte ve toplamaları sıfır olmaktadır.



Şekil 2.1 Üç fazlı dengeli büyüklükler

Üç fazlı dengeli bir sistemdeki gerilimleri ele aldığımızda faz gerilimleri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$v_a = V_m \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

$$v_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.2)$$

$$v_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.3)$$

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2.4)$$

Üç faz büyüklükler tek bir vektör olarak düşünüldüğünde,

$$\bar{v} = v_a + \bar{a}v_b + \bar{a}^2v_c \quad (2.5)$$

olarak bulunmaktadır. Bu eşitlikte,

$$\bar{a} = e^{j(2\pi/3)} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.6)$$

$$\bar{a}^2 = e^{j(4\pi/3)} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.7)$$

ifadeleri yerine yazılırsa

$$\bar{v} = v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.8)$$

olarak elde edilir.

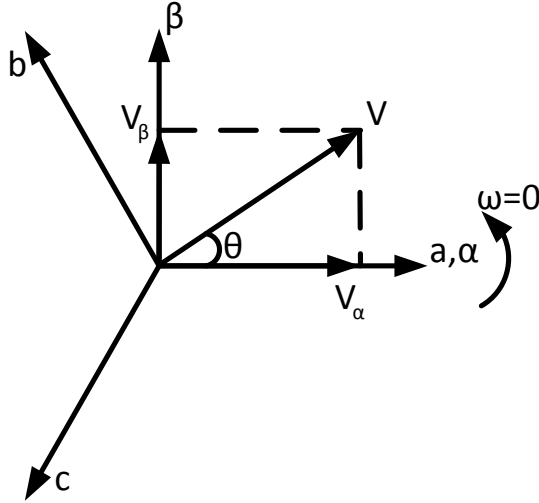
2.1.1 Clarke Dönüşümü

Clarke dönüşümü ile elde edilen sabit eksen takımındaki değişkenler α ve β olarak adlandırılmaktadır. Şekil 2.2’de görüldüğü gibi α -ekseni a fazı ile çakışmakta ve β -ekseni α -ekseninden 90° geri kalmaktadır.

Şekil 2.2’de görülen v vektörü sabit eksen takımındaki α - β ve a-b-c bileşenleri cinsinden

$$\bar{v} = v_\alpha + jv_\beta = \frac{2}{3}K \left[v_a + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{j4\pi/3} \right] \quad (2.9)$$

şeklinde yazılabilir. Sıfır sıralı bileşen ifadesi ise aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.



Şekil 2.2 İki fazlı sabit eksen takımına indirgenmiş vektörler

$$v_0 = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) \quad (2.10)$$

Sabit eksen takımına indirgeme işlemi yapılırken kullanılan K katsayısı uygulamaya ve isteğe bağlı olarak seçilmektedir. Literatürde ölçekleme faktörü olarak tanımlanan bu katsayı (2.11)'de verilen farklı değerlerde kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında ölçekleme faktörü olarak $K=1$ kullanılmıştır.

Tepe değer ölçekleme : $K=1$

RMS değer ölçekleme : $K=1/\sqrt{2}$ (2.11)

Güç sabiti ölçekleme : $K=\sqrt{3/2}$

Şekil 2.2'deki bileşke vektörün sabit eksen takımındaki α - β bileşenleri geometrik olarak hesaplandığında (2.12) elde edilir.

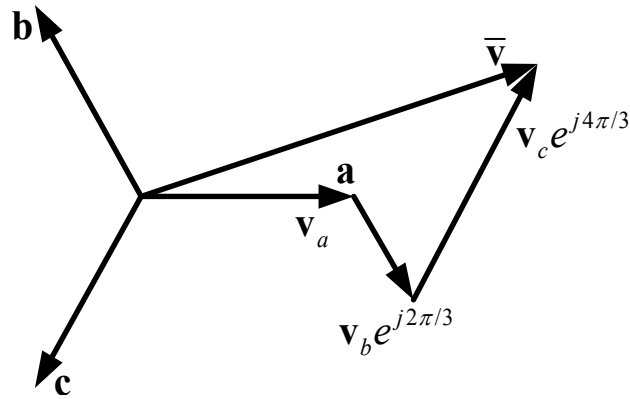
$$v_\alpha = \frac{2}{3} \left(v_a + v_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + v_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (2.12)$$

$$v_\beta = \frac{2}{3} \left(v_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + v_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (2.13)$$

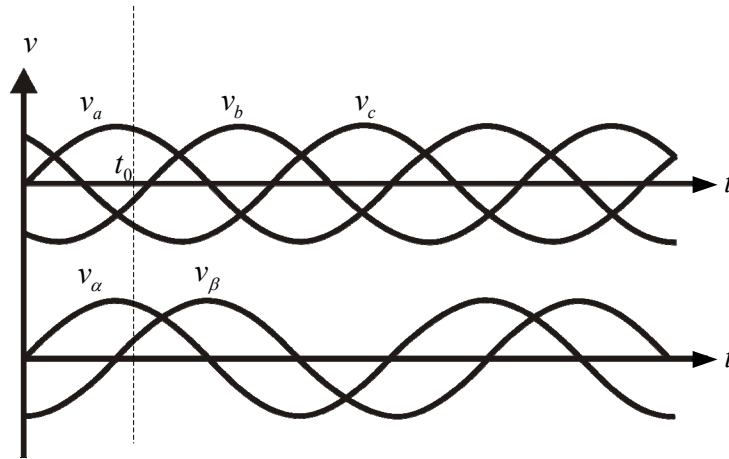
(2.12) ve (2.13)'de elde edilen eşitlikler sadeleştirilip matris formunda yazıldığında (2.14) elde edilir [31].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Üç fazlı sistemdeki büyüklüklerin herhangi bir andaki bileşke vektörü bu büyüklüklerin vektörel toplamı ile elde edilir. Şekil 2.3'te t_0 anındaki bileşke vektör ve üç faz büyüklükleri görülmektedir. Sabit eksen takımında v_α bileşeni a-fazı ile aynı fazda hareket etmekte ve v_β ise 90° geride olmaktadır. v_α maksimum değerine ulaştığında v_β sıfır değerini almaktadır. Bu değişimler Şekil 2.4'te görülmektedir.



Şekil 2.3 Üç faz gerilimlerinin vektörel toplamı



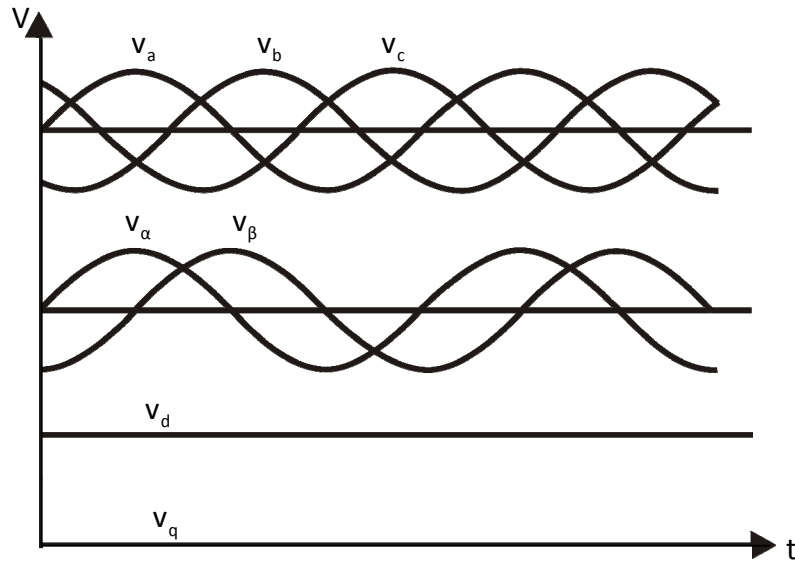
Şekil 2.4 Üç faz sistemdeki ve sabit eksen takımındaki değişimler

(2.14) eşitliğinde ters dönüşüm yapılarak elde edilen (2.15) eşitliği ile sabit eksen takımından üç fazlı büyüklüklere geçiş yapılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

2.1.2 Park Dönüşümü

Park dönüşümü üç fazlı büyüklükleri senkron hızda dönen eksen takımına (d-q) indirmek için kullanılır. Bu dönüşüm ile sabit eksen takımındaki dönen vektör sabit değer alır. Şekil 2.5'te görülen sinüzoidal olarak değişen a-b-c büyüklükleri Park dönüşümü ile DC büyüklüklere dönüşür. d-ekseni bileşeni üç fazlı büyüklüklerin genliğine eşit olurken q-ekseni bileşeni dengeli sistemde sıfır olmaktadır.



Şekil 2.5 α - β ve d-q eksen takımlarındaki değişimler

d-q eksen takımı, üç fazlı sistemdeki değişkenler ile aynı hızda döner ve dönüşüm için θ açısı kullanılır. Bileşke vektör sabit eksen takımına göre sabit hızla hareket ederken d-q eksen takımına göre sabit kalmaktadır. Bu nedenle d-q eksen takımında büyüklükler DC olmaktadır.

$$\bar{\alpha} = \bar{d} \cos \theta - \bar{q} \sin \theta \quad (2.16)$$

$$\bar{\beta} = \bar{d} \sin \theta + \bar{q} \cos \theta \quad (2.17)$$

$$\bar{v} = v_\alpha \bar{\alpha} + v_\beta \bar{\beta} = v_d \bar{d} + v_q \bar{q} \quad (2.18)$$

(2.16) ve (2.17) eşitlikleri (2.18)'de yerine konulursa,

$$\bar{v} = v_\alpha (\bar{d} \cos \theta - \bar{q} \sin \theta) + v_\beta (\bar{d} \sin \theta + \bar{q} \cos \theta) \quad (2.19)$$

(2.18) ve (2.19) birlikte kullanılarak

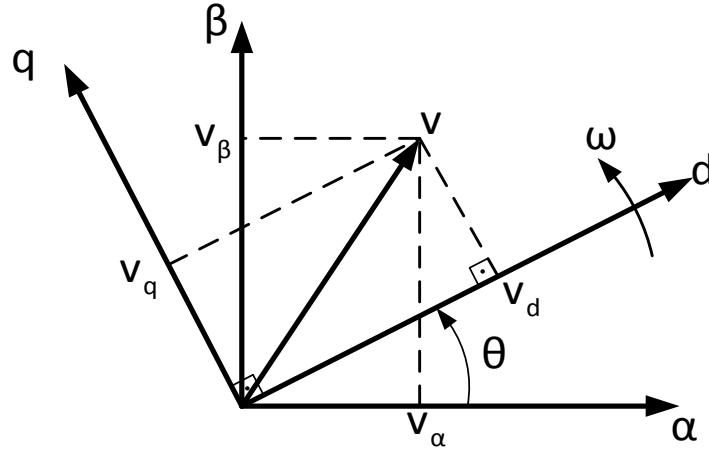
$$\begin{aligned} v_d &= v_\alpha \cos \theta + v_\beta \sin \theta \\ v_q &= -v_\alpha \sin \theta + v_\beta \cos \theta \end{aligned} \quad (2.20)$$

eşitlikleri elde edilir. Bu eşitlikler (2.21) eşitliğinde görüldüğü gibi matris formunda düzenlenebilir.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

(2.21) eşitliği ile sabit eksen takımından senkron hızda dönen eksen takımına geçiş yapılabilmektedir. Senkron hızda dönen eksen takımından sabit eksen takımına geçiş yapılmak istenildiğinde (2.22) eşitliği kullanılır.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$



Şekil 2.6 α - β eksen takımından d-q eksen takımına dönüşüm

Üç fazlı sistemdeki büyüklükler doğrudan senkron hızda dönen eksen takımına indirgenmek istendiğinde (2.27) eşitliğinde verilen Park dönüşümü kullanılır. Bu dönüşümü elde etmek için ilk olarak (2.21) eşitliğindeki dönüşümde v_α ve v_β büyüklüklerinden oluşan vektör yerine (2.14) eşitliği yazılır.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} & \cos \theta \cos \frac{4\pi}{3} + \sin \theta \sin \frac{4\pi}{3} \\ -\sin \theta & -\sin \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \cos \theta \sin \frac{2\pi}{3} & -\sin \theta \cos \frac{4\pi}{3} + \cos \theta \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

(2.24) eşitliğinde (2.25) ve (2.26)'daki trigonometrik dönüşümler kullanılarak üç fazlı sistemden senkron hızda dönen eksen takımına dönüşüm (2.27) elde edilir [31].

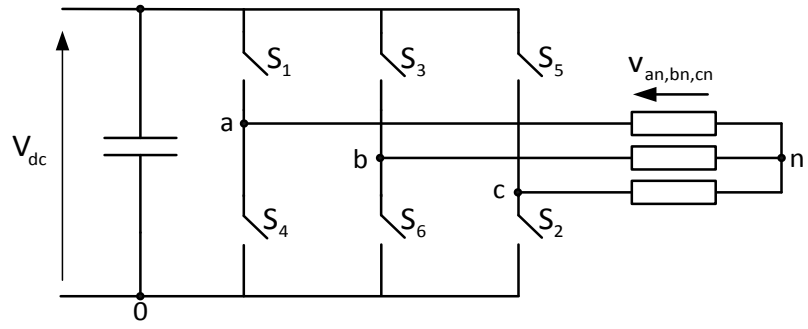
$$\cos A \cos B + \sin A \sin B = \cos(A - B) \quad (2.25)$$

$$\sin A \cos B - \cos A \sin B = \sin(A - B) \quad (2.26)$$

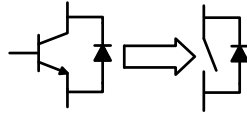
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

2.2 Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı İnverterin Modellenmesi

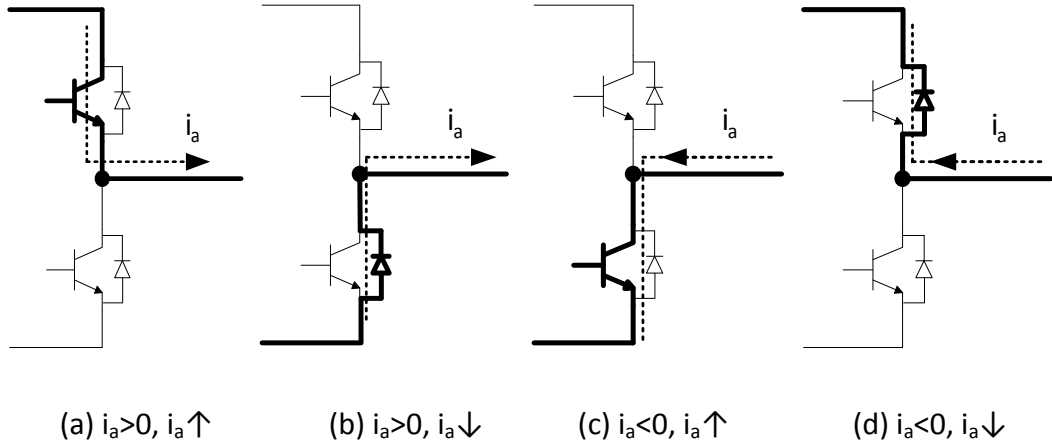
Şekil 2.7'de üç fazlı gerilim kaynaklı inverter görülmektedir. İnverterin her kolunda iki adet anahtarlama elemanı bulunmakta ve bu anahtarların aynı anda iletimde olmaması gerekmektedir. Elemanların aynı anda iletimde olması durumunda faz kolu kısa devre olur ve elemanlar üzerinden yüksek akım geçer. Bu nedenle elemanların sürme sinyalleri arasında ölü süre olarak adlandırılan boşluk bulunmalıdır. Böylece elemanların aynı anda iletimde olmaları engellenmiş olur. Şekil 2.8'de görüldüğü gibi inverterde her anahtarlama elemanına ters paralel bağlı bir diyot bulunmaktadır. IGBT ve MOSFET'i ele aldığımızda elemanlar tek yönlü akım geçirdiğinden bu diyot ters yönde akan akım için bir yol sağlar. Şekil 2.9'da çıkış akımının polaritesi ve artma azalma durumlarına bağlı olarak iletimdeki anahtarlama elemanları görülmektedir. İnverter çıkışında istenilen akımın üretilmesi için filtre kullanılır. Bu filtre yardımı ile akım filtrelenerek uygun kontrol ile sinüzoidal akım üretilir. Şekil 2.10'da filtrelenmiş çıkış akımı görülmektedir.



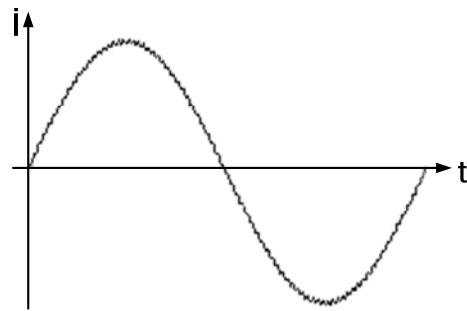
Şekil 2.7 Üç fazlı altı anahtarlı gerilim kaynaklı inverter



Şekil 2.8 Anahtarlama elemanı ve ideal anahtar eşdeğeri



Şekil 2.9 Çıkış akımının polaritesine ve artma azalma durumlarına bağlı olarak iletimdeki anahtarlama elemanları



Şekil 2.10 Filtrelenmiş inverter çıkış akımı

Üç fazlı inverterin çıkış gerilimlerinin uzay vektörü olarak ifadesi,

$$\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_a + \bar{a}v_b + \bar{a}^2v_c) \quad (2.28)$$

şeklinde. Bu uzay vektörü, üç fazlı büyüklüklerin bileşkesini ifade etmektedir. Denklemden kullanılan $\bar{a}$ vektörü (2.6) eşitliğinde tanımlanmıştır.

İnverter çıkışında yıldız bağlı bir yük olması durumunda faz-nötr geriliminin hesaplanması için yıldız noktası n ile DC baranın negatif ucu "0" arasında gerilim farkı tanımlanır. Bu tanımlama ile aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\begin{aligned} v_a &= v_{an} + v_{n0} \\ v_b &= v_{bn} + v_{n0} \\ v_c &= v_{cn} + v_{n0} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Yıldız bağlı yüklerin faz gerilimleri toplamı sıfır olduğundan yukarıdaki eşitlik kullanılarak,

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) \quad (2.30)$$

elde edilir. Yıldız noktası gerilimi inverter kol geriliminde yerine konursa;

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}(v_b + v_c) \\ v_{bn} &= \frac{2}{3}v_b - \frac{1}{3}(v_a + v_c) \\ v_{cn} &= \frac{2}{3}v_c - \frac{1}{3}(v_b + v_a) \end{aligned} \quad (2.31)$$

eşitlikleri elde edilmiş olur. Yukarıda ifade edilen eşitlikler kullanılarak elde edilen faz gerilimleri ve ilgili uzay vektörleri Çizelge 2.1 ve Çizelge 2.2'de verilmiştir.

Ayrık faz gerilimleri uzay vektörleri Şekil 2.11'de gösterilmiştir. Şekilde gösterilen vektörlerin yanında yazılı olan 1 ve 0 rakamları inverter kollarının anahtarlama durumunu göstermektedir. 1 üst kolun, 0 ise alt kolun iletimde olduğunu ifade eder. Buradaki sayılar sırasıyla A,B,C kollarını tanımlar [32].

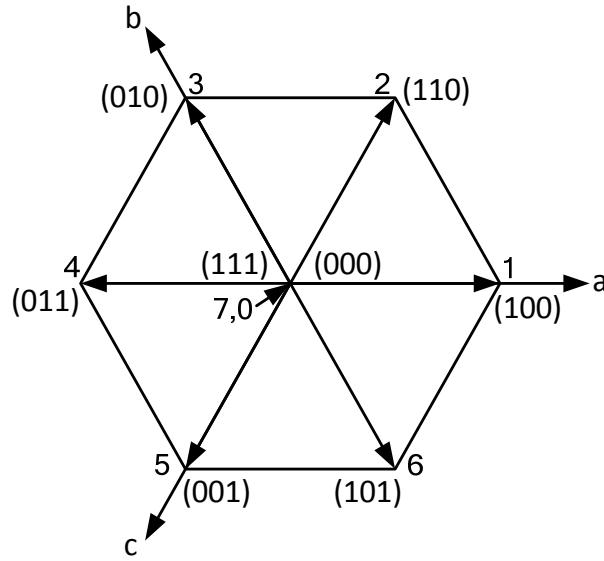
İnverter modellenmesinde anahtarlama elemanları ideal anahtar olarak kabul edilmiştir. Anahtarlama elemanının iletim gerilim düşümü ile iletime ve kesime girme karakteristiği ihmal edilmektedir. Bu kabuller altında Şekil 2.12'de görüldüğü gibi anahtarlar 1 ve 0 pozisyonlarını alır, çıkış fazları V_{dc} ve 0 gerilimine bağlanır. Anahtarların durumları genel olarak S_x ile ifade edilir. x değişkeni burada a, b, c anahtarlarını göstermektedir.

Çizelge 2.1 Farklı anahtarlama durumlarında faz gerilimleri

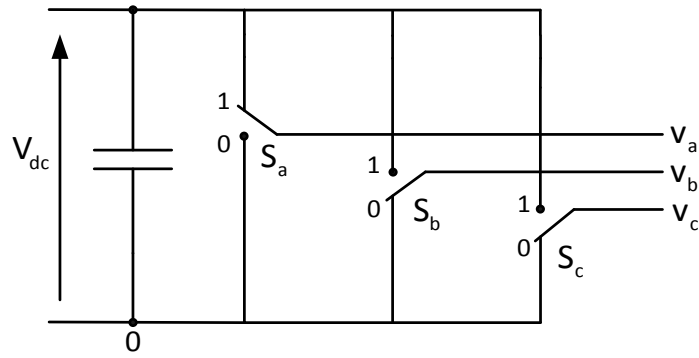
Durum	İletimdeki	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
1	1,6,2	$(2/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$
2	1,3,2	$(1/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$	$-(2/3)V_{dc}$
3	4,3,2	$-(1/3)V_{dc}$	$(2/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$
4	4,3,5	$-(2/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$
5	4,6,5	$-(1/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$	$(2/3)V_{dc}$
6	1,6,5	$(1/3)V_{dc}$	$-(2/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$
0,7	4,6,2	0	0	0

Çizelge 2.2 Faz gerilim uzay vektörleri

Durum	Faz Gerilimi Uzay Vektörleri
1	$(2/3) V_{dc}$
2	$(2/3) V_{dc} e^{(j\pi/3)}$
3	$(2/3) V_{dc} e^{(j2\pi/3)}$
4	$(2/3) V_{dc} e^{(j\pi)}$
5	$(2/3) V_{dc} e^{(j4\pi/3)}$
6	$(2/3) V_{dc} e^{(j5\pi/3)}$
0,7	0



Şekil 2.11 İnverter çıkış gerilimi uzay vektörleri



Şekil 2.12 Üç fazlı gerilim kaynaklı inverterin ideal modeli

Faz çıkış gerilimleri anahtarlama fonksiyonu ve DC bara gerilimi açısından aşağıdaki denklemler ile ifade edilir.

$$v_a = V_{dc} S_a \quad (2.32)$$

$$v_b = V_{dc} S_b \quad (2.33)$$

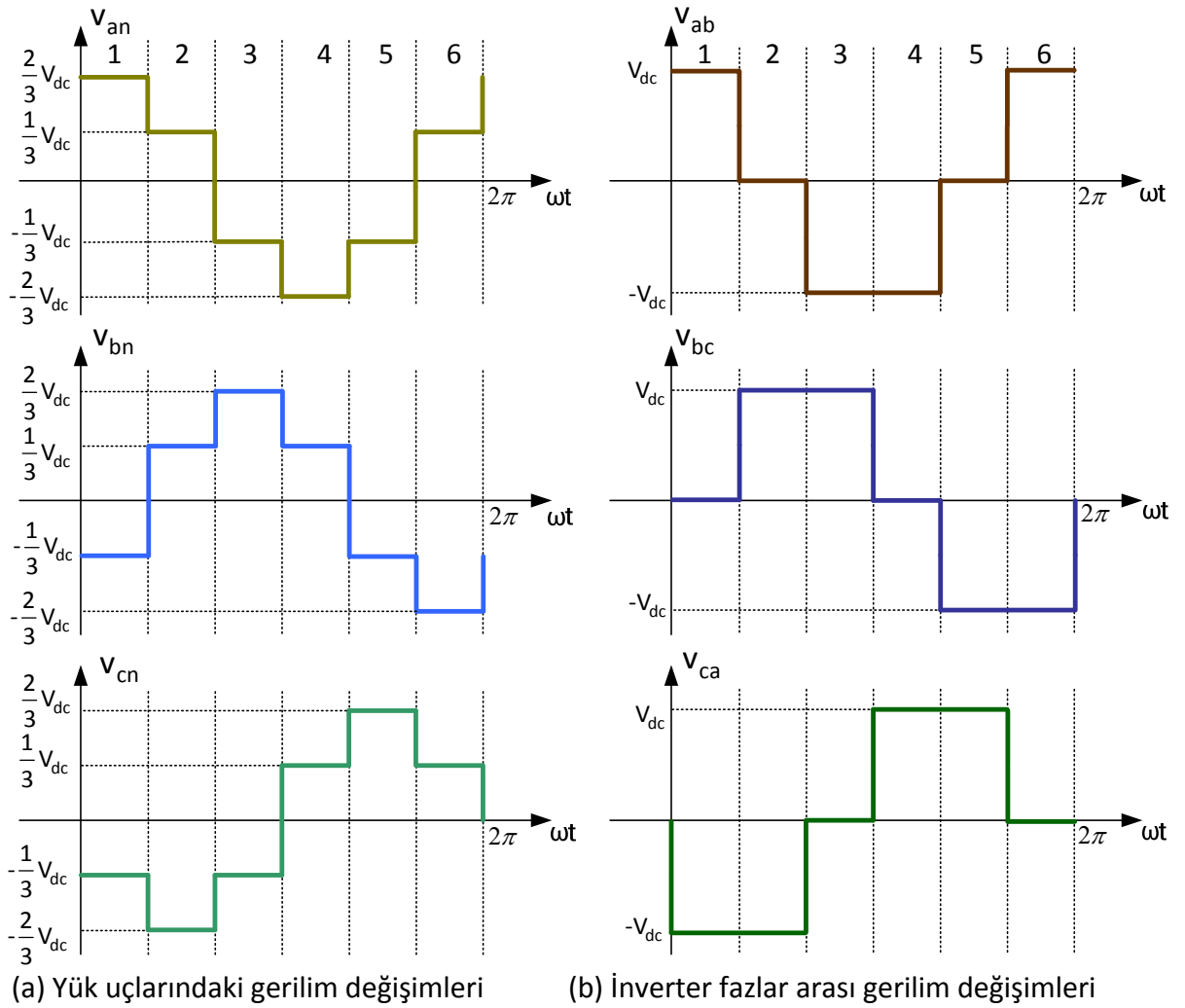
$$v_c = V_{dc} S_c \quad (2.34)$$

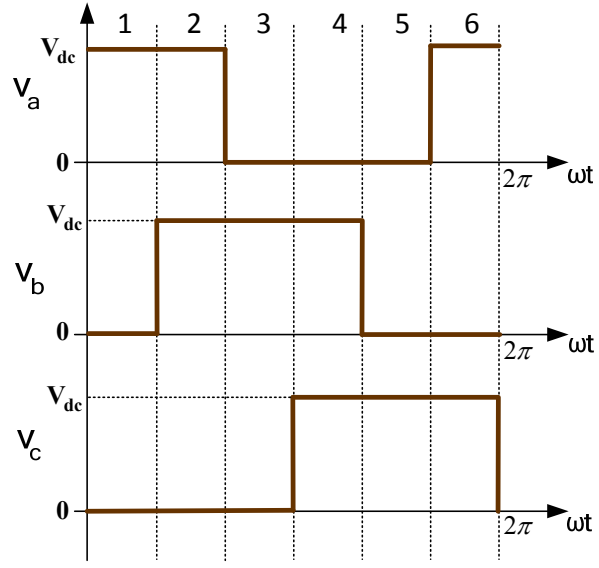
Fazlar arası gerilimler (2.35) eşitliği kullanılarak bulunur.

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a - v_b \\ v_b - v_c \\ v_c - v_a \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Şekil 2.13(a) ve Şekil 2.13(b)'de inverter çıkışındaki yük gerilimleri ve fazlar arası gerilimler görülmektedir. Yük gerilimi değişimleri Çizelge 2.1'e göre çizilmiştir. Fazlar arası gerilimler Şekil 2.13(c)'de görülen faz gerilimlerinin farkı alınarak elde edilmiştir.

Şekil 2.13c'de inverterin her bir kolunun gerilim değişimi görülmektedir. Bu gerilim değişimlerinde referans noktası olarak DC baranın nötr ucu alınmıştır. İnverterin kol gerilimleri arasında 120° faz farkı bulunmakta ve bir periyot boyunca altı farklı gerilim seviyesi ortaya çıkmaktadır.





(c) İnverter faz gerilim değişimleri

Şekil 2.13 İnverter çıkış gerilimlerinin değişimi

ÜÇ FAZLI ŞEBEKEYE BAĞLI İNVERTERLER

3.1 Şebekeye Enerji Aktarımı

Alternatif enerji kaynaklarından elde edilen enerjinin şebekeye aktarılması dağıtık güç üretim sistemleri (DPGS) ile sağlanmaktadır. Dağıtık güç üretim sistemlerinin genel yapısı Şekil 3.1’de görülmektedir. Rüzgar enerjisi uygulamalarında türbin çıkışındaki alternatif gerilim doğrultucu yardımı ile doğru gerilime dönüştürülerek DC enerji kaynağı elde edilir. Güneş, hidrojen enerji kaynaklarının çıkışında doğrudan DC enerji olduğundan doğrultucu kullanımına gerek yoktur. Alternatif enerji kaynaklarından şebekeye enerji verilebilmesi için bu DC enerjinin AC enerjiye dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu dönüşüm inverter adı verilen dönüştürücüler ile gerçekleştirilir. Yüksek güçlü uygulamalarda üç fazlı inverterler kullanılmaktadır. Şebekeye enerji aktarılırken şebekede bozucu etki oluşturmamak için inverter yardımıyla üretilen enerjinin yüksek kalitede olması istenmektedir. Yüksek enerji kalitesi için inverter çıkışındaki üretilen üç faz akımları sinüzoidale yakın ve ilgili faz gerilimleri ile aynı fazda olmalıdır. Bu nedenle inverterin akım kontrolünün uygun şekilde yapılması gerekmektedir. Yüksek enerji kalitesi yanında inverterin yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim, düşük maliyet ve basit devre yapısına sahip olması istenmektedir.

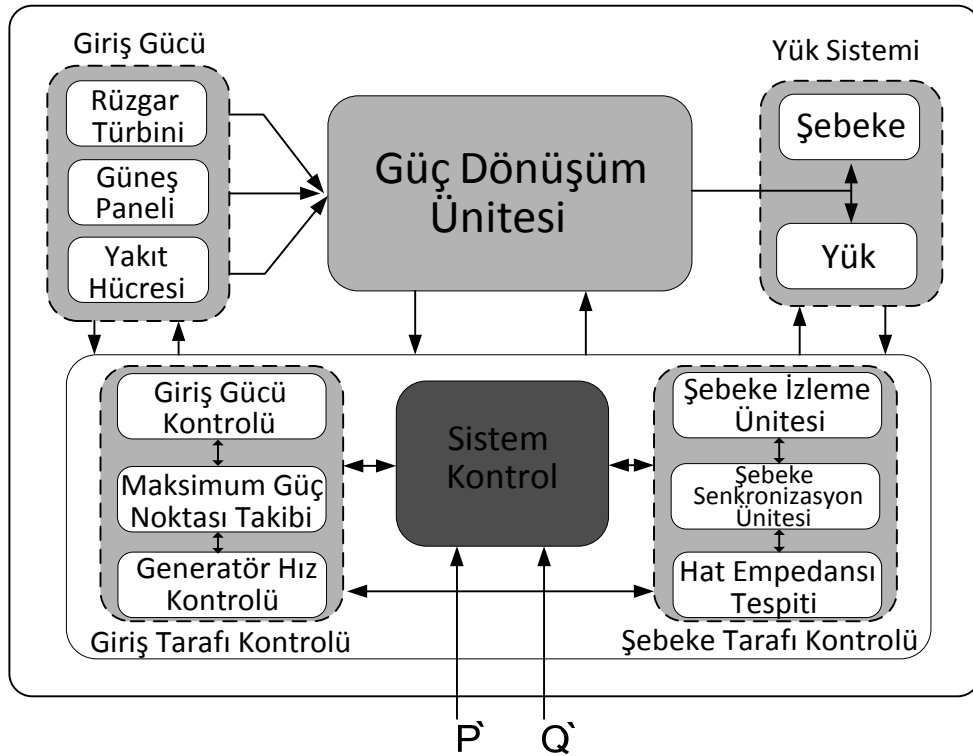
Dağıtık güç üretim sistemleri giriş ve şebeke tarafı olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Sistemin standartlara uygun çıkış verebilmesi için gerekli kontrol ikiye ayrılır [33].

1. Sistemin giriş kısmında genellikle bir DC/DC dönüştürücü bulunur. DC güç kaynağı olarak PV panel kullanılması durumunda, çıkış gerilimleri düşük ve

değişken olan PV panellerden, yüksek ve sabit bir DC gerilim elde edilmesi için bir DC/DC dönüştürücü kullanılır. Böylece inverterin şebekeye enerji aktarabilmesi için gerekli DC bara gerilimi sağlanmış olur. Ayrıca DC/DC dönüştürücü yardımı ile enerji kaynağından çekilen gücün maksimum olması sağlanır.

2. Sistemin çıkış kısmında bulunan DC/AC dönüştürücü (inverter) ile şebekeye aktarılan aktif ve reaktif güç kontrolü, gücün yüksek kaliteli olması ve şebeke senkronizasyonu gerçekleştirilir.

Şebekeye bağlı inverter, güç aktarımının gerçekleştirilmesi için şebeke ile senkronize olmalı ve aynı fazda akımlar üretmelidir. Bu akımların harmonik içerikleri düşük olmalıdır. IEEE 519 harmonik standardına göre, şebekeye aktarılan akımların toplam harmonik içeriklerinin %5'ten küçük olması gerekmektedir. Ülkemizde Elektrik İletim Sistemi Arz Güvenilirliği ve Kalitesi Yönetmeliği'nde de harmonikler için sınır değerler belirtilmiştir. Her bir harmonik için sınır değerler Çizelge 3.1'de görülmektedir [29],[30].

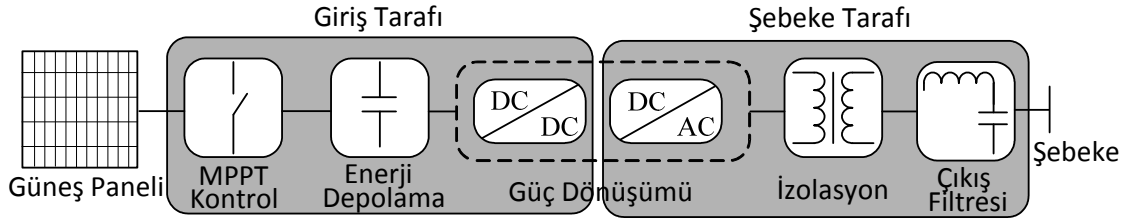


Şekil 3.1 DPGS genel yapısı

Çizelge 3.1 Dağınık güç üretim sistemlerinde akım harmonik limitleri [29]

Harmonik	Sınır Değer
3 - 9	< %4
11 – 15	< %2
17 – 21	< %1.5
23 – 33	< %0.6
33 ve üstü	<%0.3

Sistem, giriş kaynağına bağlı olarak farklı güç dönüştürücü devreler içerebilir. Güneş paneli (PV), yakıt hücresi (FC) ve rüzgar türbinleri (WT) için çeşitli güç dönüştürücüleri kullanılabilir. Şekil 3.2’de güneş paneli için kullanılan güç dönüştürücüsünün blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 3.2 Güneş paneli için kullanılan güç dönüştürücü sisteminin blok diyagramı

Şebekeye bağlı inverter temel olarak iki kontrol çevrimine sahiptir. Bu çevrimler, şebeke akımı kontrolü için olan iç çevrim ve DC bara gerilimini kontrol eden dış çevrimdir. Akım çevrimi güç kalitesi ve akım koruması işlemlerini gerçekleştirir. Bu nedenle harmonik eliminasyonu ve dinamik cevap akım kontrolünün önemli özelliklerini oluşturur. DC bara gerilimi kontrolü ise sistemin güç akış dengesini sağlamak amacı ile gerçekleştirilmektedir. Kontrolörün tasarımı, sistemin farklı durumlarda kararlılığını koruyabilecek şekilde gerçekleştirilir [34], [35].

Şebekeye bağlı inverterlerin kontrolü, DC bara gerilim çevrimi ve akım çevrimi yerine güç çevrimi ile gerçekleştirilebilir. Bu durumda inverter çıkışındaki akımın kontrolü dolaylı olarak sağlanmış olur. Bunun yanında, dış güç çevrimi ve iç akım çevriminin yapıldığı kontrol yöntemleri de uygulanmıştır [36], [37].

3.1.1 Güç Kalitesi

DC güç kaynağından şebekeye enerji aktarımı yapılırken aktarılan gücün kaliteli olması istenmektedir. Şebekeye aktarılan gücün kalitesi, inverter çıkışında üretilen ve şebekeye verilen akımın kalitesi ile orantılıdır. İnverter tarafından üretilen akımın harmonik içeriğinin düşük olması gerekmektedir. (3.1)'de verildiği gibi çıkış akımı, temel frekanslı bileşen ve harmonik bileşenlerden oluşmaktadır. Akımın toplam harmonik içeriğinin temel bileşene oranı, (3.2)'de verildiği gibi THD_I olarak tanımlanır. Tezde gerilim harmonikleri incelenmediğinden THD_I yerine THD kullanılmıştır. Akımda harmonik bileşenlerin az olması THD değerinin düşük olmasını sağlar.

$$I^2 = I_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2 \quad (3.1)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (3.2)$$

Akımdaki harmonik bileşenlerin tespit edilebilmesi için (3.3) eşitliğine göre akımın Fourier serisine açılımı yapılır. Bu ifadede akımın DC bileşenini ifade eden a_0 sabiti (3.5) ile hesaplanır. a_k ve b_k sabitleri ise sırasıyla (3.6) ve (3.7) ile bulunur [38].

$$i(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} (a_h \cos h\omega t + b_h \sin h\omega t) \quad (3.3)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (3.4)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (3.5)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos h\omega t dt \quad (3.6)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin h\omega t dt \quad (3.7)$$

$$C_h^2 = a_h^2 + b_h^2 \quad (3.8)$$

$$I = \sqrt{a_0^2 + \frac{1}{2}a_1^2 + \dots + \frac{1}{2}a_k^2 + \dots + \frac{1}{2}b_1^2 + \dots + \frac{1}{2}b_h^2} \quad (3.9)$$

$$= \sqrt{a_0^2 + \frac{1}{2}C_1^2 + \dots + \frac{1}{2}C_h^2 + \dots}$$

Güç kalitesinin belirlenmesinde, akımın THD değeri yanında güç faktörü de önemli bir parametredir. Güç faktörü ifadesi (3.10)'da verilmiştir. İnverter tarafından üretilen üç faz akımların şebeke gerilimi ile aynı fazda olması gerekmektedir. Akım ile gerilimin aynı fazda olması güç faktörünün “1” olması anlamına gelir. Güç faktörü aktif gücün görünen güce oranı ile tespit edilir. Aktif gücün yüksek olması toplam güç içindeki oranını arttırmakta ve güç faktörü artmaktadır. Aktif güç ise akım ile gerilim arasındaki açıya (θ) bağlıdır. Akım ile gerilim aynı fazda olduğunda θ açısı sıfır olmakta güç faktörü “1” olmaktadır.

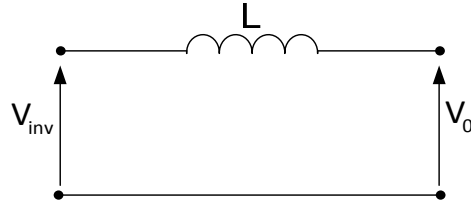
$$GF = \frac{P}{S} = \frac{VI \cos \theta}{VI} \quad (3.10)$$

3.2 Gerilim Kaynaklı İnverterlerde Kullanılan Çıkış Filtreleri

Gerilim kaynaklı inverterlerin çıkışında uygulama alanına bağlı olarak endüktans (L) ve kondansatörden (C) oluşan farklı yapılarla pasif filtreler kullanılmaktadır. Bu filtreler inverter tarafından üretilen gerilimin filtrelenerek harmonik içeriğinin azaltılmasını sağlar [24]. Filtrelenecek olan dalga şekli düşük frekanslı, anahtarlama frekanslı ve yüksek frekanslı harmonikler içerebilir. Her bir harmonik yeterli miktarda ve uygun bir şekilde azaltılmalıdır. L ve C elemanlarının kullanımı ile ortaya çıkan L,LC ve LCL filtreler yardımı ile bu filtreleme işlemi gerçekleştirilir [25].

3.2.1 L Filtre

İnverter çıkışındaki akımın filtrelenmesi için L filtre yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunun nedeni L filtre kullanılan inverterde kontrolün oldukça kolay bir şekilde sağlanabilmesidir. L filtrenin zayıflatma kazancı düşük olduğundan harmonikleri bastırabilmesi için yüksek değerli olması gerekir. Yüksek değerli endüktans üzerindeki gerilim düşümü dinamik cevap verme süresini artırır. İnverter çıkışında normal değerli bir L filtre kullanılması durumunda harmoniklerin yeteri kadar bastırılabilmesi için inverterin anahtarlama frekansının yüksek olması gerekmektedir [39], [40].



Şekil 3.3 İnverter ile şebeke arasında kullanılan L filtre

Filtrenin transfer fonksiyonu (3.11)'de verilmiştir.

$$G_f(s) = \frac{1}{Ls} \quad (3.11)$$

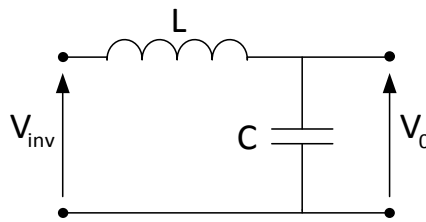
İnverterin DC bara geriliminin artması ve endüktansın değerinin düşmesi ile beraber çıkış gücü artmaktadır. Üç fazlı filtrenin çıkış gücünün değişiminin gerilim ve endüktansa bağlı ifadesi (3.12) verilmiştir [25].

$$P_0 = \frac{3V_0}{X_L} \sqrt{V_{inv}^2 - V_0^2} \quad (3.12)$$

3.2.2 LC Filtre

L filtre, inverterin anahtarlama frekansındaki harmonik bileşenlere karşı düşük sönümlleme etkisi gösterdiğinden bu etkiyi arttırmak için paralel bağlı bir kondansatör kullanılır. Böylece anahtarlama frekanslı bileşenlere karşı filtre düşük empedans değeri göstermektedir [25]. LC filtrenin açılmalı rezonans frekansı (3.13)'de verilmiştir.

Şekil 3.4'de kondansatörün filtre endüktansa paralel bağlanması sonucu oluşan LC filtre görülmektedir.



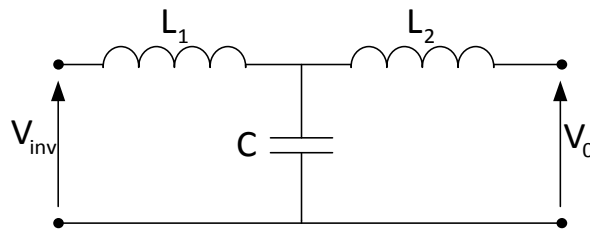
Şekil 3.4 LC Filtre

$$\omega_{rez} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.13)$$

Bu filtrenin temel uygulama alanı, çıkış kontrol değişkeninin gerilim olduğu ve çıkışında pasif yük ya da paralel AC kaynak olan uygulamalardır [41]. LC filtre kullanımında,

dinamik cevap açısından filtrenin avantajlı olmasını sağlamaktadır. LCL filtrede, inverter tarafındaki LC filtre ile yüksek frekanslı harmonikler filtrelendiğinden yük tarafındaki çıkış endüktansı üzerindeki akımın dalgalanma miktarı az olmaktadır. Böylece çıkış endüktansının değeri düşük tutulabilmektedir. Aynı filtre endüktans değerinde, LCL filtre kullanılan inverterde daha düşük anahtarlama frekansı ile L filtre kullanılması durumunda elde edilen harmonik içeriği aynı olmaktadır. Özellikle büyük güçlü sistemlerde düşük anahtarlama frekansı kullanımı verim açısından önemli olduğunda LCL filtrenin bu özelliğinin önemi daha da artmaktadır. Aynı miktarda harmonik filtrelemesi için L fitreye göre daha düşük anahtarlama frekansı ve endüktans kullanılabilmesi yüksek güçlü ve düşük frekanslı uygulamalarda bu filtreyi tercih edilir hale getirmektedir [39], [40], [42].

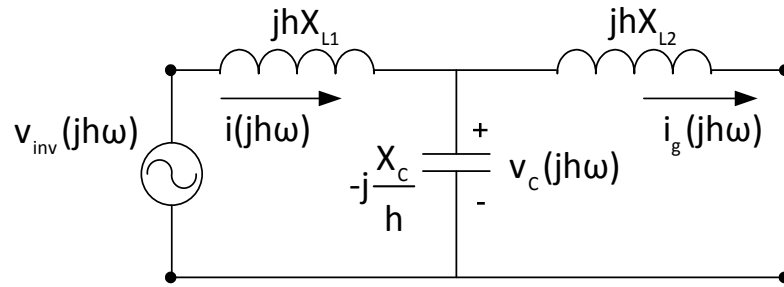
Bu avantajlı özelliklerinin yanında sistemin kontrolünde LCL filtrenin neden olduğu bazı problemler de bulunmaktadır. Üçüncü dereceden bir transfer fonksiyonuna sahip olan LCL filtrede rezonans durumu, endüktanslar üzerindeki akım dalgalanması, filtrenin toplam empedansı, anahtarlama frekansındaki akım harmoniklerinin bastırılması ve kondansatör tarafından oluşturulan reaktif güç gibi etkenlerden dolayı filtre dizaynı önem kazanmaktadır. Filtrede kullanılan endüktansların değerlerinin yükselmesi, endüktanslar üzerinde düşen gerilimlerin artmasına neden olmaktadır.



Şekil 3.6 LCL filtre

Bu durumda DC bara geriliminin yükseltilmesi gerekir ki bu da anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur. Kondansatör değerinin büyümesi reaktif güç faktörünü arttıracığından %5 reaktif güç sınırının altında kalmayı sağlayacak kondansatör seçilmelidir. Yüksek kondansatör değeri daha fazla reaktif güce yani endüktans ve anahtarlardan daha fazla akım geçmesine ve sistem veriminin düşmesine neden olur. Kondansatör değeri düşürüldüğünde endüktans değeri arttırılmalıdır. Bu da endüktans üzerinde düşen gerilimi arttırır. Filtrede oluşabilecek rezonans probleminin

engellenebilmesi için rezonans frekansı aralığının şebeke frekansının 10 katı ile anahtarlama frekansının yarı değeri arasında olması gerekmektedir.



Şekil 3.7 LCL filtrenin harmonik modeli

Yukarıdaki şekilde LCL filtrenin harmonik modeli görülmektedir. Harmonik numarası şekildeki görülen h harfi ile ifade edilmektedir. Ayrıca,

$$X_{L1} = \omega L_1 \quad (3.14)$$

$$X_{L2} = \omega L_2 \quad (3.15)$$

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \quad (3.16)$$

olarak verilir. Bu modele dayanarak frekans domeninde LCL filtrenin çıkış akımı ile giriş gerilimi arasındaki ilişki (3.17) eşitliğinde verilmiştir.

$$|H_{LCL}(jh\omega)| = \left| \frac{I_{L2}(jh\omega)}{V_{inv}(jh\omega)} \right| = \frac{1}{h\omega(-h^2\omega^2 L_1 L_2 C + L_1 + L_2)} \quad (3.17)$$

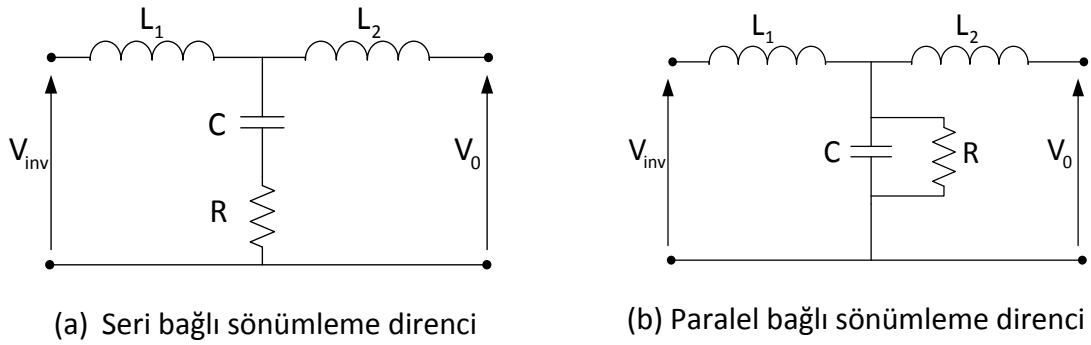
Filtrenin açılmalı rezonans frekansı ve transfer fonksiyonu (3.18) ve (3.19)'da verilmiştir.

$$\omega_{rez} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (3.18)$$

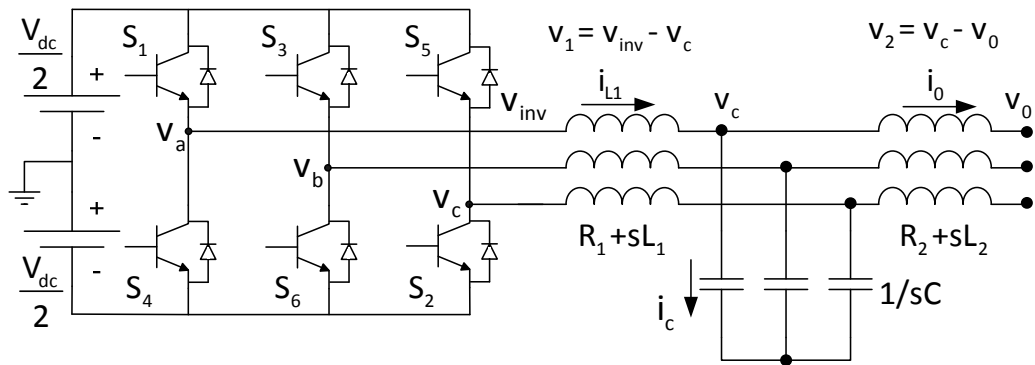
$$G(s) = \frac{i_{L2}(s)}{v_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (3.19)$$

ifadesine bağlı olarak değişmektedir [39], [42]. Yukarıda bahsedilen kısıtlamalar ve rezonans frekansı ifadesi ele alındığında filtre tasarımının önemi daha da ortaya çıkmaktadır. LCL filtrenin rezonans problemini ortadan kaldırmak için aktif ve pasif rezonans sönümler yöntemleri kullanılmaktadır. Uygulama basitliğinden dolayı endüstriyel uygulamalarda pasif sönümler yöntemi kullanılmaktadır [43], [44]. Pasif

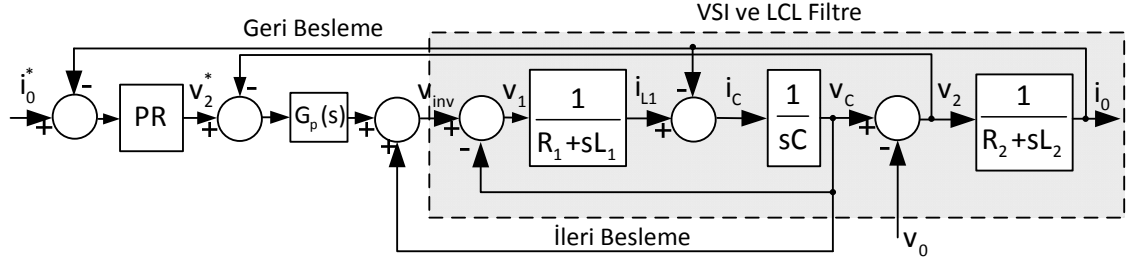
sönümlenme yöntemi olarak Şekil 3.8’de görüldüğü gibi LCL filtrenin kondansatörüne seri veya paralel bir direnç ilave edilmektedir. Seçilen uygun değerli bir direnç ile rezonans engellenmektedir. Ancak direnç üzerinde ilave bir kayıp meydana gelmekte ve bu yöntem sistemin verimine olumsuz etki etmektedir [28, [45]. Pasif sönümlenme yöntemi dışında kontrol algoritmasında yapılan değişiklikler ile gerçekleştirilen aktif sönümlenme yöntemleri de mevcuttur ancak kontrol yapısı daha karmaşık hale gelmektedir. L filtrede sadece endüktans akımı kontrol edilirken LCL filtrede sistem kararlılığının sağlanabilmesi için Şekil 3.10’da görüldüğü gibi endüktans akımının yanında kondansatör akımı, gerilimi, inverter ve yük tarafı endüktans akımı gibi farklı büyüklüklerin de kontrol çevrimine ilave edilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla kontrol yapısı karmaşık hale gelmektedir [41].



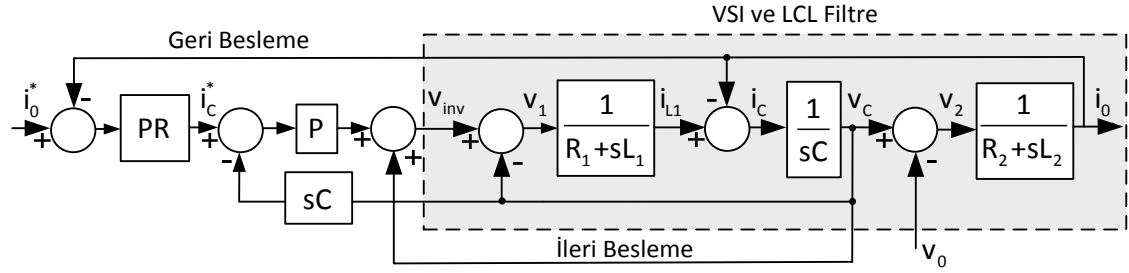
Şekil 3.8 LCL filtrede pasif sönümlenme yöntemleri



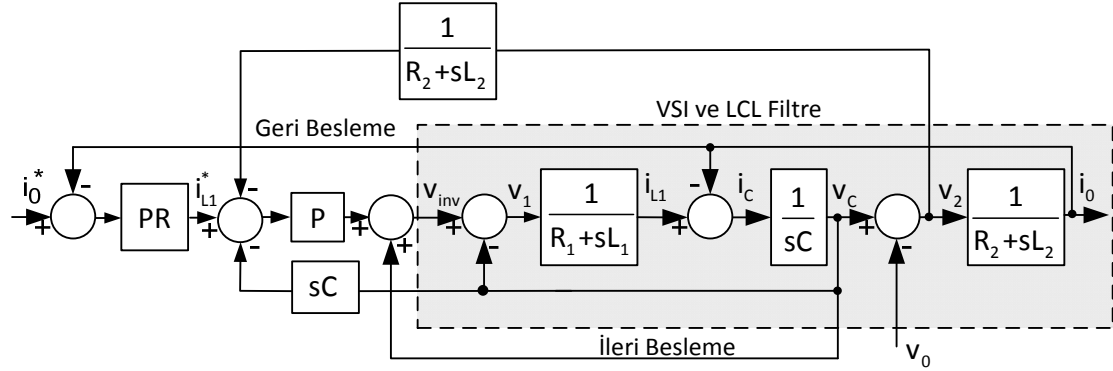
Şekil 3.9 LCL filtre kullanılan üç fazlı gerilim kaynaklı inverterde kontrol değişkenleri



(a) Endüktans gerilimi geri besleme



(b) Kondansatör akımı geri besleme



(c) Endüktans akımı geri besleme

Şekil 3.10 LCL filtreli inverterde kontrol blok diyagramları

3.3 Şebekeye Bağlı Üç Fazlı İnverterlerde Kontrol Yapıları ve Modülasyon

Yöntemleri

Şebekeye bağlı inverterde temel olarak iki kontrol çevrimi bulunmaktadır. İç akım kontrol çevrimi şebeke akımını kontrol ederken dış gerilim kontrol çevrimi ise DC bara gerilimini ve reaktif gücü kontrol etmektedir. Akım kontrol çevrimi güç kalitesi ve akım koruması görevini üstlendiğinden kontrolün harmonik eliminasyonu ve dinamik cevap performansı önem kazanmaktadır. DC bara gerilim kontrol çevrimi ise sistemin güç akışını dengelemek için kullanılmaktadır [46], [47].

3.3.1 Kontrol Yapıları

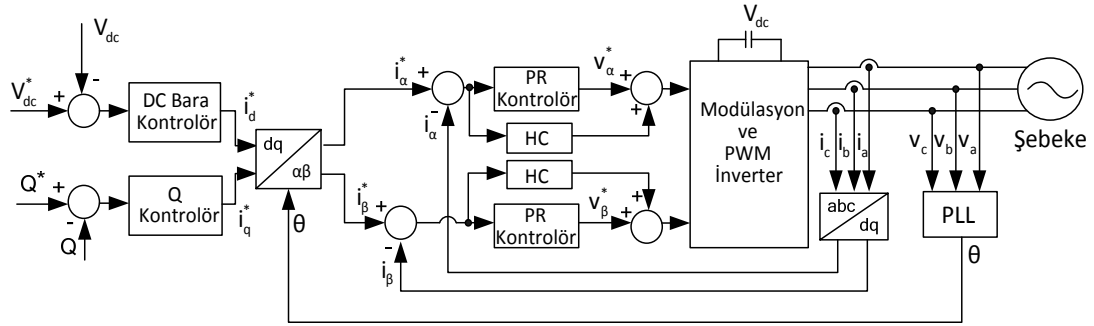
Gerilim kaynaklı üç fazlı inverterin kontrolü sabit eksen takımı, sabit hızda dönen eksen takımı ve üç faz eksen takımını olmak üzere üç farklı eksen takımında gerçekleştirilebilmektedir.

3.3.1.1 Sabit Eksen Takımında Kontrol

α - β eksen takımı olarak da adlandırılan sabit eksen takımında (SF) şebeke akımları (2.14) eşitliğindeki Clarke dönüşümü ile α - β eksen takımına indirgenir. Bu eksen takımında kontrol değişkenleri sinüzoidal olarak değiştiğinden PI kontrolör yerine PR kontrolör kullanımı tercih edilmektedir. (3.20) eşitliğinde kontrolörün transfer fonksiyonu verilmiştir. Bu eşitlikte ω kontrolörün rezonans frekansını, K_p orantı katsayısını ve K_i integratör katsayısını ifade etmektedir.

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.20)$$

Bu kontrolör rezonans frekansı civarında çok yüksek kazanç gösterdiğinden kontrol edilen sinyal ile referans değer arasındaki kararlı hal hatasını elimine edebilmektedir [48], [49].



Şekil 3.11 Sabit eksen takımında PR kontrol blok diyagramı

3.3.1.2 Senkron Hızda Dönen Eksen Takımında Kontrol

Bu eksen takımı d-q eksenini olarak adlandırılır. Üç fazlı akım ve gerilimler d-q eksenine indirgenir. Bu eksen takımı şebeke gerilimi ile senkron hızda dönmektedir. Bunun sonucunda kontrol değişkenleri DC olmaktadır. Böylece filtreleme ve kontrol işlemleri daha kolay yapılabilir.

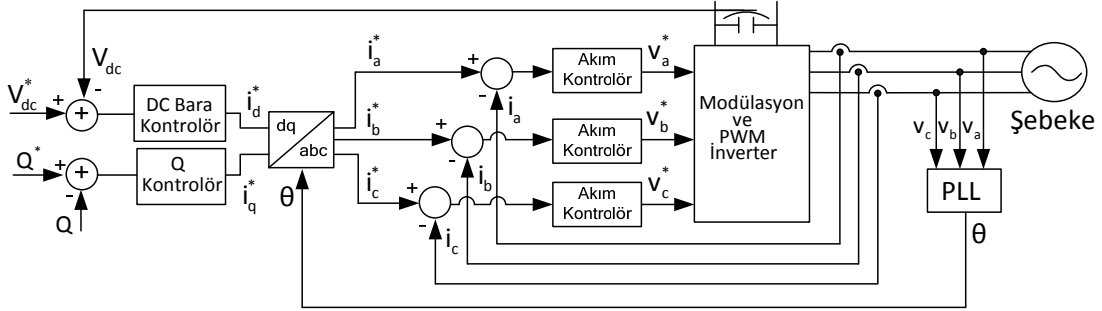
PI kontrolörün DC değişkenleri başarılı bir şekilde regüle edebilme özelliğinden dolayı d-q ekseninde kontrolör olarak PI kullanılmaktadır. PI kontrolörün transfer fonksiyonu (3.21) eşitliğinde verilmiştir. Bu eşitlikte K_p orantı katsayısını ve K_i integratör katsayısını ifade etmektedir.

d-q eksenindeki referans ve ölçülen akım büyüklüklerinin hata değerleri PI kontrolöre verilir ve kontrolör gerilim referansı üretir. Sistemin performansının artırılması için bu referans değerine kuplaj ifadeleri ve şebeke gerilimi ilave edilerek d-q ekseninde inverterin üretmesi gereken çıkış gerilimi referansı elde edilmiş olur [33].



a-b-c eksen takımı olarak adlandırılan üç faz eksen takımında, şebeke akımları birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Ancak kontrol yapısı oluşturulurken sistemin nötr bağlantılı, nötr bağlantısız, yıldız bağlı ya da üçgen bağlı olması durumlarına göre kontrolör tasarımında farklılıklar olabilir. İnverterin şebeke nötrünü kullanmadığı durumda iki adet kontrolör yeterli olabilmektedir. Üç faz akımların toplamı sıfır olacağından iki faz akım bilgisi ile üçüncü fazın akım değeri elde edilebilir.

Üç faz eksen takımında hızlı dinamik cevabından dolayı genellikle histerezis kontrol ve ölü-vuruş (dead-beat) kontrol kullanımı tercih edilir. Bu kontrol yönteminin performansı yüksek örnekleme frekansına bağlıdır. Dijital sinyal işleyicilerdeki gelişmeler bu kontrol yönteminin kullanımını daha da yaygınlaştırmaktadır.



Şekil 3.13 Üç faz eksen takımında kontrol blok diyagramı

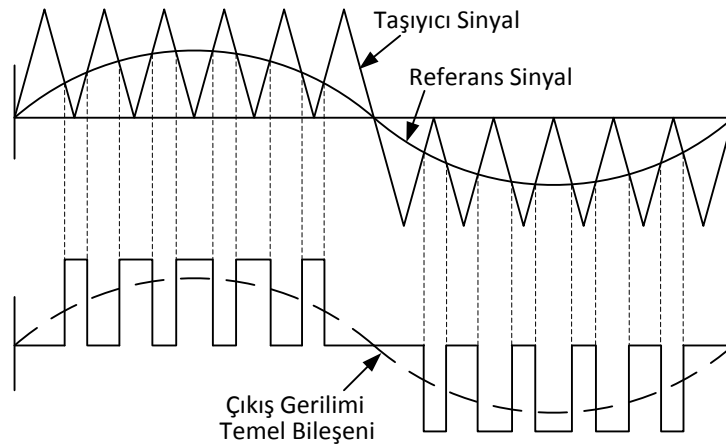
Şekil 3.13'te görüldüğü gibi, d-q eksen takımında üretilen referans akımlar şebeke açısı kullanılarak üç faz akımlara dönüştürülür. Referans akımlar ile şebeke akımları karşılaştırılarak elde edilen hata akım kontrolörüne verilir ve inverterin referans çıkış gerilimleri hesaplanır. Akım kontrolör olarak histerezis ve ölü-vuruş yöntemi kullanıldığında modülatör ihtiyacı ortadan kalkmaktadır. Kontrolörlerin çıkışları doğrudan anahtarlama sinyalleridir. Kontrolör olarak PI veya PR kullanıldığında anahtarlama sinyallerinin üretimi için modülasyon gerekmektedir [33].

3.3.2 Modülasyon Yöntemleri

3.3.2.1 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu Yöntemi

Sinüzoidal PWM yönteminde, sinüzoidal dalga şeklinde bir modülasyon sinyali ile yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı dalganın karşılaştırılması sonucunda PWM sinyalleri üretilir. Bu kontrol yöntemi, endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılmaktadır. Modülasyon sinyalinin frekansı çıkış geriliminin frekansını, tepe değeri modülasyon indeksini belirlemektedir. Modülasyon indeksi ise çıkış geriliminin efektif değerini değiştirmektedir. Modülasyon indeksinin artması ile beraber inverter çıkış gerilimi de artmaktadır ve indeks değeri en büyük 1 değerini almaktadır. Modülasyon sinyaline göre yüksek frekansta olan taşıyıcı dalga inverterin anahtarlama frekansını

belirlemektedir. Üretilen çıkış akımının harmonikleri anahtarlama frekansı ve katları şeklinde oluşur.



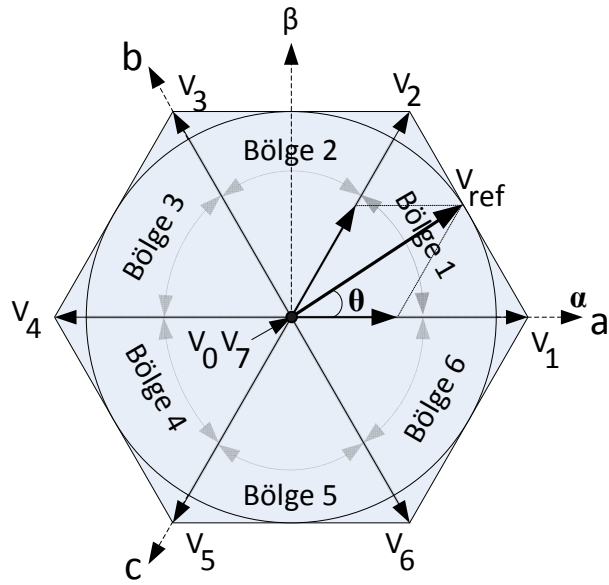
Şekil 3.14 Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

Referans sinyalinin elde edilmesi için ilk olarak referans akımdan ölçülen akım çıkartılarak akım hatası elde edilir. Bu akım hatası PI kontrolöre verilir ve kontrolör çıkışında referans gerilim elde edilir. Bu işlem her faz için ayrı ayrı yapılır. Elde edilen referans gerilimler taşıyıcı dalga ile karşılaştırılarak üç faz anahtarlama sinyalleri üretilir. Şekil 3.14'te taşıyıcı dalga ile referans sinyalinin karşılaştırılması sonucunda bir faz için üretilen inverter çıkış gerilimi görülmektedir [50].

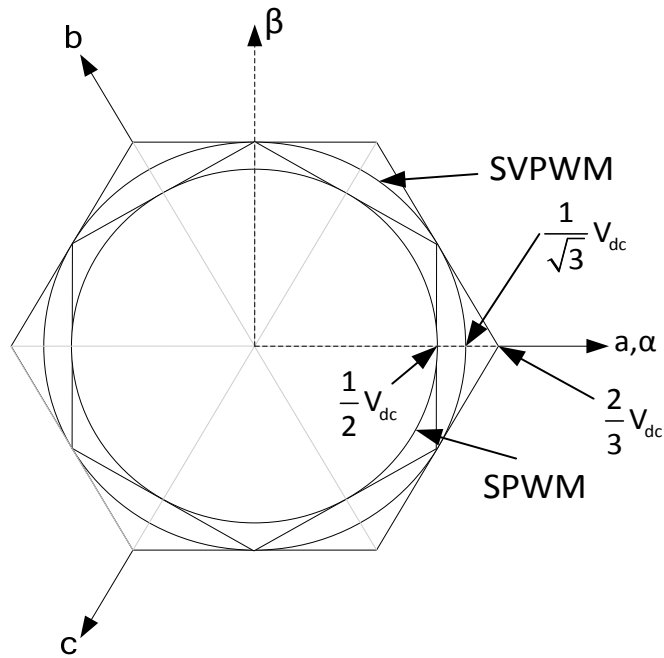
3.3.2.2 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kontrol Yöntemi

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) üç fazlı sistemlerde inverter kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.15'te görüldüğü gibi üç fazlı VSI farklı anahtarlama durumları için sekiz adet gerilim vektörü üretir. Bu vektörlerden altı tanesi aktif iki tanesi ise sıfır vektörüdür. Aktif vektörler arasında 60° faz farkı bulunmaktadır. Şekil 3.16'da görüldüğü gibi SVPWM yöntemi SPWM ile karşılaştırıldığında DC bara gerilimi kullanımında %15 avantaj sağlamaktadır. Sabit anahtarlama frekansı ve düşük harmonik içerik bu yöntemin diğer avantajlı yönleridir. İnverterin anahtarlama sırasında optimum anahtarlama sinyalleri üreterek anahtarlama sayısında azalma sağlar, böylece inverterin anahtarlama kayıplarında azalma sağlanır. SVPWM yönteminin dezavantajları, şebeke geriliminde meydana gelen bozulmalardan, örnekleme ile hesaplama işlemlerinden kaynaklanan kontrol gecikmelerinden ve ölü

süreden etkilenecek çıkış akımının kalitesinin düşmesi ve HCC kontroldeki doğal akım koruma özelliğinin bulunmaması olarak bilinmektedir [1].



Şekil 3.15 Anahtarlama gerilim vektörleri ve bölgeler



Şekil 3.16 SVPWM ve SPWM yöntemlerinde maksimum çıkış gerilimleri

Akım kontrol çevriminin çıkışında şebekeye verilecek olan akımı üretmek için gerekli olan referans inverter çıkış gerilim vektörü üretilir. İnverterin çıkışındaki bu gerilim vektörü uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile üretilmektedir. SVPWM yöntemi

inverterin farklı anahtarlama durumlarında ortaya çıkan altı adet aktif ve iki adet sıfır vektörünü kullanarak anahtarlama sinyallerini üretmektedir.

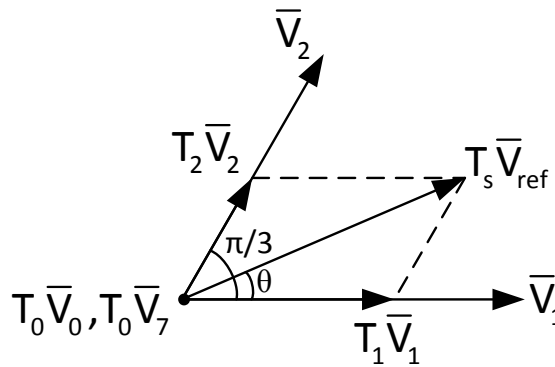
SVPWM yönteminde büyüklükler ikili eksen takımında kontrol edilmektedir. Üç fazlı büyüklükler Clarke matrisi yardımı ile ikili eksen takımına indirgenir ve bu büyüklükler kullanılarak inverterin kontrolü gerçekleştirilir.

SVPWM yönteminde referans gerilim vektörünün üretilmesi için gerekli olan anahtarlama durumunun tespiti üç adımda gerçekleştirilir. İlk adımda, referans gerilim vektörünün α - β bileşenleri kullanılarak gerilim vektörü açısı sırasıyla (3.22) ve (3.23) eşitlikleri kullanılarak tespit edilir.

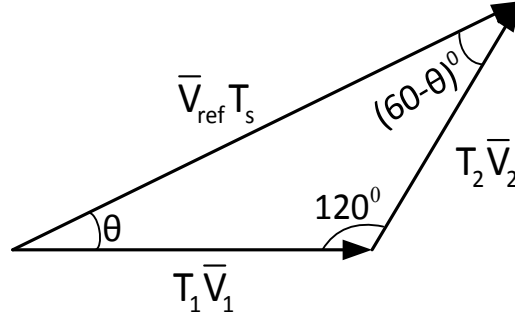
$$\bar{V}_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (3.22)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \right) \quad (3.23)$$

Zamana bağlı olarak değişen θ açısı ile beraber vektörün içinde bulunduğu bölge de değişmektedir. İkinci adımda, referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilmektedir. Bu bölgeye bağlı olarak referans vektöre komşu olan aktif vektörler ve sıfır vektörlerinin süreleri hesaplanır. Şekil 3.17’de referans gerilim vektörü $0 < \theta < 60^\circ$ aralığında iken, referans vektörün üretilmesi için kullanılan $\bar{V}_1$, $\bar{V}_2$, $\bar{V}_0$ ve $\bar{V}_7$ vektörleri verilmiştir.



Şekil 3.17 Birinci bölgedeki referans gerilim vektörü ve aktif-sıfır vektörler



Şekil 3.18 Birinci bölge aktif gerilim vektörleri

Şekil 3.18’de birinci bölgedeki referans vektör ve aktif vektörlerin oluşturduğu üçgen görülmektedir. Üçgenin kenarlarının karşı açılara oranının eşitliğinden (3.24) eşitliği elde edilmektedir. Bu eşitlikteki V_1 ve V_2 vektörlerinin süreleri sırasıyla T_1 ve T_2 değişkenleri ile ifade edilmektedir ve bu süreler de (3.25) ve (3.26) eşitlikleri ile hesaplanmaktadır.

$$\frac{V_{ref} T_s}{\sin 120^\circ} = \frac{T_1 V_1}{\sin(60 - \theta)^\circ} = \frac{T_2 V_2}{\sin \theta} \quad (3.24)$$

$$T_1 = \frac{|V_{ref}| T_s}{\sin 120} \cdot \frac{\sin(60 - \theta)}{V_1} \quad (3.25)$$

$$T_2 = \frac{|V_{ref}| T_s}{\sin 120} \cdot \frac{\sin \theta}{V_2} \quad (3.26)$$

Bu eşitliklerdeki V_1 ve V_2 vektörleri Şekil 3.16’da görüldüğü gibi,

$$V_1 = V_2 = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (3.27)$$

değerini almaktadır. Aktif vektör süre eşitliklerindeki sinüs ve kosinüs yerine,

$$\sin \theta = \frac{V_\beta}{V_{ref}} \quad (3.28)$$

$$\sin(60 - \theta) = \sin 60 \cdot \cos \theta - \cos 60 \cdot \sin \theta \quad (3.29)$$

$$\cos \theta = \frac{V_\alpha}{V_{ref}} \quad (3.30)$$

ifadeleri yazılarak referans vektör açısından bağımsız (3.31) ve (3.32) eşitlikleri elde edilebilir. Bu durumda her bölge için gerekli hesaplamalar yapıp, referans vektörün bulunduğu bölgeye göre ilgili süre eşitlikleri kullanılabilir.

$$T_1 = \frac{3}{2} \frac{V_\alpha T_s}{V_{dc}} - \frac{T_2}{2} \quad (3.31)$$

$$T_2 = \frac{3}{2} \frac{V_\beta T_s}{(\sqrt{3}/2)V_{dc}} \quad (3.32)$$

Vektör sürelerini tüm bölgeler için genelleştirirsek,

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \frac{n}{3} \pi \cos \theta - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \theta \right) \quad (3.33)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\sin \frac{n-1}{3} \pi \cos \theta + \cos \frac{n-1}{3} \pi \sin \theta \right) \quad (3.34)$$

eşitlikleri elde edilir. Bu eşitliklerde n bölge numarasını ifade etmektedir.

(3.35) eşitliğinde verildiği gibi referans vektör iki aktif vektör ve sıfır vektörlerinden oluşmaktadır. Aktif vektör ile sıfır vektör sürelerinin toplamı anahtarlama periyodunu oluşturmaktadır. Sıfır vektörlerinin süreleri (3.36) eşitliğinden aktif vektör sürelerinin anahtarlama periyodundan çıkarılması ile elde edilir [51].

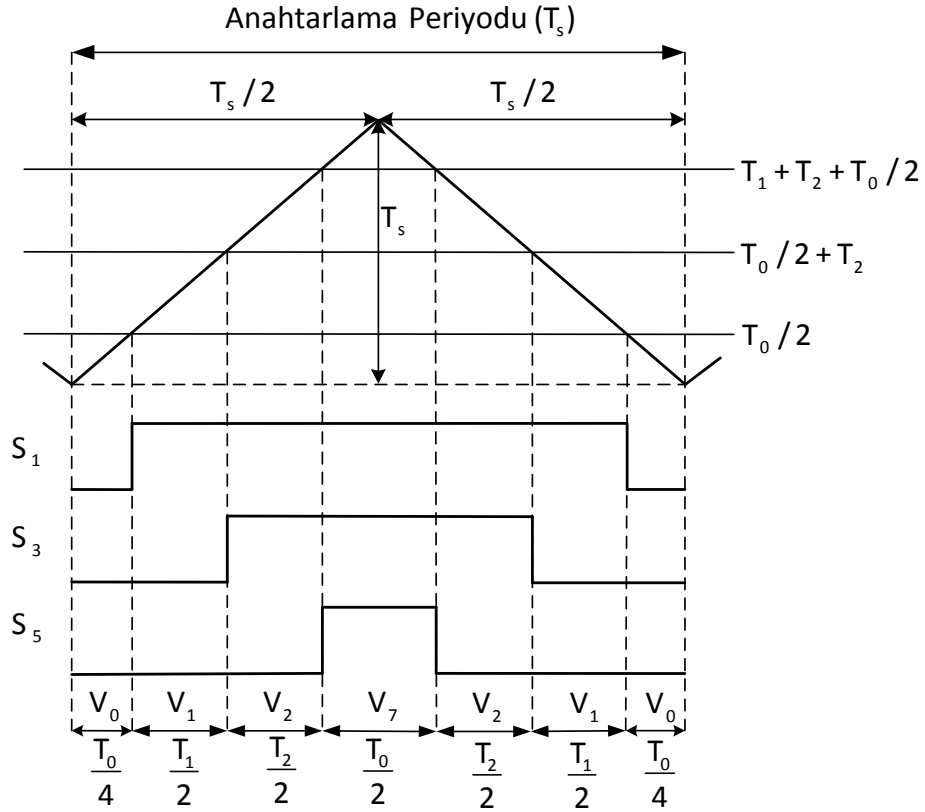
$$\int_0^{T_s} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \quad (3.35)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (3.36)$$

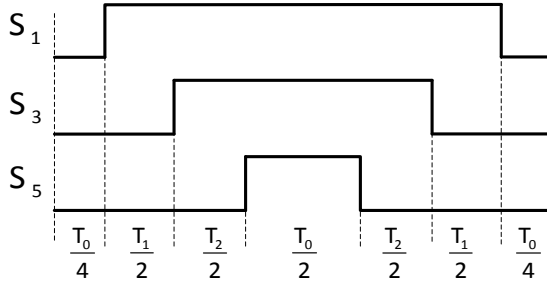
Vektör süreleri hesaplandıktan sonra anahtarlama elemanlarının iletim süreleri Çizelge 3.2 yardımıyla hesaplanır. Çizelge 3.2’de bölgelere göre verilmiş olan anahtarlama elemanlarının iletim sürelerini anahtarlara uygulamak için, bu süreler üçgen dalga sinyal ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucunda sürelerin üçgen sinyalden büyük olduğu bölgelerde ilgili anahtarların sinyalleri üretilir. Şekil 3.19’da 1 nolu bölgede üretilen anahtarlama sinyalleri görülmektedir.

Çizelge 3.2 Referans vektörün bulunduğu bölgeye göre anahtarlama süreleri

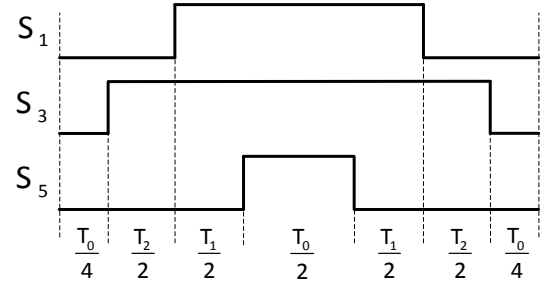
Bölge	Üst anahtarlar	Alt anahtarlar
1	$S_1=T_1+T_2+T_0/2$ $S_3=T_2+T_0/2$ $S_5=T_0/2$	$S_4=T_0/2$ $S_6=T_1+T_0/2$ $S_2=T_1+T_2+T_0/2$
2	$S_1=T_1+T_0/2$ $S_3=T_1+T_2+T_0/2$ $S_5=T_0/2$	$S_4=T_2+T_0/2$ $S_6=T_0/2$ $S_2=T_1+T_2+T_0/2$
3	$S_1=T_0/2$ $S_3=T_1+T_2+T_0/2$ $S_5=T_2+T_0/2$	$S_4=T_1+T_2+T_0/2$ $S_6=T_0/2$ $S_2=T_1+T_0/2$
4	$S_1=T_0/2$ $S_3=T_1+T_0/2$ $S_5=T_1+T_2+T_0/2$	$S_4=T_1+T_2+T_0/2$ $S_6=T_0/2+T_2$ $S_2=T_0/2$
5	$S_1=T_2+T_0/2$ $S_3=T_0/2$ $S_5=T_1+T_2+T_0/2$	$S_4=T_1+T_0/2$ $S_6=T_1+T_2+T_0/2$ $S_2=T_0/2$
6	$S_1=T_1+T_2+T_0/2$ $S_3=T_0/2$ $S_5=T_1+T_0/2$	$S_4=T_0/2$ $S_6=T_1+T_2+T_0/2$ $S_2=T_2+T_0/2$



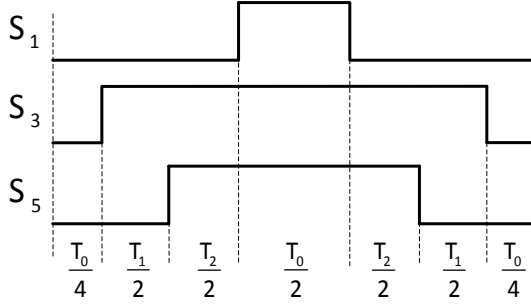
Şekil 3.19 SVPWM yönteminde 1 nolu bölgede PWM sinyalleri



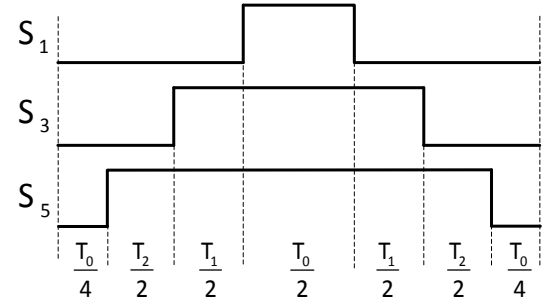
(a) 1. Bölge



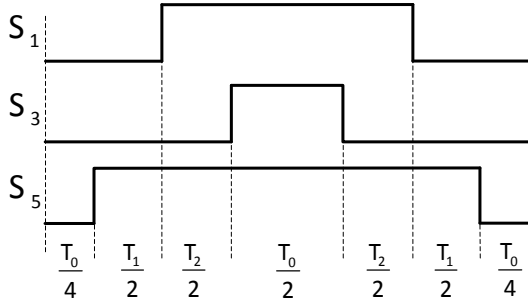
(b) 2. Bölge



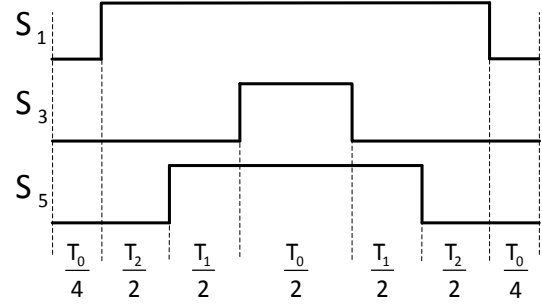
(c) 3. Bölge



(d) 4. Bölge



(e) 5. Bölge



(f) 6. Bölge

Şekil 3.20 Farklı bölgelerde anahtarlama sinyallerinin değişimi

Bir bölgeden diğer bölgeye geçişte uygulanan vektörlere bakıldığında sadece bir anahtarın durumunun değiştiği görülmektedir. Böylece inverter anahtarlama sayısı azaltılmakta ve anahtarlama kayıpları bakımından avantaj sağlanmaktadır.

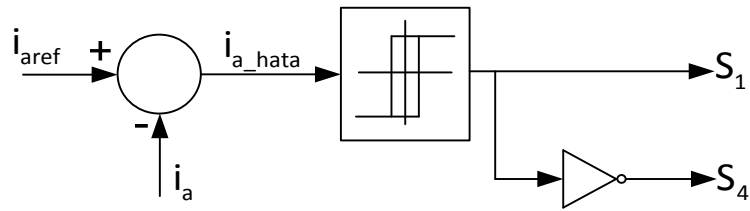
3.3.2.3 Histerezis Akım Kontrol Yöntemi

Histerezis akım kontrol yöntemi uygulama kolaylığı bakımından tercih edilen bir kontrol yöntemidir. Hızlı dinamik cevabı ve doğal akım koruması özelliklerinin yanında sistem parametrelerindeki değişimlerden etkilenmemektedir. Ancak sabit bantlı akım kontrolünde, inverter çıkış ve şebeke arasındaki gerilim farkına bağlı olarak inverterin anahtarlama frekansı değişkendir. Şebekenin sıfır geçişine yakın bölgelerde inverter

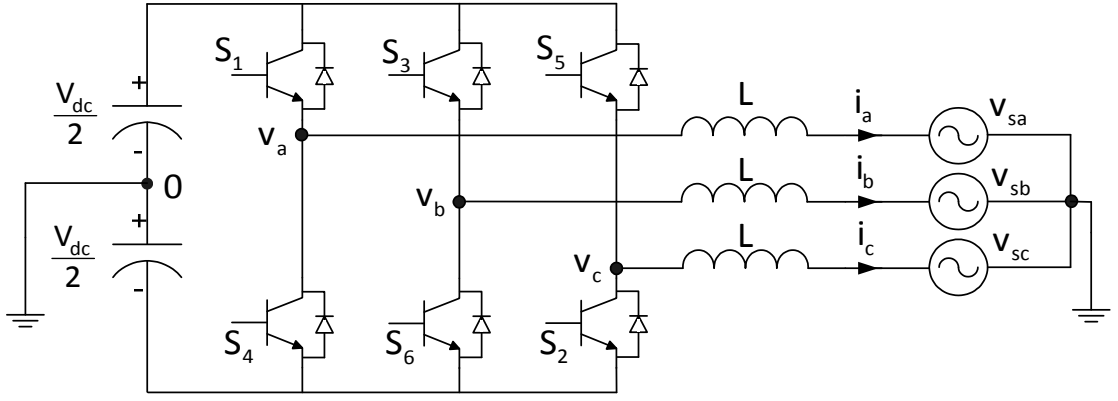
ıkış gerilimi ile şebeke gerilimi arasındaki fark yüksek olduğundan anahtarlama frekansı artmakta ve şebeke geriliminin tepe değerlerine doğru frekans azalmaktadır. Bu değişken anahtarlama frekansı giriş filtre tasarımıını zorlaştırmaktadır. Akımın tanımlanan bant içinde kontrol edilebilmesi için akım örneklemesinin de hızlı bir şekilde yapılması gerekmektedir [52].

şekil 3.21’de histerezis akım kontrol (HCC) yöntemi blok diyagramı görülmektedir. Bu kontrol yönteminde inverter çıkışında ölçülen faz akımları ile referans faz akımları karşılaştırılarak her faz için akım hatası elde edilir. Bu akım hatası histerezis kontrolöre uygulanarak anahtarlama sinyalleri elde edilir.

şekil 3.22’de görülen dört yollu bir inverterde her bir faz akımı birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebildiğinden üç fazlı sistem üç adet tek fazlı sistem gibi modellenebilmektedir. Bu inverterde her fazın akımı, histerezis kontrolör tarafından şekil 3.23’de görüldüğü gibi akım hatasını tanımlanan bant içerisinde tutmaya çalışır. Akım hatasının bant içerisinde kalması ile inverter çıkış akımları bant içerisinde hareket etmiş olur. Akım hatası bandın st sınırına geldiğinde ölçülen akım bandın alt sınırına geldiğinden akımın artması için ilgili fazın st anahtarı ilettime sokulur. Artan akım ile beraber hata azalmaya başlar ve st banda kadar artmaya devam eder. Akım st banda geldiğinde, akım hatası alt banda ulaşır ve st anahtar kesime sokularak alt anahtara sinyal gönderilir. Böylece inverter çıkış akımı azalmaya başlar. Her anahtarlama periyodunda bu süreç tekrar eder ve çıkış akımı belirlenen bant içerinde hareke edecek şekilde üretilmiş olur [38].



şekil 3.21 Histerezis akım kontrol yöntemi blok diyagramı

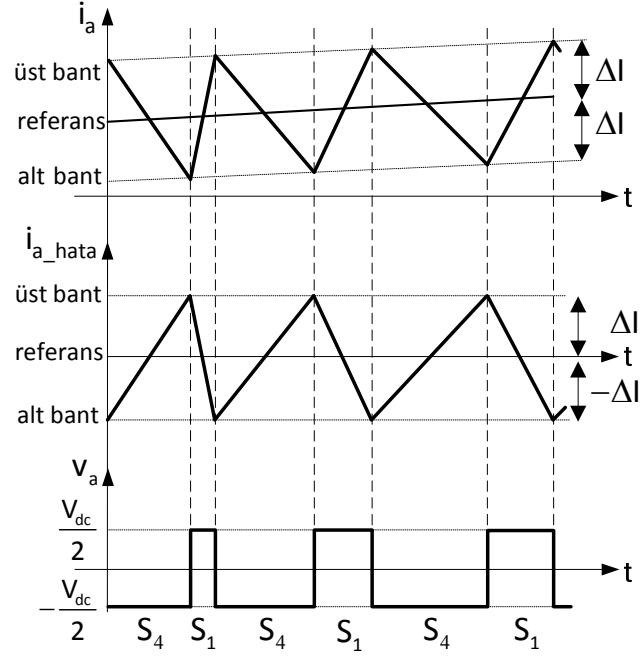


Şekil 3.22 İki kondansatörlü dört yollu üç fazlı inverter

Endüktans akımı, endüktans geriliminin endüktans değerine oranı ile değişmektedir. (3.37) ve (3.38) eşitliklerinde sırasıyla endüktans akımının arttığı ve azaldığı anlardaki matematiksel ifadesi verilmiştir. Bu ifadelerden anlaşılmaktadır ki, endüktans akımının değişim hızı DC bara gerilimine, ani şebeke gerilimine ve endüktans değerine bağlıdır. Endüktans değerinin artırılması değişim hızını azalttığından akımın alt veya üst banda ulaşması için geçecek zaman da artmaktadır. Böylece inverterin anahtarlama frekansı düşer. Endüktans değeri düşürüldüğünde ise akım değişimi hızlanacağından anahtarlama frekansı artmaktadır. Histerezis kontrolde bant genişliği de akım kalitesini ve kontrol performansını etkilemektedir. Artan bant genişliği aynı endüktans değeri için anahtarlama frekansının düşmesini sağlamakla beraber akımdaki dalgalanma miktarında artışa sebep olmaktadır. Dalgalanma miktarının artışı ile beraber akımın THD değeri de artmaktadır. Histerezis kontrolde düşük THD ve uygun anahtarlama frekansında çalışma sağlamak için bant genişliği ve endüktans değerinin belirlenmesi önemli kriterdir.

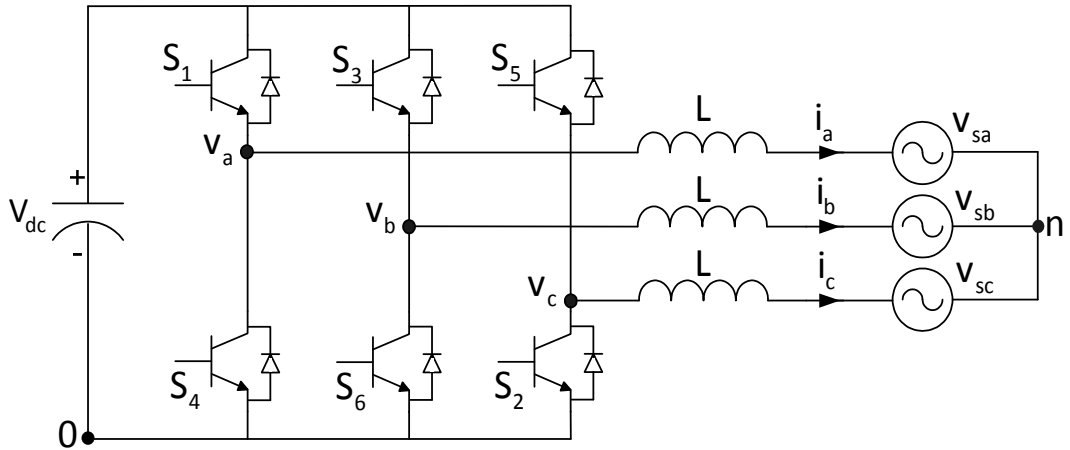
$$\frac{di_a^+}{dt} = \frac{1}{L}(0.5V_{dc} - v_{sa}) \quad (3.37)$$

$$\frac{di_a^-}{dt} = -\frac{1}{L}(0.5V_{dc} + v_{sa}) \quad (3.38)$$

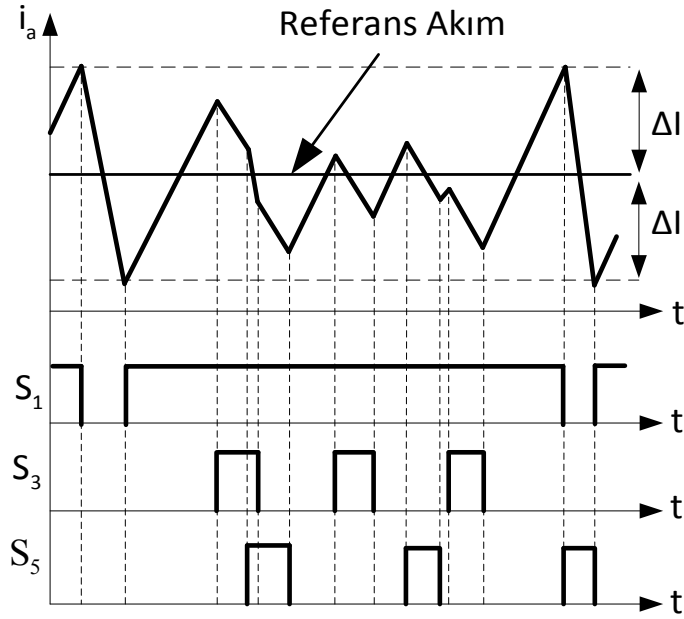


Şekil 3.23 Histerezis akım kontrol PWM üretim prensibi

Üç fazlı inverterde DC bara ile şebekenin nötrü arasında bağlantı olmadığı durumda inverter üç faz çıkış akımları üç fazın anahtarlama durumundan etkilenmektedir. Dört yollu nötr bağlantılı inverter yapısında olduğu gibi inverter üç adet tek fazlı inverter olarak modellenemez. Şekil 3.25'te görüldüğü gibi a fazı endüktans akımı S_1 anahtarı iletimde iken diğer fazların anahtarlama durumuna bağlı olarak azalma ya da yükselme gösterebilir. Ancak S_4 anahtarının iletimde olduğu yani S_1 anahtarının kesimde olduğu bölgelerde akım her zaman azalır.



Şekil 3.24 Üç yollu üç fazlı inverter



Şekil 3.25 Üç yollu inverterde anahtarlama durumlarına bağlı olarak i_a akımı değişimi

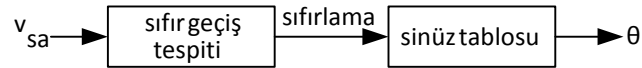
Üç yollu ve dört yollu üç fazlı inverterin aynı endüktans değeri, histerezis bant genişliği ve DC bara gerilimi için çıkış akımı THD değeri ve ortaya çıkan ortalama inverter anahtarlama frekansı incelendiğinde üç yollu inverterde anahtarlama frekansı dört yollu inverterin anahtarlama frekansından daha düşüktür. Bunun nedeni, faz akımının artışı sırasında diğer fazların anahtarlama durumlarından etkilenecek üst banda ulaşmadan azalmaya başlaması ve fazların anahtarlama durumuna bağlı olarak daha uzun sürede üst banda ulaşmasıdır. Dört yollu inverterde ise bir fazın akımı diğer fazların anahtarlama durumlarından etkilenmediği için anahtarlama frekansı doğrudan bant genişliğine bağlıdır ve ortalama anahtarlama frekansı üç yollu inverterin ortalama anahtarlama frekansından daha yüksektir. Anahtarlama frekansındaki farklılığa rağmen iki inverterin çıkış akımı THD değeri birbirine çok yakın çıkmaktadır. DC bara kullanımı bakımından incelendiğinde ise dört yollu inverterde DC bara gerilimi ihtiyacı üç yollu invertere göre daha yüksektir [54]. İki farklı inverter topolojisinin akım THD değeri, ortalama anahtarlama frekansı değişimleri ve farklı DC bara gerilimlerinde inverterlerin ürettikleri akım değişimleri BÖLÜM 5'te verilmiştir.

3.4 Şebeke Senkronizasyon Yöntemleri

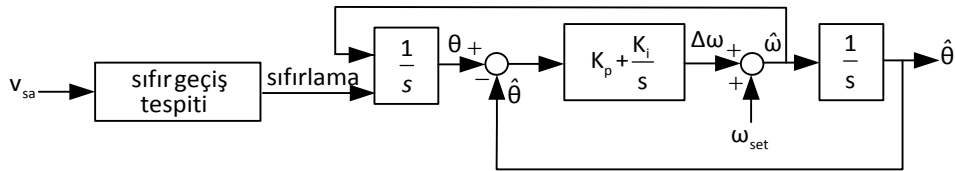
Dağınık güç üretim sistemlerinde önemli noktalardan biri şebeke senkronizasyonudur. Kullanılan senkronizasyon algoritması ile şebeke gerilim vektörünün açısı tespit edilmektedir. Bu açı değerine bağlı olarak inverterin anahtarlama elemanları tetiklenerek aktif/reaktif güç kontrolü ve üç fazlı değişkenlerin senkron hızda dönen eksen takımına indirgeme işlemi gerçekleştirilir. Literatürde şebeke senkronizasyonu ile ilgili çeşitli çalışmalar ve yöntemler bulunmaktadır [55].

3.4.1 Sıfır Geçiş Yöntemi

Sıfır geçiş yöntemi şebeke açısı tespitinde kullanılan yöntemler arasında en basit olanıdır. Bu yöntemde, her periyotta şebeke geriliminin sıfır geçişleri tespit edilir. Sıfır geçiş tespiti için şebeke geriliminin ardı ardına iki örneğinin çarpımının sıfırdan küçük veya büyük olduğu tespit edilir. Sıfırdan küçük olduğu durumda sıfır geçişi olduğu tespit edilir ve negatif/pozitif yarı periyot tespiti için sinyalin sıfırdan büyüklüğü kontrol edilir. Sinyal sıfırdan büyükse açının sıfır ve sıfırdan küçük ise açının 180° olduğu anlaşılır. Bu açı değerine bağlı olarak sinüzoidal tablo okuması [56] ve PI kontrolör kullanılarak ani açı değeri tespit edilir [57]. Sıfır geçiş yöntemi, gürültü ve şebekedeki bozulmalara karşı hassas olduğundan şebeke geriliminin kararlı ve sinüzoidal olduğu durumlarda kullanıma uygundur.



Şekil 3.26 Sinüzoidal tablo kullanılan sıfır geçiş yöntemi ile şebeke senkronizasyonu



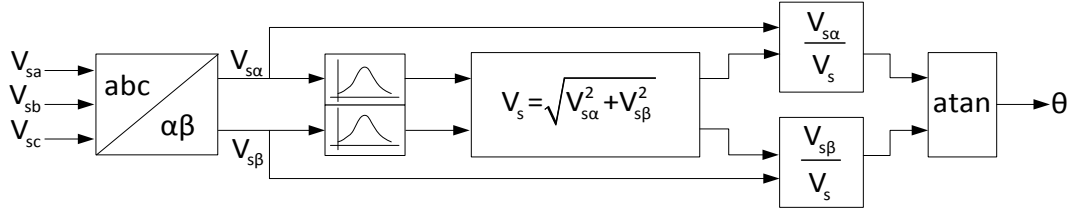
Şekil 3.27 Kapalı çevrim kullanılan sıfır geçiş yöntemi ile şebeke senkronizasyonu

3.4.2 α-β Filtre Yöntemi

Üç faz şebeke gerilimlerinin filtrelenmesi ile şebeke gerilim vektörü faz açısı tespit edilebilmektedir. Üç faz eksen takımındaki gerilimler α-β eksen takımına indirgendikten

sonra filtreleme ile açı tespiti yapılır.

Şekil 3.28’de sabit eksen takımında şebeke gerilimi faz açısı tespiti yöntemi görülmektedir. Dönüşüm matrisi yardımı ile üç fazlı büyüklükler sabit eksen takımına indirgendikten sonra rezonans filtre ile filtrelenmektedir. Bu filtre bant geçiren filtre ile benzer özelliklere sahiptir. Bununla birlikte bant geçiren filtredaki sinyal gecikmesi α - β filtre yönteminde ortaya çıkmamaktadır.

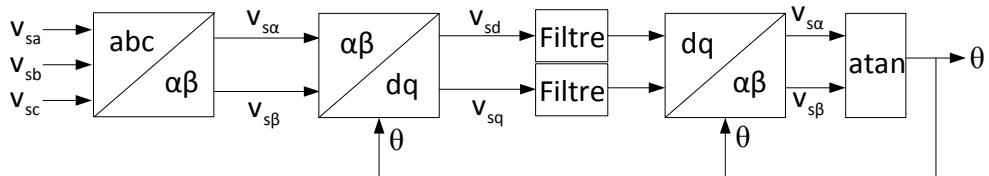


Şekil 3.28 α - β ekseninde filtreleme

Literatürde alçak geçiren filtre, çentik filtre, uzay vektör filtre gibi farklı filtreleme yöntemleri sabit eksen takımında uygulanmıştır [58]. Bu filtreleme yöntemlerinin kullanımıyla giriş sinyalinde gecikmeler meydana gelmekte ve açı tespitinde istenmeyen durumlar ortaya çıkabilmektedir. Bu nedenle açı tespitinde filtre tasarımı önemlidir [55].

3.4.3 d-q Filtre Yöntemi

Bir diğer filtreleme yöntemi ise senkron hızda dönen eksen takımında yapılmaktadır. Şekil 3.29’da görüldüğü gibi üç faz gerilimleri ilk olarak sabit eksen takımına ve daha sonra senkron hızda dönen eksen takımına indirgenerek filtrelenmektedir. Filtrelenen büyüklükler sabit eksen takımına tekrar indirgenip atan() fonksiyonu ile açı bilgisi elde edilmektedir. Bu gerilimler DC olduğundan çentik filtre, alçak geçiren filtre, gecikme engelleyici filtre gibi farklı filtreleme yöntemleri kullanmak mümkün olmaktadır [59].

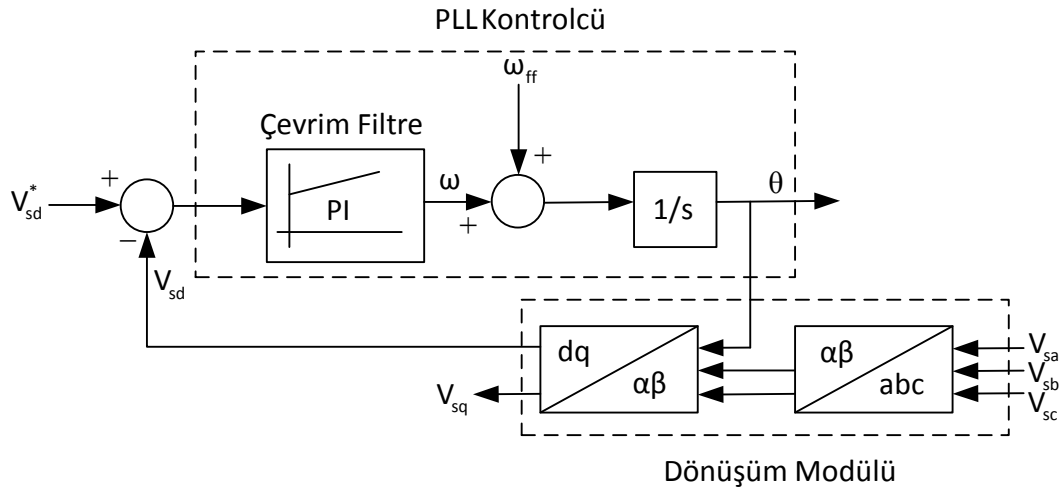


Şekil 3.29 d-q ekseninde filtreleme

3.4.4 d-q PLL Yöntemi

Şekil 3.30’da d-q PLL yöntemi blok diyagramı görülmektedir. PLL yapısında faz tespiti ve çevrim filtresi olmak üzere iki temel kısım bulunmaktadır. Faz tespiti kısmı a-b-c→d-q dönüşümü ile gerçekleştirilmektedir. Çevrim filtresi ile sistemin dinamikleri belirlenir. Bu nedenle çevrim filtresinin parametreleri doğru açı tespiti açısından son derece önemlidir.

PLL yönteminde şebeke açısına kilitlenebilmek için V_d^* değeri sıfır alınır. Bu değişkenin sıfır değerinde kontrol edilmesi için genellikle PI kontrolör kullanılır ve bu kontrolörün çıkışı şebeke gerilimi açısal frekansına eşittir. Açısal frekansın integralinin alınması ile de şebeke gerilim vektörünün açısı elde edilmiş olmaktadır. Bu açı değeri tekrar a-b-c→d-q dönüşüm bloğuna verilerek açı değerine göre ikili eksen takımındaki değişkenler hesaplanmış olur [60], [61], [62], [63].

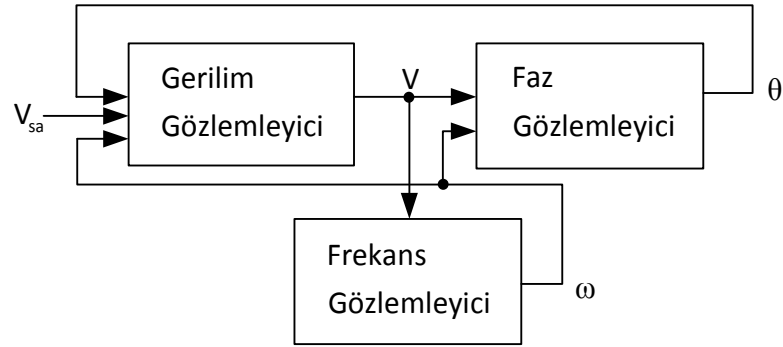


Şekil 3.30 d-q PLL yöntemi blok diyagramı

3.4.5 Adaptif PLL

Gelişmiş bir PLL yöntemi olan adaptif PLL Şekil 3.31’de verilmiştir. Bu yöntemde her faz için ayrı bir PLL sistemi bulunmaktadır. Her bir PLL sistem bağımsız olarak çalışmakta ve frekans, faz açısı ve gerilim büyüklüğü kontrolü yapılmaktadır. Bu yöntemin dezavantajı üç adet PLL algoritmasının içinde üç farklı değişken kontrolün bulunmasıdır. İşlem yükü ağır bir algoritmaya sahiptir. Ancak, her bir faz için büyüklük, frekans ve faz bilgisi

vermesi bu yöntemin avantajlı yanıdır. Bu özellikler, yöntemi şebeke izlenmesi ve dolayısıyla şebeke arıza tespiti ve güvenlik bakımından uygun kılmaktadır [64].



Şekil 3.31 Adaptif PLL yöntemi blok diyagramı

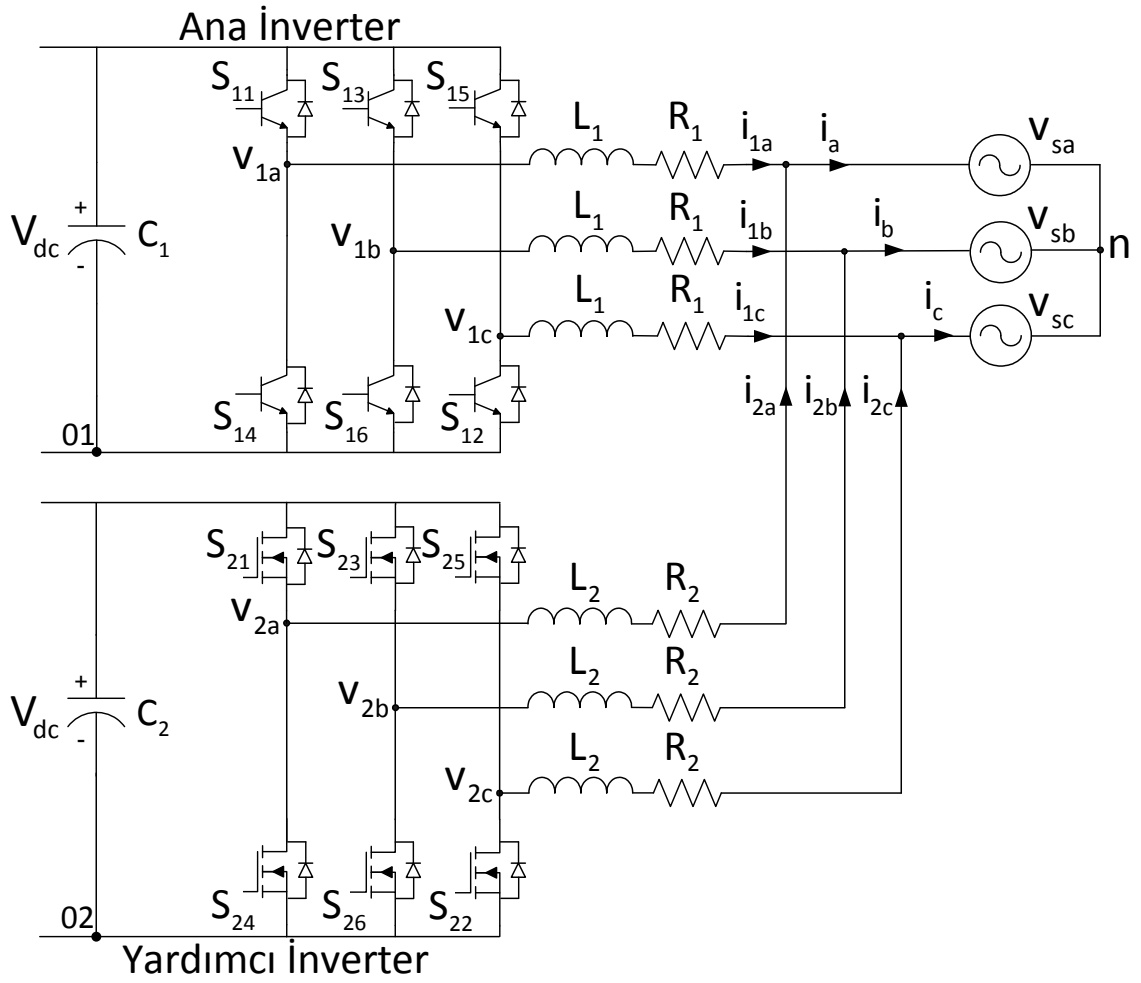
ÖNERİLEN ŞEBEKEYE BAĞLI ÜÇ FAZLI GERİLİM KAYNAKLI PARALEL İNVERTER SİSTEMİ

Bu bölümde, DC enerjiyi AC enerjiye dönüştüren yüksek verimli inverter sistemi ve matematiksel analizi anlatılacaktır.

4.1 Sistem Tanımı

Önerilen yüksek verimli üç fazlı şebeke bağlı inverter sistemi Şekil 4.1’de görülmektedir. Bu sistemde iki adet üç fazlı gerilim kaynaklı paralel bağlı inverter bulunmaktadır. Bu inverterler, şebekeye enerji aktarımını gerçekleştirmekte ve şebeke ile senkron, THD değeri %5’ten küçük olan akımlar üretmektedirler. İnverterlerden yüksek güç aktarımı yapan ana inverter, diğeri yardımcı inverter olarak adlandırılmaktadır.

Sistemde bulunan ana inverterin akım referansı şebekeye aktarılacak akımın referansı ile aynıdır. Ancak inverter ile şebeke arasında L filtre kullanılmasından ve düşük frekansta anahtarlama yapılmasından dolayı ana inverter akımlarında yüksek dalgalanma olmaktadır. Bu dalgalanma sebebiyle akımların THD değeri standartları sağlamamaktadır. Şebeke akımının THD değerinin %5’in altında kalabilmesi için yardımcı inverter şebeke akımındaki dalgalanmayı ortadan kaldıracak olan gerekli üç faz akımı üretmektedir. Ana ve yardımcı inverterlerin ürettikleri akımların toplamı şebekeye aktarılmakta ve toplam şebeke akımı THD değeri standartlarda belirlenen sınır değer olan %5’in altında kalmaktadır.



Şekil 4.1 Şebekeye bağlı paralel inverter sistemi

Ana inverterin gücün büyük bir kısmını transfer etmesinden dolayı, anahtarlama frekansının seçimi anahtarlama kayıpları bakımından oldukça önemlidir. Düşük anahtarlama frekanslarında anahtarlama kaybı iletim kaybı ile aynı seviyelerde olurken yüksek frekanslarda ise anahtarlama kaybı iletim kaybının üç katına kadar çıkmaktadır. Inverterin yüksek frekansta çalıştırılması durumunda anahtarlama kayıpları artacak ve inverter verimi düşecektir. Bu nedenle ana inverter düşük frekansta çalıştırılmakta ve anahtarlama kayıpları düşük tutulup ana inverterin verimi yükseltilmektedir. Ana inverterin düşük frekansta çalışmasından dolayı şebeke akımında oluşacak yüksek dalgalanmayı kompanze edecek olan yardımcı inverter ana invertere göre çok düşük güçte çalışmaktadır. Yardımcı inverterin akım referansı ana inverterdeki akım dalgalanmasına bağlıdır ve bu akımı üretebilmesi için yüksek frekansta çalışması gerekir. Anahtarlama frekansı yüksek olmasına rağmen düşük güç transferinden dolayı

anahtarlama kayıpları toplam güç içerisinde düşük kalmakta ve sistem verimini azaltıcı etkisi sınırlı kalmaktadır. Böylece sistem yüksek verimli olarak çalışmaktadır.

Ana inverterin üç fazlı ve üç yollu olması nedeniyle kontrol yöntemi olarak SVPWM tercih edilmiştir. SVPWM yönteminin optimum anahtarlama gerçekleştirilmesi ve anahtarlama kayıpları bakımından avantaj sağlaması nedeniyle ana inverterde kullanımını uygundur. Yardımcı inverter kontrolünde hızlı dinamik cevap ihtiyacından dolayı HCC yöntemi tercih edilmiştir.

Her iki inverter ile şebeke arasında L filtre kullanılmıştır. L filtre akım kontrol çevriminde LCL filtreye göre daha kolay kontrol imkanı vermektedir. L filtre kullanımında, geri besleme sinyali olarak endüktans akımı kullanılmakta ve tek kontrol çevrimi bulunmaktadır. LCL filtre kullanılması durumunda ortaya çıkabilecek rezonans durumu, kondansatörden dolayı oluşacak reaktif güç gibi problemlerin giderilebilmesi için rezonansı engellemeye yönelik uygun yöntemlerin kullanılması ve filtre tasarımı önem kazanmaktadır.

4.2 Sistemin Matematiksel Modeli

Sistemin matematiksel modeli oluşturulurken şebeke gerilimi dengeli, DC bara gerilimi sabit ve anahtarlama elemanları ideal kabul edilmiştir. Matematiksel modelde kullanılan kısaltmalar Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1 Modellemede kullanılan kısaltmalar

V_{1a}, V_{1b}, V_{1c}	Ana inverter faz gerilimleri
V_{2a}, V_{2b}, V_{2c}	Yardımcı inverter faz gerilimleri
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Şebeke faz-nötr gerilimleri
i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}	Ana inverter faz akımları
i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}	Yardımcı inverter faz akımları
i_a, i_b, i_c	Şebeke faz akımları
L_1, L_2	Ana inverter ve yardımcı inverter filtre endüktansları
R_1, R_2	Filtre endüktanslarının eşdeğer seri dirençleri

Üç fazlı dengeli bir şebekede

$$V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0 \quad (4.1)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.2)$$

olarak verilir. Ana ve yardımcı inverterler ayrı ayrı izoleli DC baralardan beslendiğinde inverterler arasında sirkülasyon akımı ortaya çıkmamakta, her inverterin devre denklemleri birbirinden bağımsız yazılabilmektedir. Ana inverterde faz gerilimleri “01” noktası referans alınarak

$$v_{1a} = L_1 \frac{di_{1a}}{dt} + R_1 i_{1a} + v_{sa} + v_{n01} \quad (4.3)$$

$$v_{1b} = L_1 \frac{di_{1b}}{dt} + R_1 i_{1b} + v_{sb} + v_{n01} \quad (4.4)$$

$$v_{1c} = L_1 \frac{di_{1c}}{dt} + R_1 i_{1c} + v_{sc} + v_{n01} \quad (4.5)$$

olarak yazılır. Bu eşitliklerde şebekenin nötr noktası “n” ile referans noktası “01” arasındaki gerilim

$$v_{n01} = (1/3)(v_{1a} + v_{1b} + v_{1c} - v_{sa} - v_{sb} - v_{sc}) \quad (4.6)$$

eşitliği ile ifade edilir. Dengeli sistemde (4.1) eşitliği geçerli olduğundan (4.6) eşitliği

$$v_{n01} = (1/3)(v_{1a} + v_{1b} + v_{1c}) \quad (4.7)$$

şeklinde yazılabilir.

v_{1a} , v_{1b} ve v_{1c} inverter çıkış gerilimleri, ilgili faz kollarının anahtarlama durumlarına bağlı olarak DC bara gerilimine veya sıfıra eşittir. Gerilimlerin değişimi faz kolu anahtarlama fonksiyonuna bağlı olarak (4.8) eşitliği ile ifade edilebilir.

$$v_{1abc} = S_{1abc} \cdot V_{dc} = \begin{cases} V_{dc}, & S_{1abc} = 1 \\ 0, & S_{1abc} = 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

Burada S fonksiyonu, faz kolunun alt ve üst anahtarının iletimde veya kesimde olması durumuna göre “1” veya “0” değerini almaktadır. Bir faz kolunun üst anahtarı iletime girdiğinde S fonksiyonu “1”, alt anahtar kesime girdiğinde ise “0” değerini alır. (4.7) ve (4.8) eşitlikleri (4.3), (4.4) ve (4.5) eşitliklerinde yerine konulduğunda,

$$S_{1a} V_{dc} = v_{sa} + R_1 i_{1a} + L_1 \frac{d}{dt}(i_{1a}) + \frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3} V_{dc} \quad (4.9)$$

$$S_{1b}V_{dc} = v_{sb} + R_1 i_{1b} + L_1 \frac{d}{dt}(i_{1b}) + \frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3} V_{dc} \quad (4.10)$$

$$S_{1c}V_{dc} = v_{sc} + R_1 i_{1c} + L_1 \frac{d}{dt}(i_{1c}) + \frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3} V_{dc} \quad (4.11)$$

ifadeleri elde edilir. Ana inverter için türetilen eşitlikler yardımcı inverter için

$$v_{2a} = L_2 \frac{di_{2a}}{dt} + R_2 i_{2a} + v_{sa} + v_{n02} \quad (4.12)$$

$$v_{2b} = L_2 \frac{di_{2b}}{dt} + R_2 i_{2b} + v_{sb} + v_{n02} \quad (4.13)$$

$$v_{2c} = L_2 \frac{di_{2c}}{dt} + R_2 i_{2c} + v_{sc} + v_{n02} \quad (4.14)$$

$$v_{n02} = (1/3)(v_{2a} + v_{2b} + v_{2c}) \quad (4.15)$$

$$v_{2abc} = S_{2abc} \cdot V_{dc} = \begin{cases} V_{dc}, & S_{2abc} = 1 \\ 0, & S_{2abc} = 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

$$S_{2a}V_{dc} = v_{sa} + R_2 i_{2a} + L_2 \frac{d}{dt}(i_{2a}) + \frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3} V_{dc} \quad (4.17)$$

$$S_{2b}V_{dc} = v_{sb} + R_2 i_{2b} + L_2 \frac{d}{dt}(i_{2b}) + \frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3} V_{dc} \quad (4.18)$$

$$S_{2c}V_{dc} = v_{sc} + R_2 i_{2c} + L_2 \frac{d}{dt}(i_{2c}) + \frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3} V_{dc} \quad (4.19)$$

olarak bulunur. (4.9)-(4.11) ve (4.17)-(4.19) eşitlikleri inverter numarası ve fazlara bağlı olarak (4.20) ve (4.21) eşitlikleri ile genelleştirilebilir. Genelleştirilmiş denklemlerde k inverter fazını ve j inverter numarasını temsil etmektedir.

$$S_{jk}V_{dc} = v_{sk} + R_j i_{jk} + L_j \frac{d}{dt}(i_{jk}) + \frac{S_{ja} + S_{jb} + S_{jc}}{3} V_{dc} \quad (4.20)$$

$$\frac{di_{jk}}{dt} = -\frac{R_j i_{jk}}{L} + \frac{1}{L} (S_{jk}V_{dc} - v_{sk} - \frac{S_{ja} + S_{jb} + S_{jc}}{3} V_{dc}) \quad (4.21)$$

(4.20) eşitliği ile genelleştirilmiş olan inverter denkleminin iki inverter için çözümü ile elde edilen çıkış akımlarının toplamı sonucunda şebeke akımı elde edilir.

$$i_k = i_{1k} + i_{2k} \quad (4.22)$$

Çıkış akımlarının anahtarlama fonksiyonu ile çarpımı sonucunda inverterlerin DC bara akımları aşağıdaki şekilde verilir.

$$i_{dcj} = S_{ja}i_{ja} + S_{jb}i_{jb} + S_{jc}i_{jc} \quad (4.23)$$

(4.21) eşitliği kullanılarak sistemin durum-uzay denklemi

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (4.24)$$

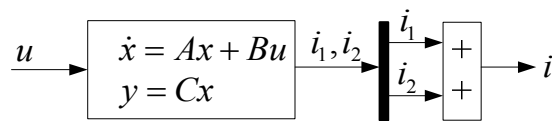
$$x = [i_{1a} \quad i_{1b} \quad i_{1c} \quad i_{2a} \quad i_{2b} \quad i_{2c}]^T \quad (4.25)$$

$$u = \begin{bmatrix} S_{1a}V_{dc} - v_{sa} - \left(\frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3}\right)V_{dc} \\ S_{1b}V_{dc} - v_{sb} - \left(\frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3}\right)V_{dc} \\ S_{1c}V_{dc} - v_{sc} - \left(\frac{S_{1a} + S_{1b} + S_{1c}}{3}\right)V_{dc} \\ S_{2a}V_{dc} - v_{sa} - \left(\frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3}\right)V_{dc} \\ S_{2b}V_{dc} - v_{sb} - \left(\frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3}\right)V_{dc} \\ S_{2c}V_{dc} - v_{sc} - \left(\frac{S_{2a} + S_{2b} + S_{2c}}{3}\right)V_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

olarak tanımlanır. Burada x durum vektörü ve u giriş vektörüdür. Durum-uzay denklemindeki A ve B katsayı matrisleri ise

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1}I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & -\frac{R_2}{L_2}I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1}I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & \frac{1}{L_2}I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

şeklinde ifade edilir. Sistemin çıkışı inverterlerin faz akımları olduğundan C çıkış matrisi 6x6 boyutunda birim matrise eşittir. Sistemin çözümü ile elde edilen inverter faz akımları toplanarak şebekeye aktarılan toplam akım bulunur.

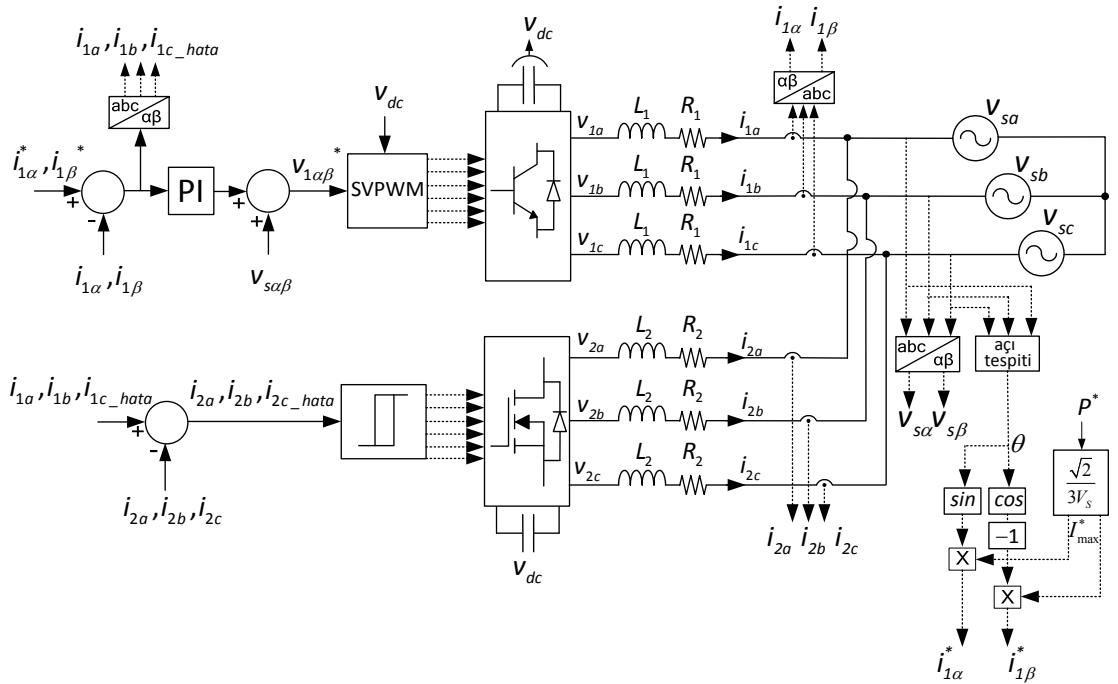


Şekil 4.2 Şebeke akımının durum-uzay denklemleri ile elde edilmesi

Yukarıdaki matematiksel model kullanılarak farklı devre ve kontrol parametreleri için sistemin detaylı analizi hızlı bir şekilde yapılabilmektedir.

4.3 Paralel Inverterlerin Kontrol Algoritması

Şekil 4.3'te paralel bağlı inverterlerin kontrol blok diyagramı görülmektedir. İlk olarak güç referansından inverterin şebekeye aktaracağı akımın genliği elde edilir ve akımın şebeke gerilimi ile aynı fazda olması için şebeke geriliminin açısı tespit edilir. Şebeke açısı ve referans akım genliği kullanılarak akım referansı hesaplanır. α - β eksenindeki ana inverter akımı ve referans akım karşılaştırılarak elde edilen akım hatası PI kontrolöre uygulanır. PI kontrolör çıkışı şebeke gerilimi ile toplanarak ana inverterin referans gerilimi elde edilir. Referans gerilim ve DC bara gerilimi kullanılarak SVPWM yöntemi ile inverter kontrol edilir. Ana inverter düşük frekansta çalıştığından çıkışındaki akım dalgalanması yüksektir. Bununla beraber şebekeye aktarılacak aktif gücün büyük bir kısmı veya tamamı ana inverter tarafından sağlanmaktadır. Ana inverter akımındaki yüksek dalgalanmadan dolayı standartlarda belirtilen $THD < 5\%$ şartı sağlanamamaktadır. Yardımcı inverter yardımı ile bu şart sağlanmaktadır. Ana inverterin akım hatası yardımcı inverter akım referansıdır. Yardımcı inverterin referans akımı belirlenen bant içerisinde takip etmesi histerezis kontrol yöntemi ile sağlanır.



Şekil 4.3 Üç fazlı şebekeye bağlı paralel inverterlerin kontrol blok diyagramı

4.4 Analiz Sonuçları

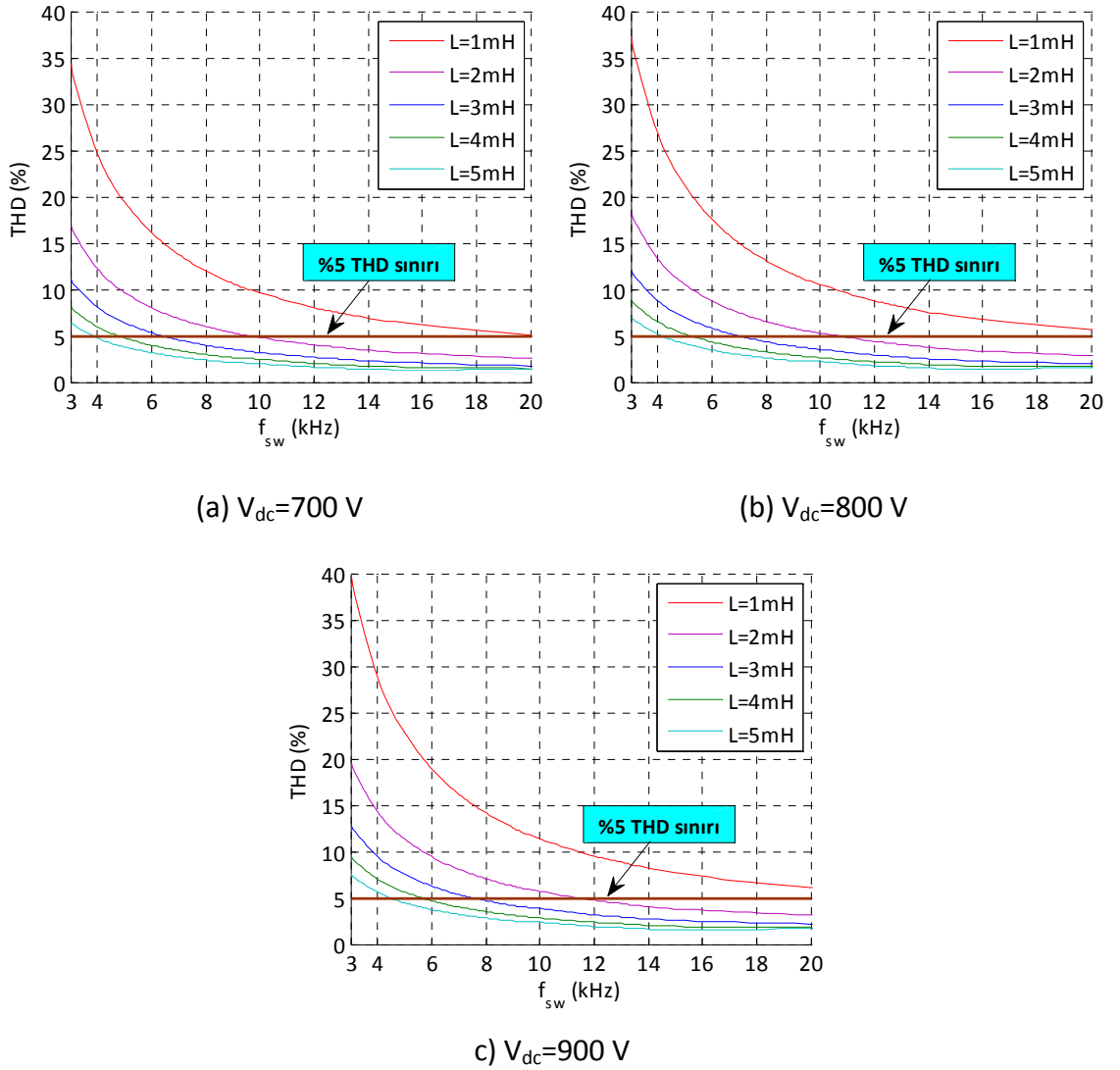
Şebekeye bağlı paralel inverter sisteminin parametrik analizi BÖLÜM 4.2’de elde edilen matematiksel model yardımıyla yapılmıştır. Analizde kullanılan parametrelerin aralıkları Çizelge 4.2’de verilmiştir. Bu aralıkların dışında inverter sisteminin analizi uygulama sonuçları açısından uygun görülmemiştir. L_1 filtre endüktansının değerinin çok yüksek seçilmesi yine maliyet ve hacim açısından dezavantaj oluşturur.

Çizelge 4.2 Parametrik analizde kullanılan devre parametreleri

DC bara gerilimi	V_{dc}	700 - 900 V
Ana inverter filtre endüktansı	L_1	1- 5mH
Yardımcı inverter filtre endüktansı	L_2	0.5 - 5 mH
Ana inverter filtre endüktansı direnç değeri	R_1	20 m Ω
Yardımcı inverter filtre endüktansı direnç değeri	R_2	5 m Ω
Ana inverter anahtarlama frekansı	f_{sw1}	3 - 20 kHz
Yardımcı inverter HCC bant genişliği	ΔI	0.3 - 1 A

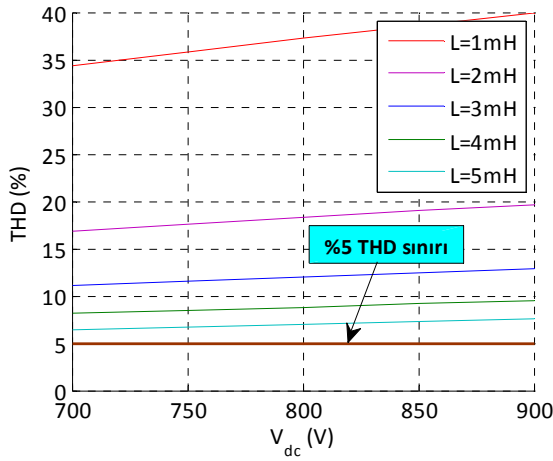
Sistemin analizi yapılırken, ilk olarak şebekeye enerji aktarımının sadece ana inverter kullanılarak gerçekleştirilmesi durumunda üretilen akımların THD değişimleri incelenmiştir. Üç fazlı gerilim kaynaklı altı anahtarlı bir inverter ile şebekeye 10 kW güç aktarımı detaylı olarak incelenerek karakteristik eğriler elde edilmiştir. Bu eğriler yardımı ile istenilen THD değerine sahip şebeke akımı üretebilmek için anahtarlama frekansı, DC bara gerilimi ve filtre endüktansı seçimi yapılabilmektedir. Elde edilen veriler Şekil 4.4 ve Şekil 4.5’te verilmiştir. Şekil 4.4’te farklı çalışma frekansları ve filtre endüktansları için şebeke akımı THD değişimi ve standartlarda belirtilen %5 THD sınırı görülmektedir. Her değişim sırasıyla 700 V, 800 V ve 900 V DC bara gerilimleri için verilmiştir. Tek bir inverter ile şebekeye enerji aktarımı yapılmak istendiğinde çizilen %5 sınır eğrisi altında kalan bölgede çalışmayı sağlayacak olan parametreler seçilmelidir. Değişimlerden aynı filtre endüktansı için anahtarlama frekansının azalması ile beraber THD değerinin yükseldiği ve frekansın artması ile beraberde THD değerinin azaldığı görülmektedir. Aynı anahtarlama frekansında endüktans değerinin artması ile akımın THD değerinin düştüğü değişimlerden görülmektedir. Endüktans ve anahtarlama frekansının artmasının akımın THD değeri üzerinde olumlu etki yaptığı anlaşılmaktadır. Farklı DC bara gerilimleri için elde edilen sonuçlar incelendiğinde,

artan DC bara gerilimi aynı şartlar için akımın THD değerinde artışa neden olduğu görülmektedir.

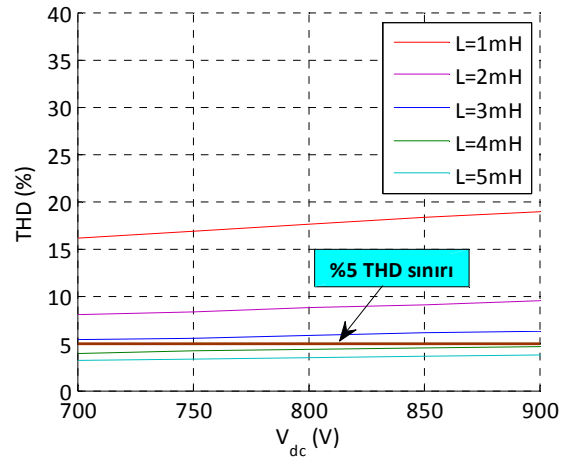


Şekil 4.4 Tek inverter çıkış akımı THD değerinin f_{sw} ve L 'ye bağlı değişimi

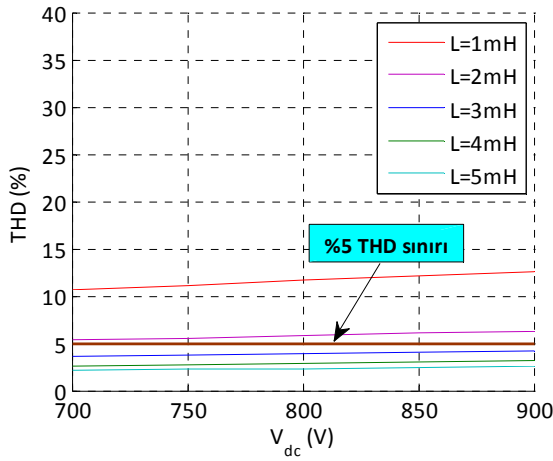
İnverter akımının THD değerinin farklı DC bara gerilimleri ve filtre endüktansı değerleri için değişimi Şekil 4.5'de görülmektedir. Şekil 4.5(a)'da 3 kHz anahtarlama frekansı için THD değişimi görülmektedir. Bu anahtarlama frekansında analizde kullanılan endüktans değerleri ve DC bara gerilimleri için akım kalitesinin standartları sağlayamadığı görülmektedir. Şekil 4.5(b),(c),(d)'de görüldüğü gibi anahtarlama frekansının artması ile birlikte %5 THD şartı sağlanabilmekte ve aynı endüktans değerleri için şebeke akımında daha düşük THD elde edilebilmektedir.



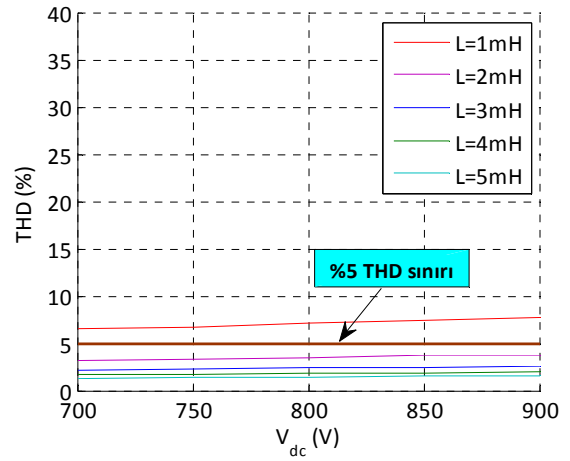
(a) $f_{sw}=3$ kHz



(b) $f_{sw}=6$ kHz



(c) $f_{sw}=9$ kHz



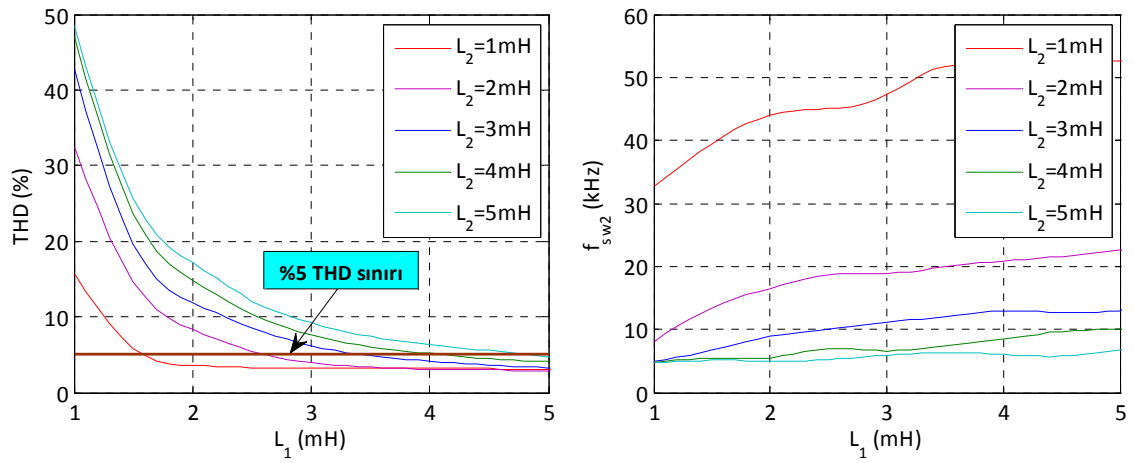
(d) $f_{sw}=15$ kHz

Şekil 4.5 Tek inverter çıkış akımı THD değerinin V_{dc} ve L 'ye bağlı değişimi

İkinci olarak şebekeye enerji aktarımının paralel bağlı inverterler kullanılarak gerçekleştirilmesi incelenmiştir. Şekil 4.6-Şekil 4.9'da paralel inverter sisteminin farklı DC bara gerilimleri, ana inverter anahtarlama frekansları, ana ve yardımcı inverter filtre endüktans değerleri ve yardımcı inverter histerezis bant genişlikleri için yapılan analiz sonuçlarından elde edilen THD ve yardımcı inverter anahtarlama frekansı değişimleri verilmiştir.

Şekil 4.6(a)'da şebeke akımının THD değişimi görülmektedir. Değişimde %5 THD sınırının altında kalan bölge incelendiğinde, L_1 endüktansı 1.5mH ve daha yüksek değerler aldığı için $L_2=1$ mH için şebeke akımında THD şartının sağlandığı görülmektedir. Bu değerler sistemde kullanılan endüktans değerlerinin düşük tutulması açısından

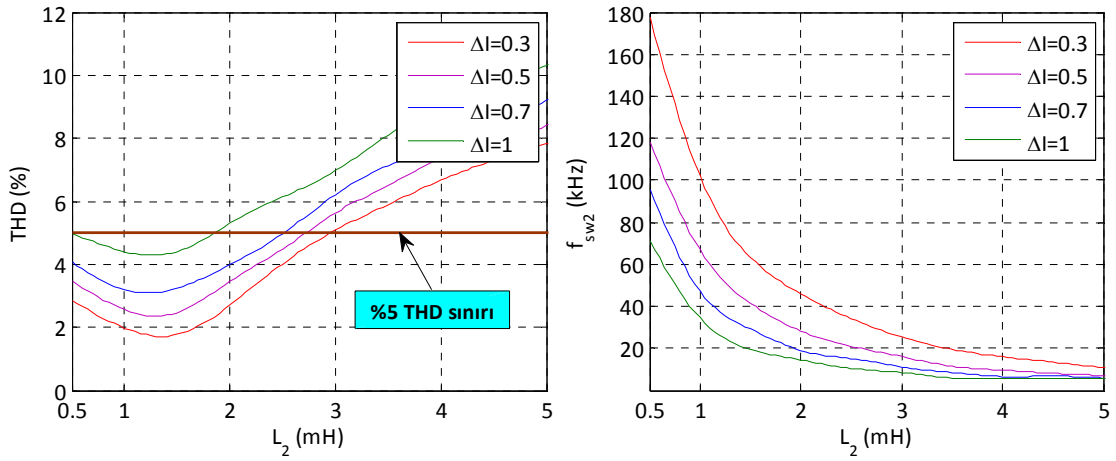
tercih edilebilir. Ancak L_1 endüktansının küçük olması ana inverter akımındaki dalgalanmayı ve yardımcı inverter akımını artırmaktadır. Şekil 4.6(b) incelendiğinde $L_1=1.5\text{mH}$ ve $L_2=1\text{mH}$ için ortalama anahtarlama frekansının 40kHz olduğu görülmektedir. Bu değer yardımcı inverterde yüksek anahtarlama kayıplarına neden olmaktadır. L_1 endüktansının daha büyük değerlerde seçilmesi ile %5 THD şartını sağlamak için yardımcı inverterde kullanılabilecek endüktans değeri de artmaktadır. Ancak ana inverter akımının yüksek değerlerde olması nedeniyle endüktans hacminde ve gerilim düşümünde artış meydana geleceğinden yüksek değerli endüktans kullanımı uygun olmamaktadır. $L_1=3\text{mH}$ ve $L_2=2\text{mH}$ değerleri seçildiğinde THD değeri %3.9 ve yardımcı inverter anahtarlama frekansı 20kHz olmaktadır.



(a) Şebeke akımı THD değişimi (b) Yardımcı inverter anahtarlama frekansı

Şekil 4.6 Paralel bağlı inverter sisteminde L_1 ve L_2 'ye bağlı olarak şebekeye aktarılan akımın THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi ($\Delta I=0.7\text{ A}$, $f_{sw1}=3\text{ kHz}$, $V_{dc}=800\text{ V}$)

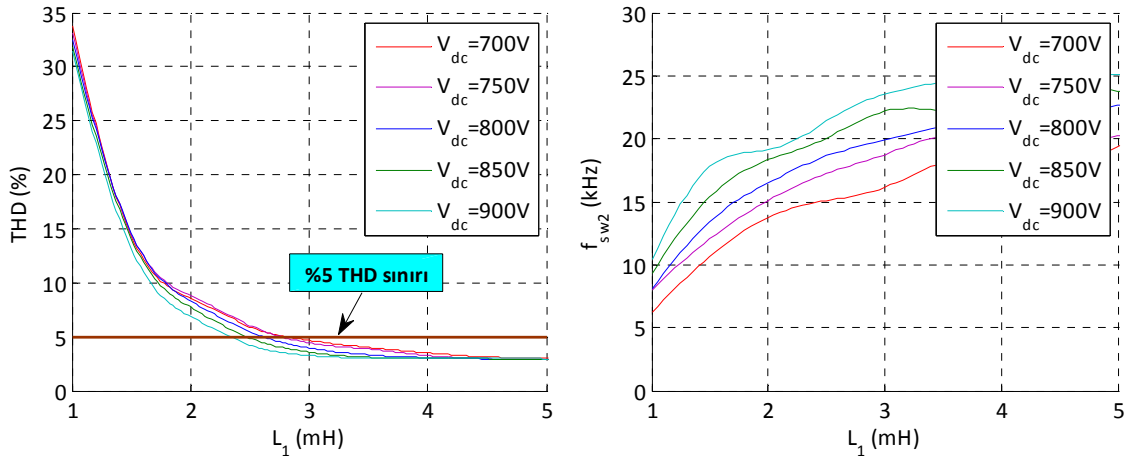
Şekil 4.7'de ana inverter endüktansı ve histerezis bant genişliğine bağlı olarak şebeke akımı THD ve yardımcı inverter anahtarlama frekansı değişimi verilmiştir. L_2 endüktansının 2mH 'ye kadar olan değerleri için tüm ΔI değerlerinde %5 THD değeri sağlanmaktadır. Bant genişliğinin azalması ile daha düşük THD değerleri elde edilebilmektedir. Ancak anahtarlama frekansı değişimi incelendiğinde bant genişliğinin azalması ile anahtarlama frekansı artmaktadır. Bu durum yardımcı inverter kaybında artışa neden olmaktadır.



(a) Şebeke akımı THD değişimi (b) Yardımcı inverter anahtarlama frekansı

Şekil 4.7 Paralel bağlı inverter sisteminde L_2 ve ΔI 'ya bağlı olarak şebekeye aktarılan akımın THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi ($L_1=3\text{mH}$, $f_{sw1}=3\text{ kHz}$, $V_{dc}=800\text{ V}$)

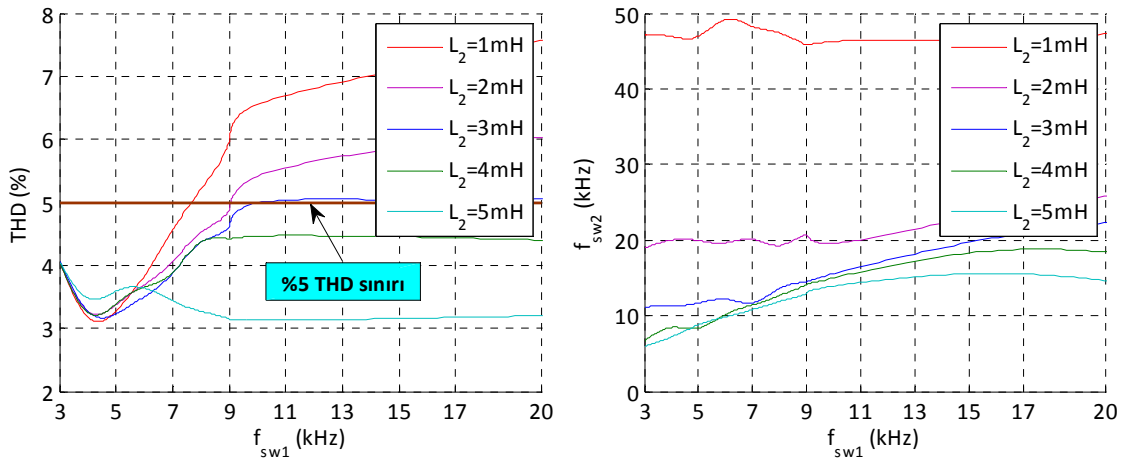
DC bara gerilimi ve ana inverter endüktansına bağlı olarak şebeke akımının THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi Şekil 4.8'de görülmektedir. DC bara geriliminin artışı ile THD değerinde küçük bir azalma olmaktadır. Artan DC bara ile birlikte THD değeri azalmakta ancak anahtarlama frekansında artış meydana gelmektedir.



(a) Şebeke akımı THD değişimi (b) Yardımcı inverter anahtarlama frekansı

Şekil 4.8 Paralel bağlı inverter sisteminde L_1 ve V_{dc} 'ye bağlı olarak şebekeye aktarılan akımın THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi ($L_2=2\text{mH}$, $f_{sw1}=3\text{ kHz}$, $\Delta I=0.7\text{A}$)

Şekil 4.9 ana inverter anahtarlama frekansına ve yardımcı inverter endüktansına bağlı olarak elde edilen değişimleri içermektedir. Farklı endüktans ve frekans değerlerinde şebeke akımı THD değeri farklı değişimler göstermektedir. Endüktans 5mH seçildiğinde artan anahtarlama frekansı ile THD değeri azalmakta ve 9kHz üzerindeki anahtarlama frekanslarında yaklaşık olarak sabitlenmektedir. Diğer endüktans değerlerinde ise 9kHz'e kadar artmakta ve daha sonra artış hızı azalmakta veya sabit değer almaktadır. Artan anahtarlama frekansı ile birlikte ana inverterin ürettiği akımların THD değeri azalmaktadır. Böylece şebeke akımı THD değerinde azalma sağlanır. Ancak artan anahtarlama frekansı ana inverterin anahtarlama kayıplarında artışa neden olmaktadır. L_2 endüktansının düşük değerli kullanılması durumunda yardımcı inverterin akım değişim hızı artmakta ve akımındaki dalgalanma artmaktadır. Değişim hızının artması ile birlikte referansı takip edebilmek için inverter daha fazla anahtarlama yapmakta ve Şekil 4.9(b)'de görüldüğü gibi anahtarlama frekansı artmaktadır.



(a) Şebeke akımı THD değişimi (b) Yardımcı inverter anahtarlama frekansı

Şekil 4.9 Paralel bağlı inverter sisteminde f_{sw1} ve L_2 'ye bağlı olarak şebekeye aktarılan akımın THD ve yardımcı inverterin anahtarlama frekansı değişimi ($L_1=3mH$, $V_{dc}=800V$, $\Delta I=0.7A$)

Bu bölümde, sistemin matematiksel modeli kullanılarak karakteristik eğriler elde edilmiştir. Bu eğriler yardımıyla şebeke akımı THD değerinin %5'ten küçük olmasını sağlayan kontrol ve devre parametreleri $L_1=3mH$, $L_2=2mH$, $f_{sw1}=3kHz$, $\Delta I=0.7A$ ve $V_{dc}=800V$ olarak tespit edilmiştir. Bu parametreler kullanıldığında yardımcı inverter ortalama anahtarlama frekansı $f_{sw2}=20kHz$ olmaktadır. Yardımcı inverter anahtarlama frekansı uygulama devresindeki sınırlamalar dikkate alınarak çok yüksek seçilmemiştir.

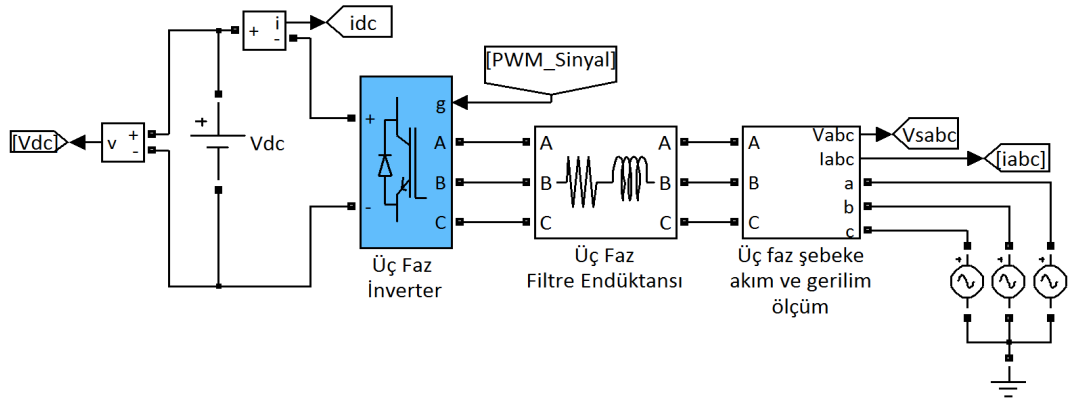
Seçilen parametreler kullanılarak BÖLÜM 5'te sistemin simülasyonu yapılmış ve şebekeye güç aktarımı sağlanmıştır. Sistemin kontrol algoritması, SimPower blokları ve Stateflow ile yapılan simülasyon çalışmaları detaylı olarak verilmiştir. İnverter anahtarlama elemanlarının kayıpları akım ve gerilimin ani değerleri kullanılarak hesaplanmış ve iki inverter veya tek inverter kullanılması durumunda ortaya çıkan verim değerleri karşılaştırılmıştır.

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Teorik analizi ve matematiksel modeli verilen paralel bağlı inverter sisteminin simülasyon çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlarda bir önceki bölümdeki analiz sonuçlarından yararlanılarak seçilen parametreler kullanılmıştır. İlk olarak SVPWM kontrollü ana inverterin simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Akım dalga şekilleri, harmonik spektrum ve SVPWM değişkenlerinin değişimleri simülasyonla elde edilmiştir. Yardımcı inverterin üç yollu ve dört yollu olarak gerçekleştirilmesi simülasyon ile incelenmiştir. Farklı DC bara gerilimi, filtre endüktansı ve histerezis bant genişliği için üretilen akımların THD değerleri ve ortalama anahtarlama frekansları tespit edilmiştir. Simülasyon sonuçları değerlendirilerek yardımcı inverter topolojisi belirlenmiştir. Son olarak SVPWM kontrollü ana inverter ve HCC kontrollü üç yollu yardımcı inverter içeren paralel bağlı inverter sisteminin simülasyon sonuçları verilmiştir.

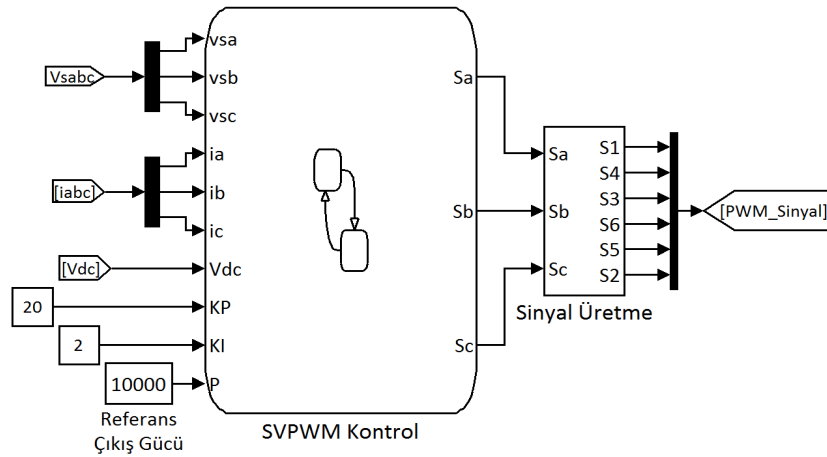
5.1 SVPWM Kontrollü Ana İnverterin Simülasyon Sonuçları

Şebekeye bağlı üç fazlı SVPWM kontrollü inverterin Simulink modeli Şekil 5.1’de verilmiştir. İnverter çıkışında akım üretmek ve akımı filtrelemek için L filtre kullanılmıştır. Üç fazlı şebeke birbirinden 120° faz farkı olan üç adet gerilim kaynağı ile modellenmiştir. Şebeke gerilim ve akımları üç faz akım-gerilim ölçüm bloğu kullanarak ölçülmüştür.



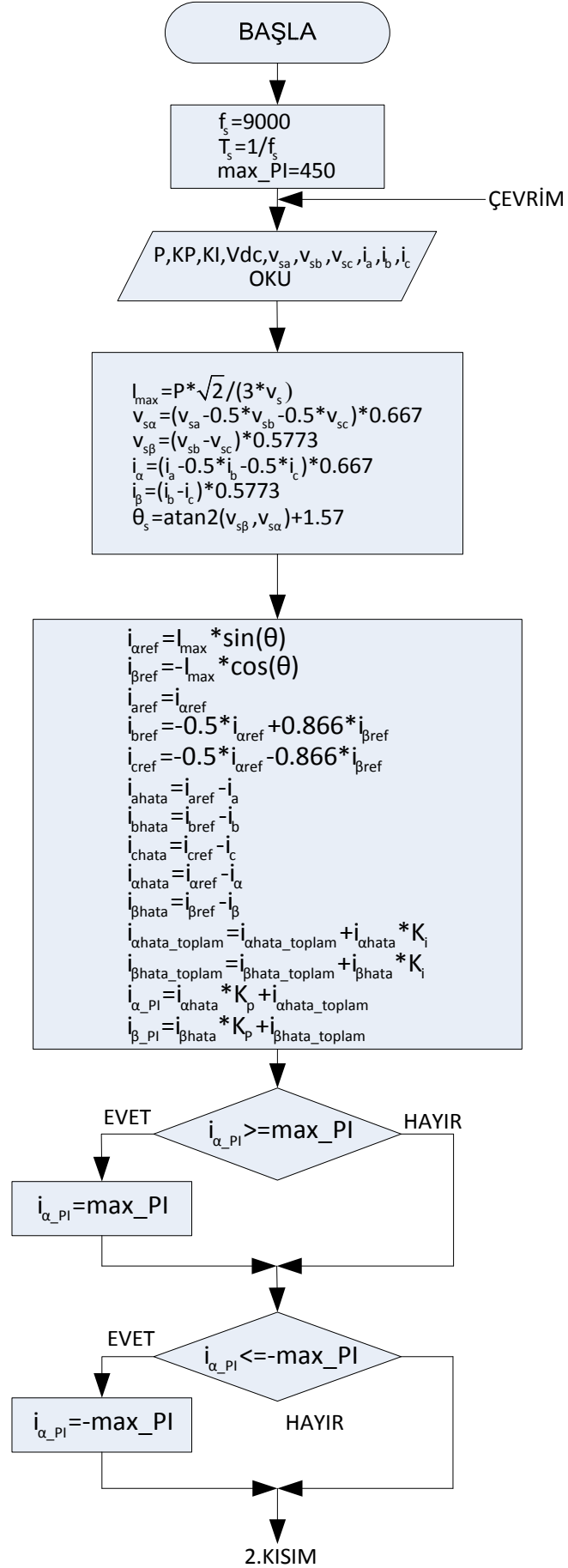
Şekil 5.1 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin Simulink modeli

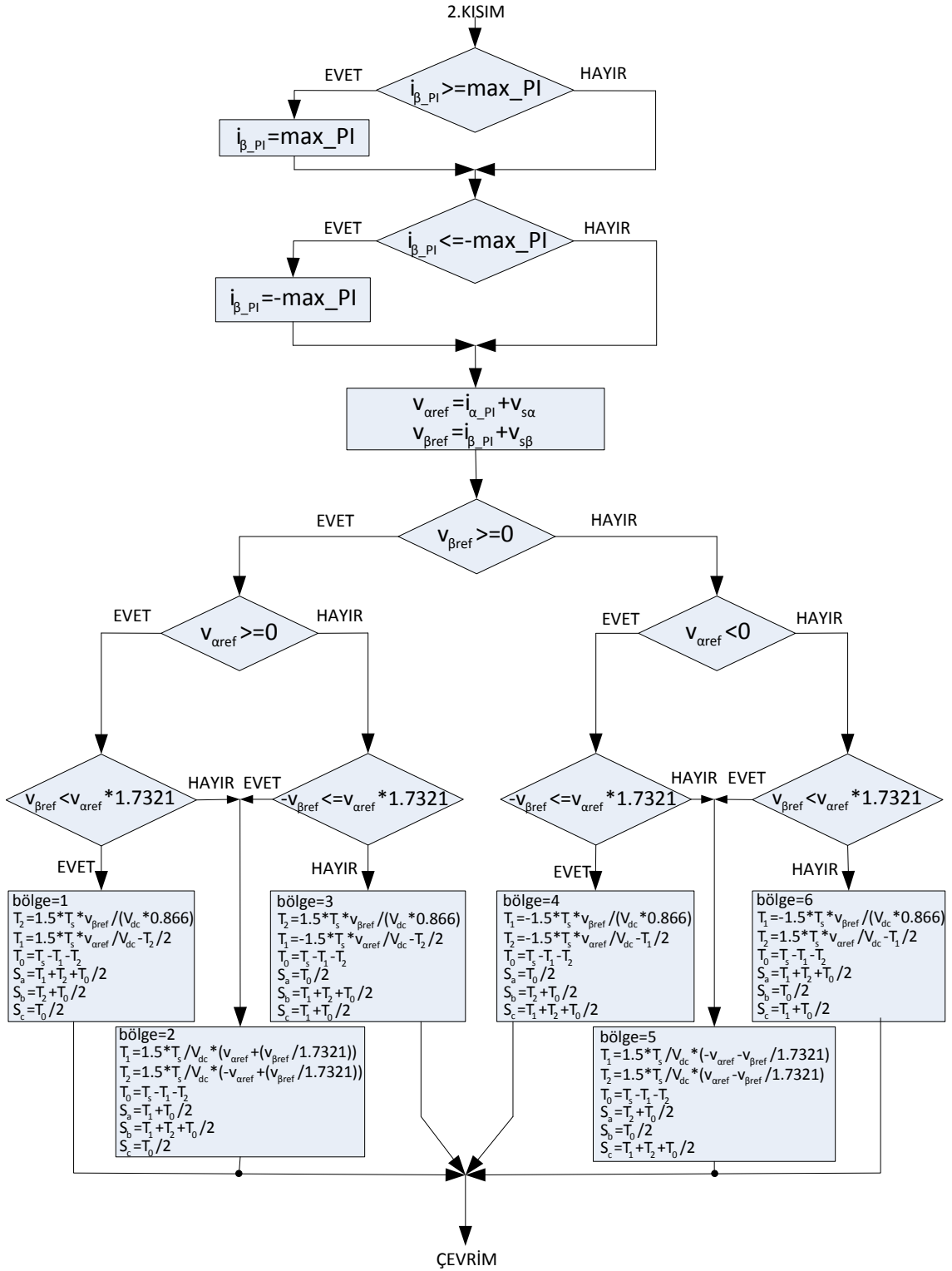
Ana inverterin kontrolü üç fazlı inverterlerde yaygın olarak kullanılan SVPWM tekniği ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.2-Şekil 5.3'te SVPWM kontrol yönteminin Simulink kontrol modeli ve akış diyagramı görülmektedir. Şekil 5.2'de gösterilen *SVPWM kontrol* bloğuna üç faz şebeke gerilimi, üç faz şebeke akımı, DC bara gerilimi, K_p ve K_i katsayıları ile referans çıkış gücü giriş olarak verilmektedir. Bu blok içinde bulunan yazılım ile S_a , S_b , S_c anahtarlama süreleri hesaplanmakta ve PWM sinyalleri üretilmektedir.



Şekil 5.2 SVPWM kontrollü inverterin Simulink kontrol modeli

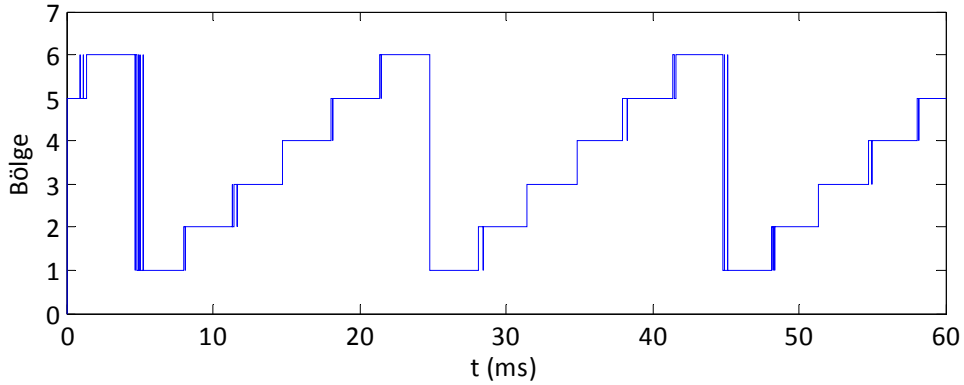
Şekil 5.3'te *SVPWM kontrol* bloğunun içinde kullanılan algoritmanın akış diyagramı görülmektedir. Algoritmanın başlangıcında sabit değerler tanımlanır, daha sonra devreden ilgili büyüklükler okunur. Şebeke gerilimi ve şebeke akımı α - β eksen takımına indirgenir, şebeke açısı tespit edilir ve akım referansı üretilir. Referans akım ve ölçülen akım kullanılarak akım hatası elde edilir. Bu akım hatası PI kontrolörden geçirilerek elde edilen sinyal ile şebeke gerilimi toplanır ve inverter çıkış gerilim referansı hesaplanır.





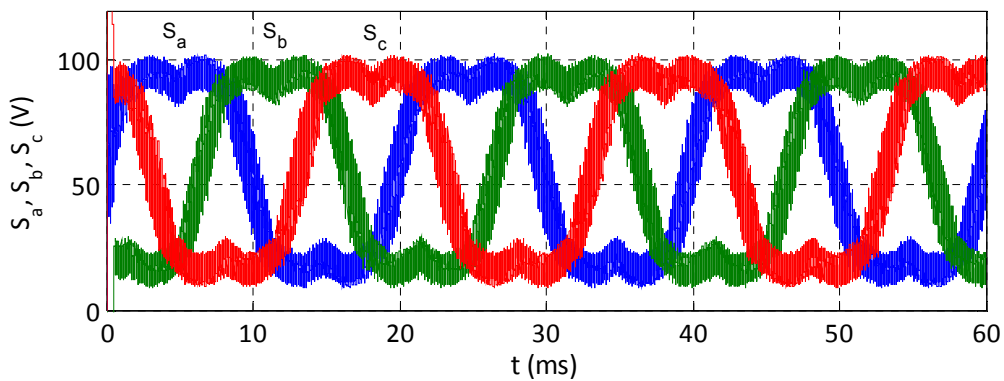
Şekil 5.3 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin SVPWM kontrol akış diyagramı

İnverter çıkış gerilimi referansının α - β bileşenleri hesaplandıktan sonra bu bileşenlere bağlı olarak referans bileşke vektörün içinde bulunduğu bölge tespit edilir. Referans vektörün bulunduğu bölgenin zamana bağlı olarak değişimi Şekil 5.4'te görülmektedir.

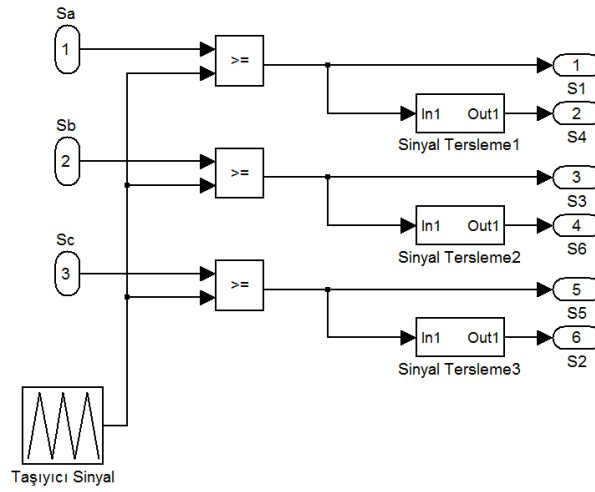


Şekil 5.4 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterde referans vektörün bölge değişimi

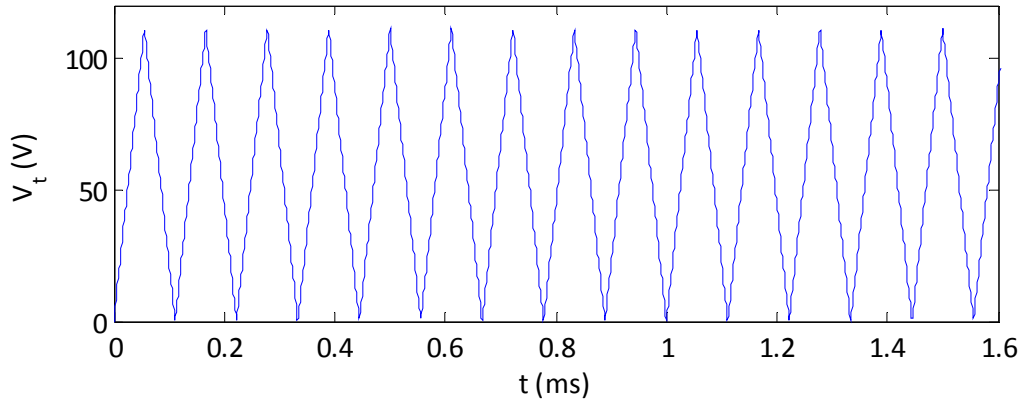
Bölge tespitinin ardından her bölge için ilk olarak T_1 , T_2 ve T_0 süreleri hesaplanır. Bu süreler referans vektörün içinde bulunduğu bölgeye ait aktif ve sıfır vektörleridir. Vektörlerin süreleri bulunduğundan sonra S_a , S_b ve S_c anahtarlama süreleri hesaplanır ve bu süreler Şekil 5.2'de görülen *Sinyal Üretme* bloğuna gönderilir. Şekil 5.6'da *Sinyal Üretme* bloğunun iç yapısı görülmektedir. Burada giriş olarak bloğa giren süreler Şekil 5.7'deki üçgen taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılarak S_a , S_b , S_c sürelerin taşıyıcı sinyalden büyük olduğu aralıklarda üst anahtarlama elemanlarının sinyalleri üretilir. Sinyal tersleme bloklarının içerisinde üst anahtar sinyalleri terslenerek alt anahtar sinyalleri elde edilir. Şekil 5.8'de 1.bölgede oluşan anahtarlama sinyalleri görülmektedir.



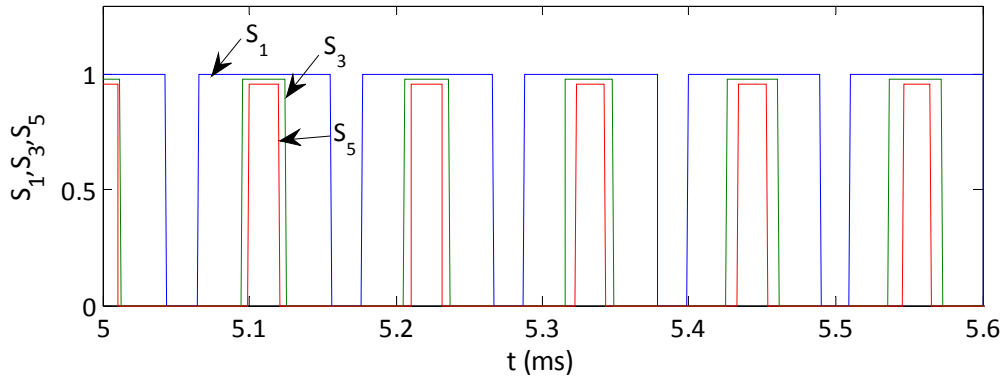
Şekil 5.5 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterde anahtarlama süreleri



Şekil 5.6 PWM sinyallerinin üretilmesi

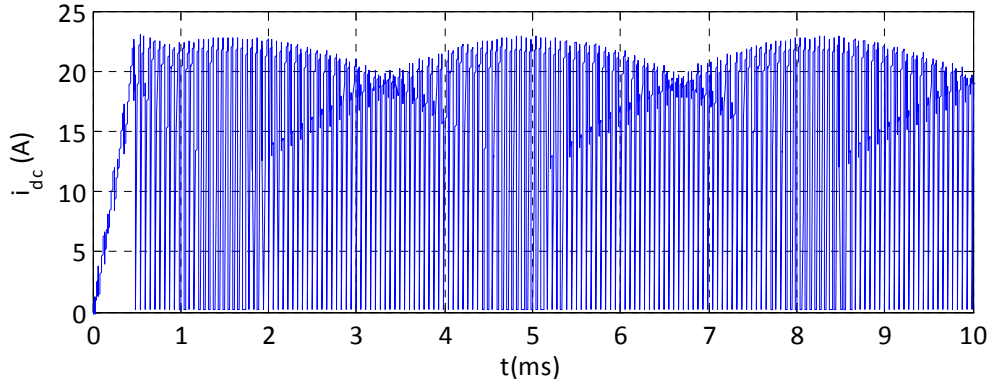


Şekil 5.7 Taşıyıcı sinyal



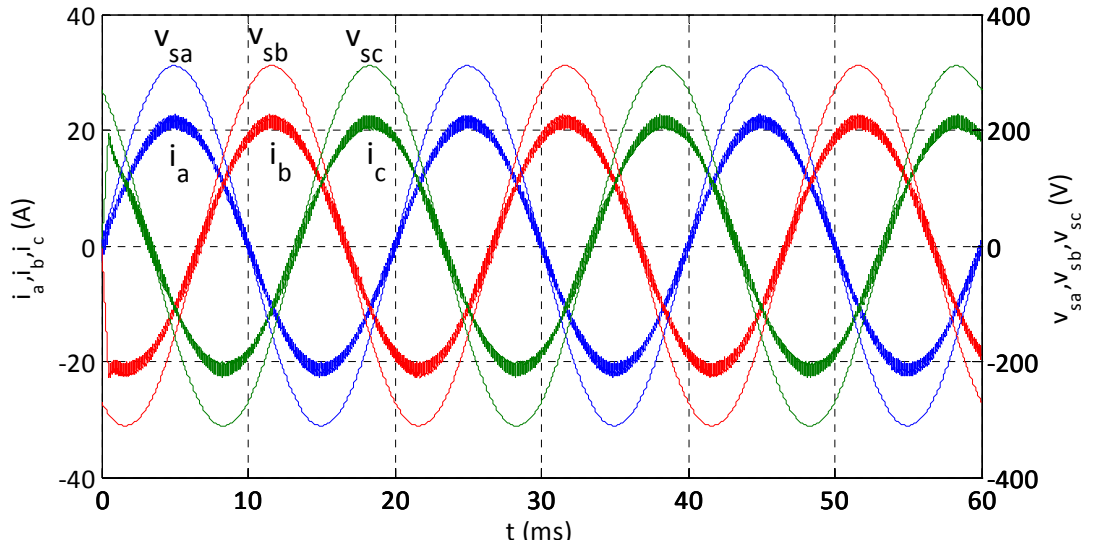
Şekil 5.8 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin 1.bölgedeki anahtarlama sinyalleri

Şekil 5.9'da DC baradan çekilen akımın dalga şekli görülmektedir. Bu akım şebekeye verilen faz akımlarının frekansının altı katı frekansta ve genliği şebeke akımı genliği ile aynı değerdedir.

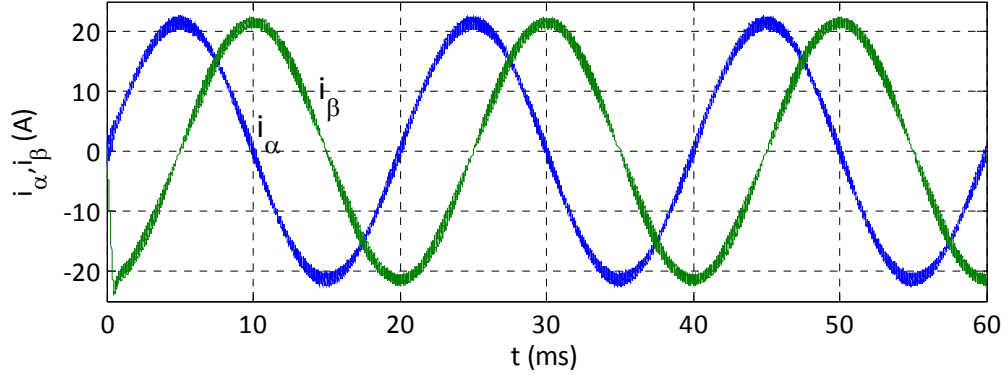


Şekil 5.9 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin DC bara akımı

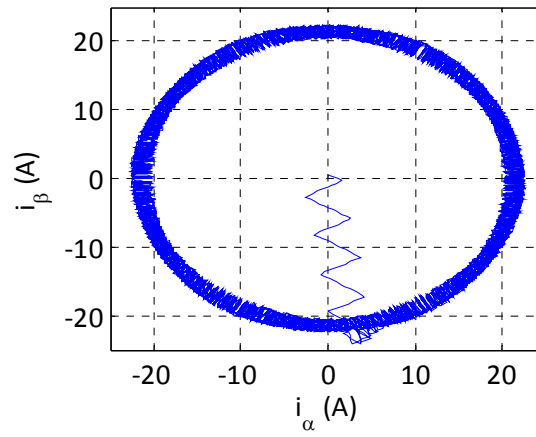
Şekil 5.10'da şebekeye 10 kW güç transferi yapan SVPWM kontrollü inverterin 800 V DC bara, 3 mH filtre endüktansı ve 9 kHz anahtarlama frekansı için ürettiği akımların değişimleri görülmektedir. Bu akımların efektif değeri 15 A olup, üretilen akımlar şebeke ile senkron ve 50 Hz frekansındadır. Şekil 5.11 ve Şekil 5.12'de şebeke akımının α - β bileşenlerinin zamana ve birbirine bağlı değişimleri görülmektedir. α - β bileşenleri arasında 90° faz farkı olduğu ve genliklerinin şebeke akımının genliği ile aynı olduğu Şekil 5.11'de görülmektedir.



Şekil 5.10 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin üç faz şebeke akımı

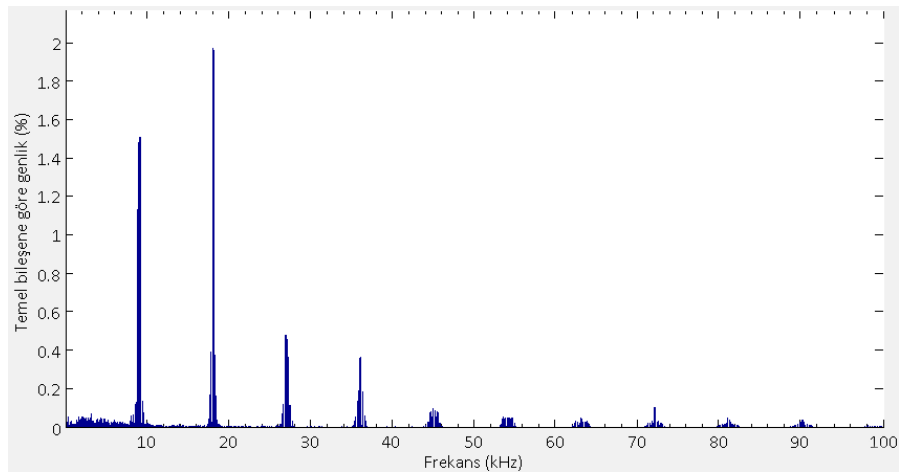


Şekil 5.11 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin şebeke akımı α - β bileşenlerinin zamana göre değişimi



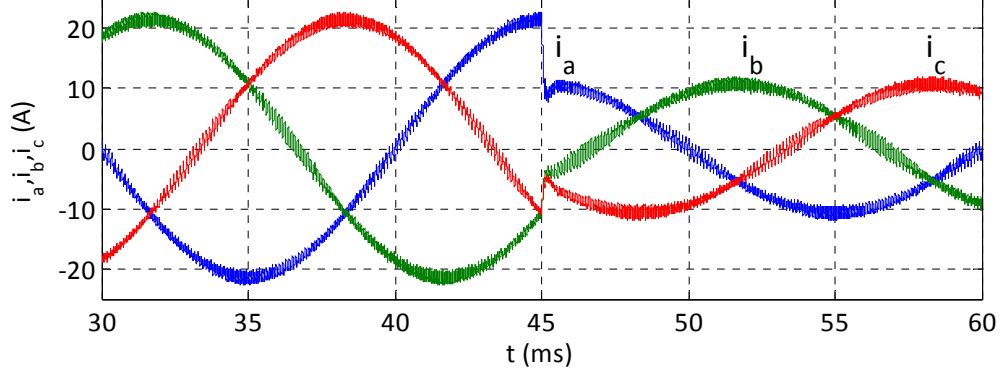
Şekil 5.12 Üç fazlı şebekeye bağlı inverterin şebeke akımı α - β bileşenlerinin birbirlerine göre değişimi

Şekil 5.10'da verilen şebeke akımlarının harmonik içeriği Şekil 5.13'te görülmektedir. Akımın temel bileşenin genliği %100 kabul edilmiş ve şekilde harmoniklerin genliklerinin temel bileşene oranı gösterilmiştir. Akımın THD değeri %3.9 olmaktadır.

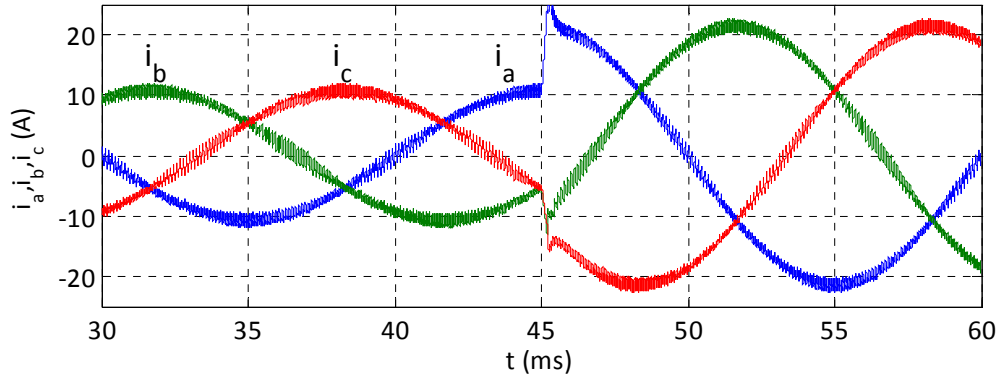


Şekil 5.13 Şebekeye aktarılan akımın harmonik içeriği

Şekil 5.14 ve Şekil 5.15'te şebekeye aktarılan gücün 10 kW'tan 5 kW'a düşmesi ve 5 kW'tan 10 kW'a çıkması durumlarındaki sistemin dinamik cevabı görülmektedir. Sistem çalışırken 45 ms anında referans güç değiştirilmiştir. Hızlı bir şekilde akımların yeni referans değerine ulaştığı görülmektedir.



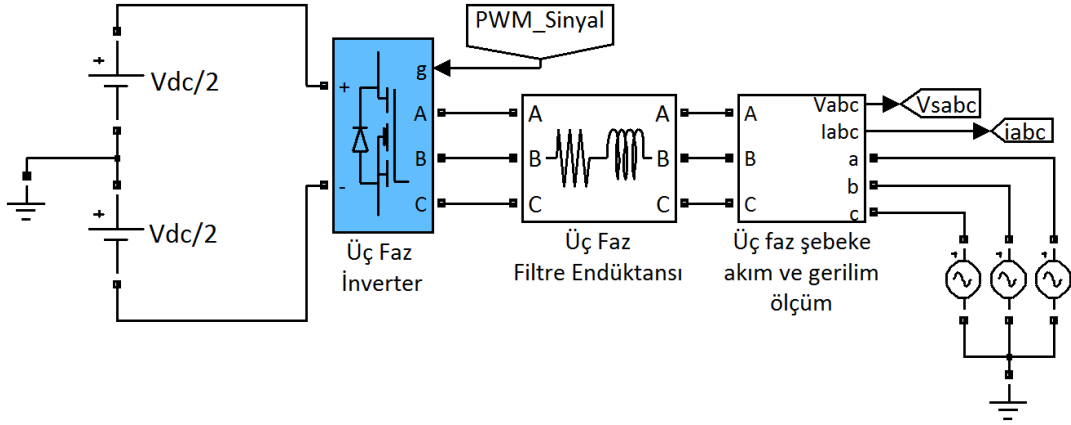
Şekil 5.14 SVPWM kontrollü inverterin dinamik cevabı (10 kW→5kW)



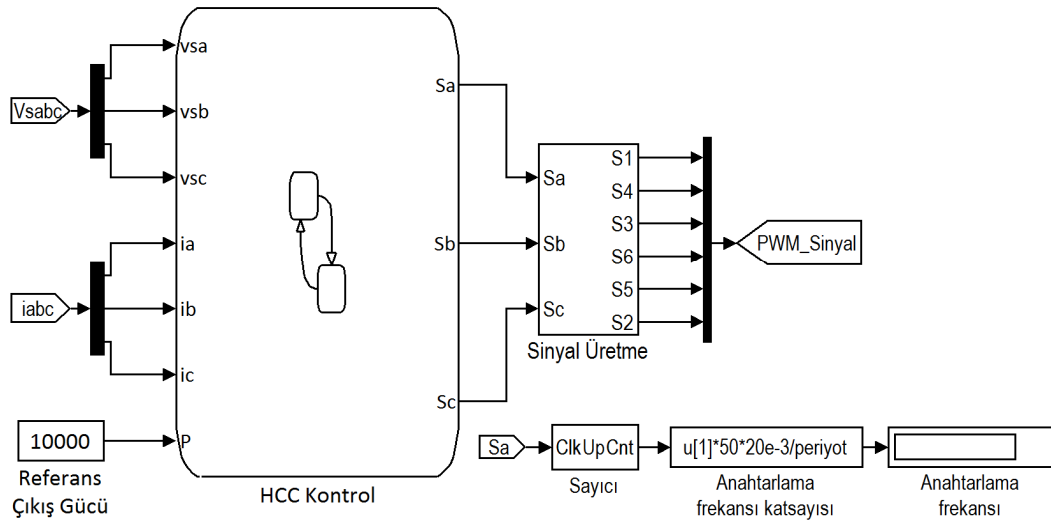
Şekil 5.15 SVPWM kontrollü inverterin dinamik cevabı (5 kW→10kW)

5.2 Histerezis Kontrollü Dört Yollu İnverterin Simülasyonu

Şekil 5.16'da dört yollu inverterin Simulink modeli görülmektedir. Modelde şebeke geriliminin nötr noktası ile DC baranın orta noktası birleştirilmiştir. DC bara gerilimi ikiye bölünmüş olup faz çıkış gerilimi anahtarlama durumuna bağlı olarak $V_{dc}/2$ ve $-V_{dc}/2$ olarak değişmektedir. DC baranın orta noktası ile şebekenin nötr noktasının birleştirilmesi ile sistem birbirinden bağımsız tek fazlı üç adet inverter olarak çalışmaktadır. Şekil 5.17'de inverterin Simulink kontrol modeli verilmiştir. Modelde üç fazlı filtre endüktansı ve seri eşdeğer direnci, üç faz akım-gerilim ölçümü ve şebekeyi temsil eden üç faz gerilim kaynakları bulunmaktadır. Şekil 5.18'deki kontrol algoritması ile şebekeye aktarılan akımlar kontrol edilerek enerji aktarımı yapılmaktadır.

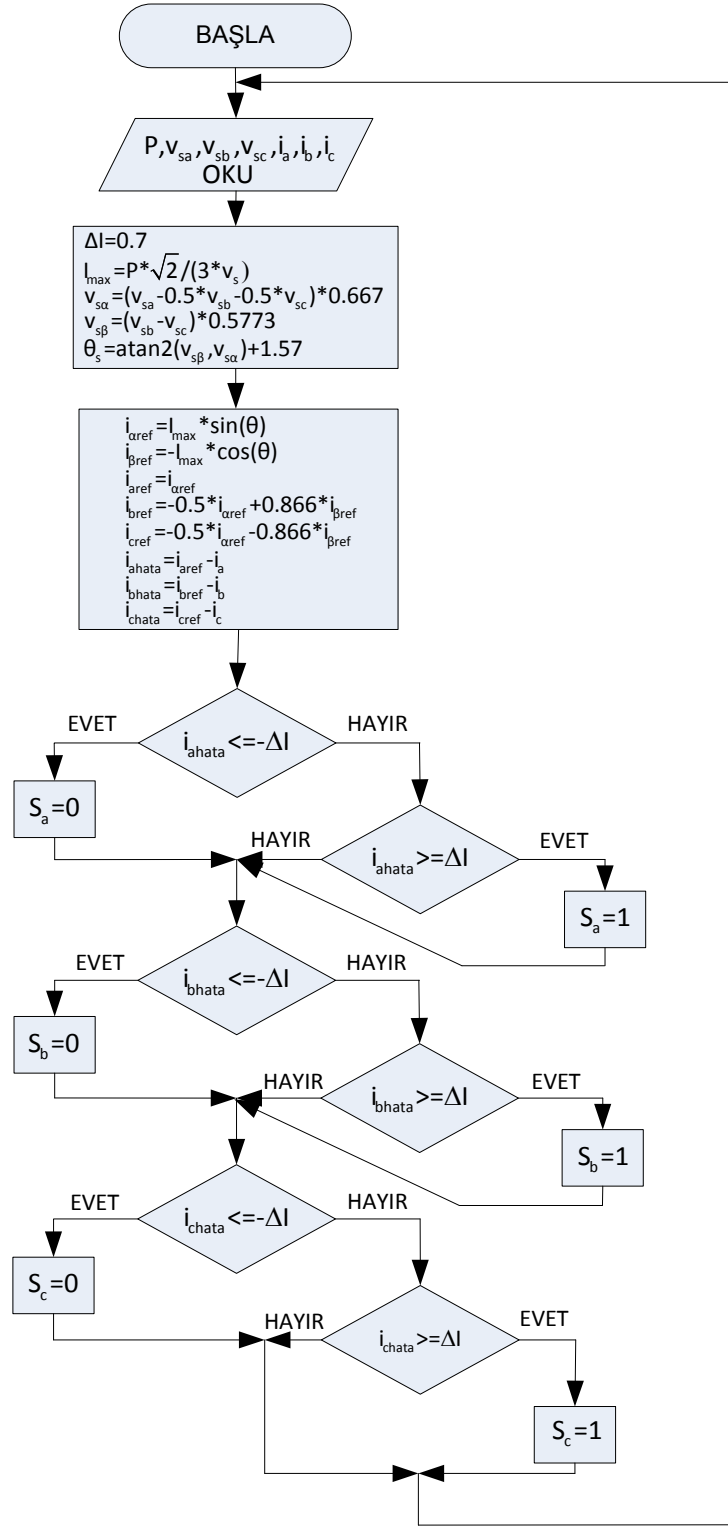


Şekil 5.16 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yönlü inverterin Simulink modeli



Şekil 5.17 Histeresis kontrollü üç fazlı şebekeye bağlı inverterin Simulink modeli

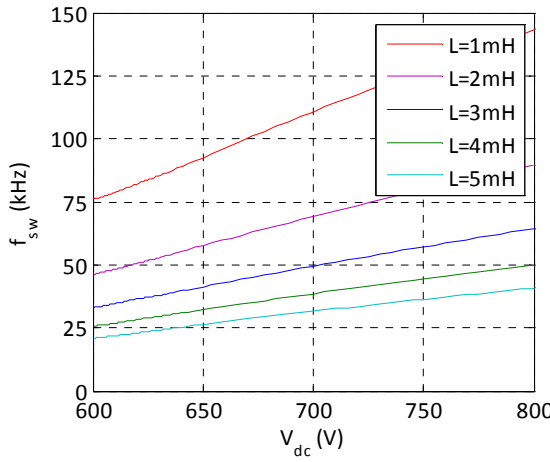
Referans çıkış gücü ve ölçülen üç faz şebeke gerilimi ve akımı *HCC Kontrol* bloğunda çalışan kontrol algoritmasında kullanılarak çıkış akımını üretecek olan sinyaller elde edilir. Şekil 5.18’de HCC kontrol akış diyagramı verilmiştir. Ölçülen üç faz şebeke gerilimi ile şebeke açısı tespit edilmektedir. Şebeke açısı ve çıkış gücü referans değeri kullanılarak akım referansı üretilir. Üç faz şebeke akımı ve referans akımlar karşılaştırılarak üç faz için akım hatası elde edilir. Her fazın akım hatası histeresis bant ile karşılaştırılarak S_a , S_b ve S_c sinyalleri elde edilir. Bu sinyaller *Sinyal Üretme* bloğuna gönderilir. *Sinyal Üretme* bloğu alt ve üst anahtarların sinyallerini üreterek ilgili anahtarlara iletmektedir. Şekil 5.17’de ortalama anahtarlama frekansı hesap bloğu gösterilmiştir. Önce bir anahtarın toplam çalışma süresi içindeki anahtarlama sayısı tespit edilir. Daha sonra bu sayı bir *Anahtarlama frekansı katsayısı* ile çarpılır ve bir anahtarın ortalama anahtarlama frekansı hesaplanır.



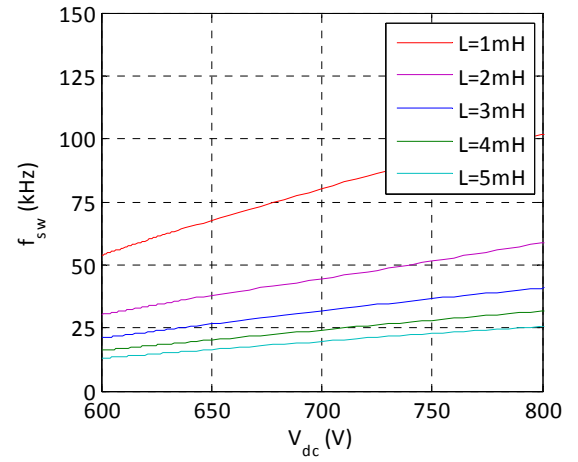
Şekil 5.18 Histerezis akım kontrol yöntemi akış diyagramı

THD açısından uygun parametrelerin kullanılması durumunda inverterin ortalama anahtarlama frekansına bakılarak uygulama devresi açısından parametre uygunluğu değerlendirilebilir. Şekil 5.19’da farklı filtre endüktansı ve DC bara gerilimlerinde

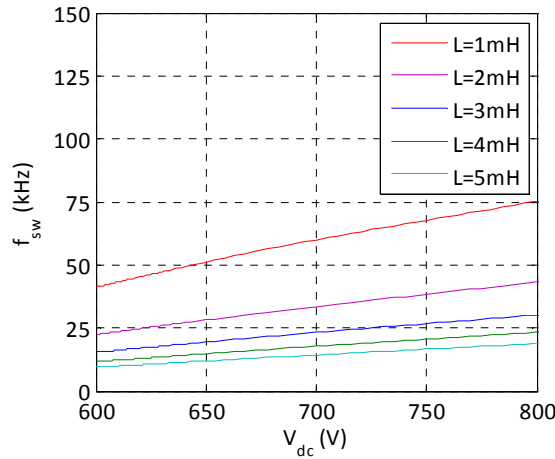
histerezis kontrollü inverterin histerezis bant genişliğine bağlı ortalama anahtarlama frekansı değişimi görülmektedir. (3.37) ve (3.38) eşitliklerinden anlaşıldığı gibi bir endüktansın akım değişim hızı endüktansın gerilimine ve değerine bağlıdır. Şekil 5.19 incelendiğinde DC bara geriliminin artışı ile beraber anahtarlama frekansının da arttığı görülmektedir. Artan DC bara gerilimi ile endüktans akımının değişim hızı artmakta ve akım tanımlanan alt ve üst histerezis banda daha kısa sürede ulaşarak inverter yüksek anahtarlama frekansında çalışmaktadır. Şekil 5.19'da görüldüğü gibi endüktans değerinin ve histerezis bant genişliğinin artması inverterin daha düşük anahtarlama frekansında çalışmasını sağlamaktadır.



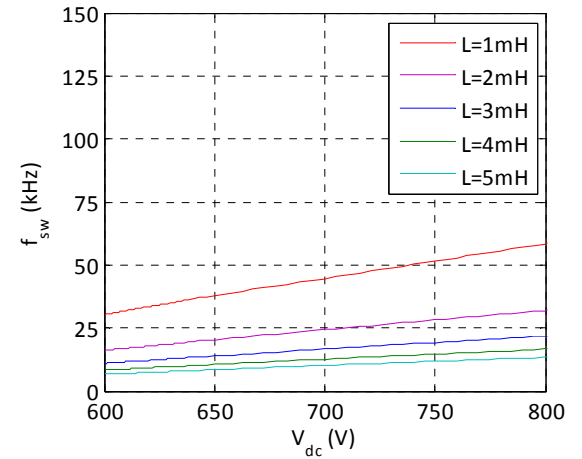
(a) $\Delta I = 0.3 \text{ A}$



(b) $\Delta I = 0.5 \text{ A}$



(c) $\Delta I = 0.7 \text{ A}$



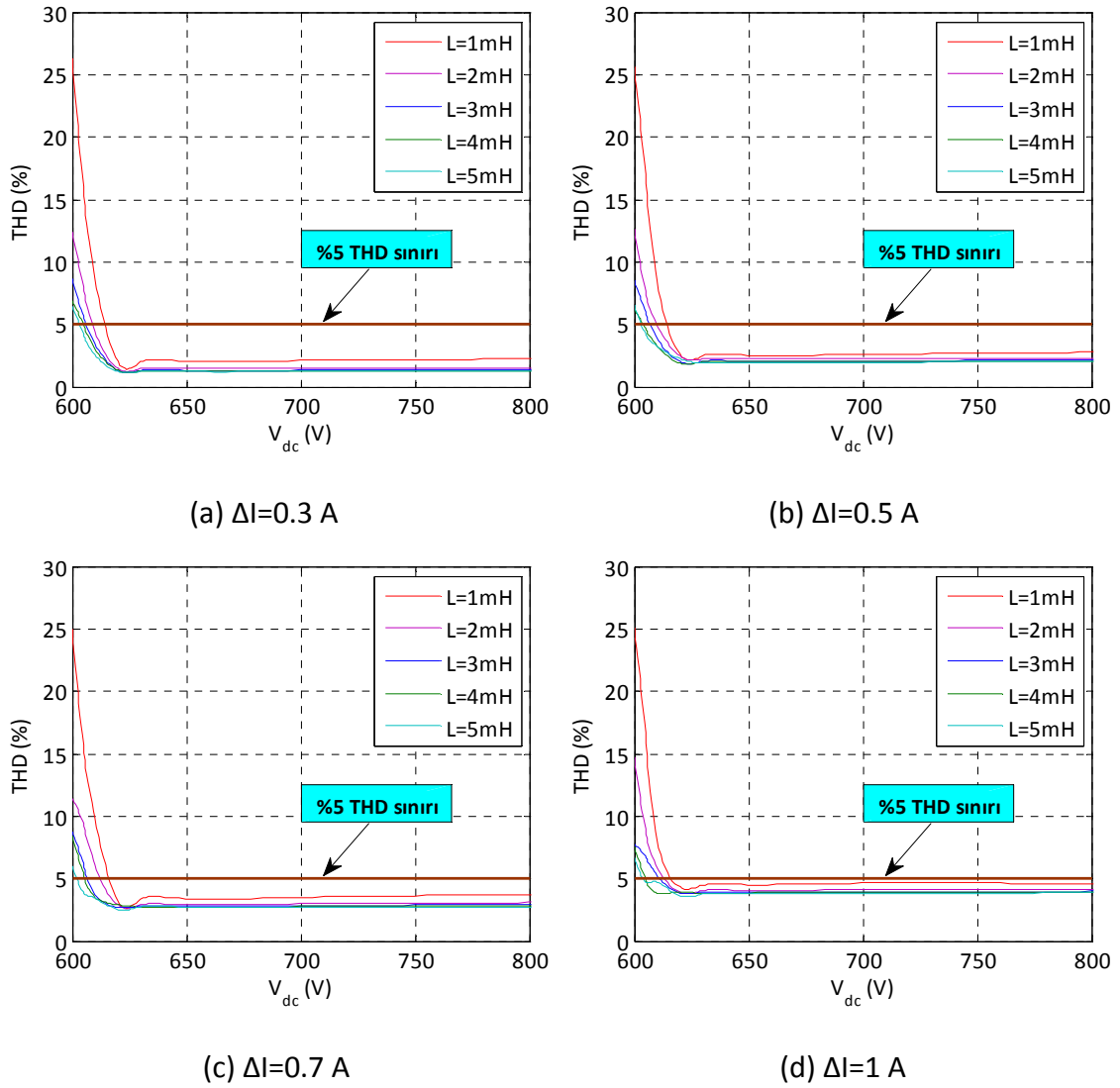
(d) $\Delta I = 1 \text{ A}$

Şekil 5.19 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin ortalama anahtarlama frekansının L ve V_{dc} 'ye bağlı değişimi

Endüktans üzerindeki gerilimin artması, düşük bant genişliği ve düşük endüktans değeri anahtarlama frekansının yüksek değerler almasına neden olmaktadır. Parametre seçimi inverter anahtarlama frekansının uygulama açısından uygun seviyede olacak şekilde yapılmalıdır.

Şekil 5.20’de DC bara gerilimi ve filtre endüktansına bağlı olarak elde edilen şebeke akımı THD değişimleri ve %5 THD sınır düzlemi görülmektedir. Verilen değişimlerde, filtre endüktansı ve belirli bir seviyenin üzerindeki DC bara gerilimi değişiminde aynı histerezis bant genişliği için THD değerinin değişmediği görülmektedir. Ancak histerezis bant genişliğinin artışı ile birlikte akımın THD değerinin yükseldiği görülmektedir. Endüktans ve DC bara gerilimine bağlı olarak oluşan anahtarlama frekansı değişimi ve THD değişimi incelendiğinde bu iki parametre arasında ters ilişki olduğu anlaşılmaktadır. Düşük histerezis bant genişliği düşük THD sağlarken yüksek anahtarlama frekansına neden olmaktadır. Şebekeye bağlı bir inverterin, ürettiği akımların $THD < \%5$ şartını sağlaması gerekmektedir. Bu nedenle parametre seçiminde ilk olarak bu sınırı sağlayan parametreler dikkate alınmalı, daha sonra bu parametrelerin kullanımı durumunda ortaya çıkan anahtarlama frekansı incelenmelidir. Değişimlerde verilen anahtarlama frekansı değerleri, temel periyot boyunca ortaya çıkan ortalama anahtarlama frekansıdır. Anahtarlama frekansının ani olarak değiştiği ve sıfır geçiş noktasının civarında maksimum seviyeye ulaştığı dikkate alınmalıdır. Devrenin gerçekleştirilmesi aşamasında, anahtarlama frekansının bu değişimi göz ardı edilmemeli ve uygun anahtarlama elemanları seçilmelidir.

Akım THD değişimleri incelendiğinde, düşük DC bara gerilimlerinde THD değerinin çok yüksek değerler aldığı görülmektedir. THD değerinin yüksek değerler aldığı bu bölgede DC bara gerilimi şebeke geriliminden düşüktür. DC bara geriliminin şebeke geriliminden düşük olduğu anlarda akım kontrolü yapılamamaktadır ve referans akım üretilemediğinden akım THD değeri artmaktadır.



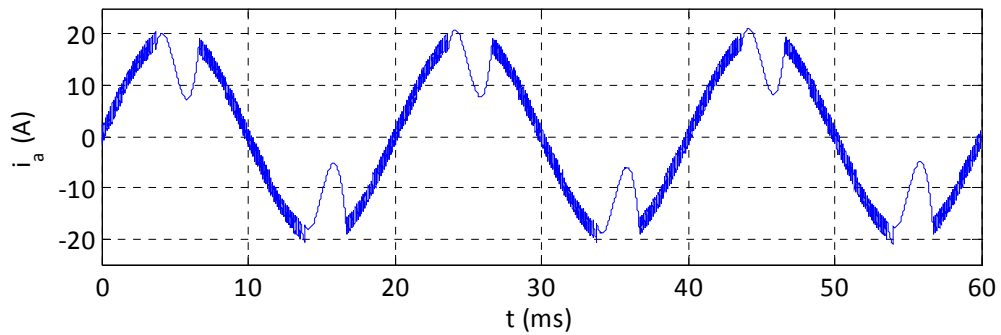
Şekil 5.20 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin çıkış akımı THD değerinin L ve V_{dc} 'ye bağlı değişimi

Şekil 5.21-Şekil 5.25'de farklı DC bara gerilimleri için 1 mH filtre endüktansı ve 0.7 A histerezis bant kullanılarak üretilen şebeke akımları görülmektedir. 630 V DC bara gerilimine kadar akımın tepe değeri bölgelerinde kontrol yapılamamaktadır ve bu zaman aralığında şebeke gerilimi kondansatör geriliminden ($V_{dc}/2$) büyük olduğundan sürekli olarak azalmaktadır. Şebeke geriliminin azalması ile DC bara gerilimi şebeke geriliminden büyük olmakta ve akım kontrolü sağlanabilmektedir.

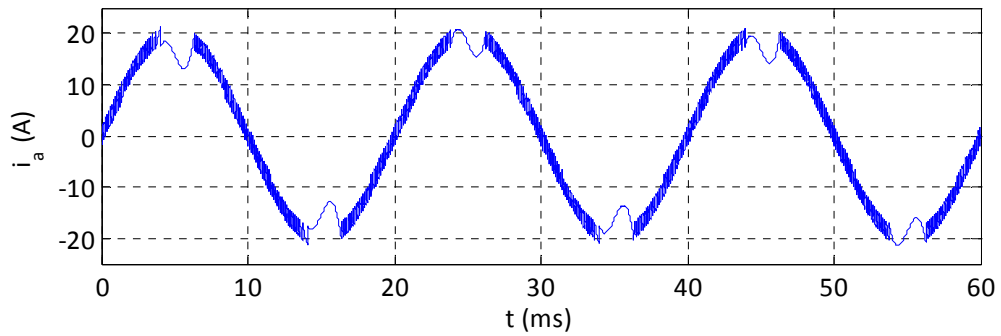
Üç fazlı dört yollu inverterde bir faz giriş gerilimi bir kondansatörden sağlanmaktadır ve bir kondansatörün gerilimi DC bara geriliminin yarısı kadardır. Tüm periyotta akım kontrolünün sağlanabilmesi için inverter çıkış geriliminin şebeke faz-nötr geriliminin tepe değerinden büyük olması gerekir. Efektif değeri 220 V olan şebeke için bir DC bara

kondansatörünün gerilim değerin minimum 311 V olması gerekmektedir. DC bara iki eşit değerli kondansatörden oluştuğundan 622 V toplam DC bara gerilimine ihtiyaç vardır.

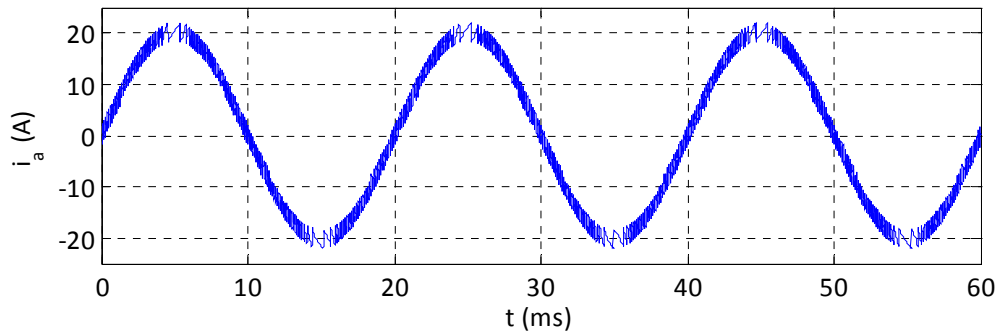
Şekil 5.23-Şekil 5.25 incelendiğinde, 622 V üzerindeki farklı DC bara gerilimlerinde akım değişimleri görülmektedir. Aynı histerezis bant genişliği kullanıldığından dolayı dalgalanma miktarı değişmemekte ve verilen eğrilerde görüldüğü gibi THD değerleri birbirine çok yakın çıkmaktadır. Ancak Şekil 5.19'daki anahtarlama frekansı değişimi incelendiğinde ise artan DC bara gerilimi ile beraber anahtarlama frekansında artış olduğu gözlemlenmektedir.



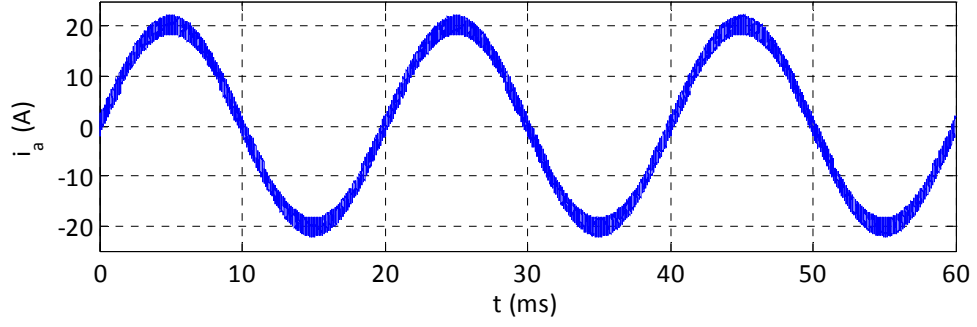
Şekil 5.21 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=600$ V)



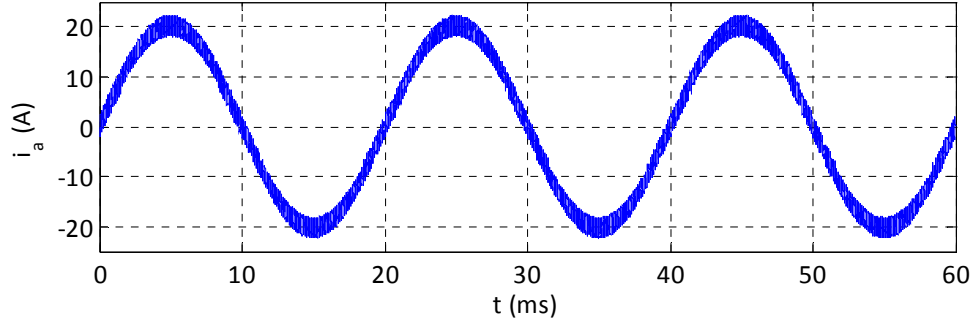
Şekil 5.22 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=610$ V)



Şekil 5.23 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=630$ V)

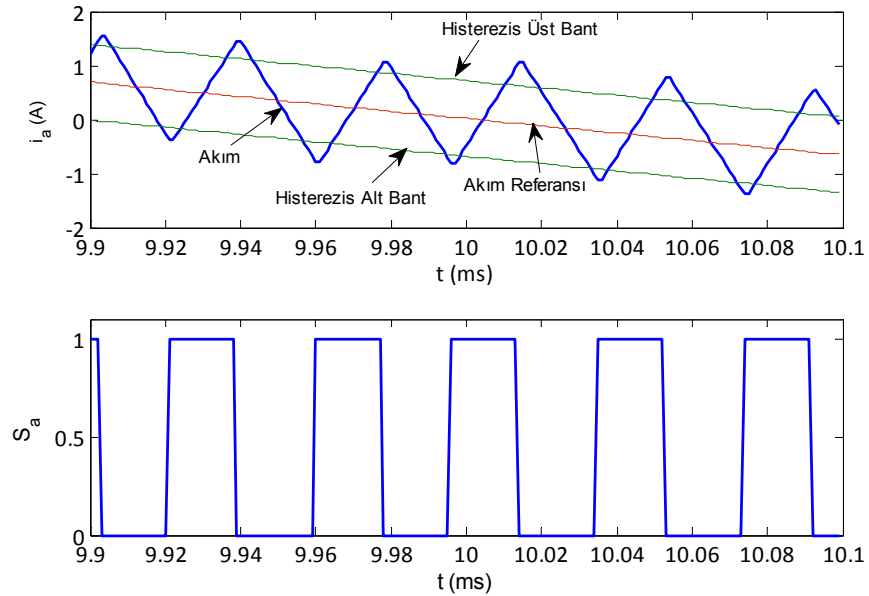


Şekil 5.24 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=700$ V)



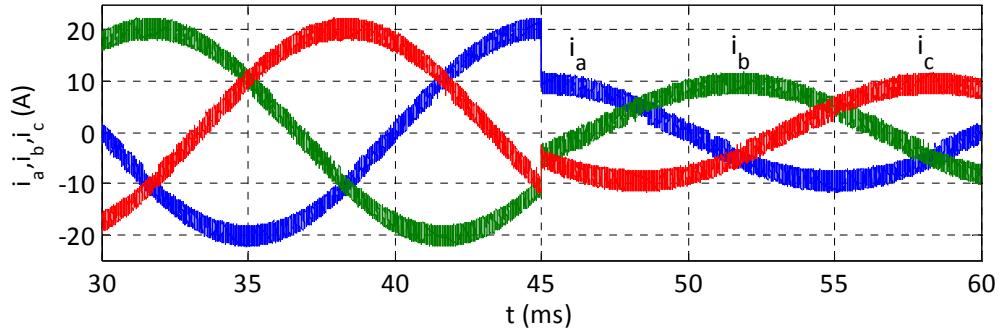
Şekil 5.25 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=800$ V)

Şekil 5.26’da şebeke akımı referansı, alt-üst bant, şebeke akımı ve a-fazı anahtarlama durumu görülmektedir. Her faz ayrı olarak kontrol edildiğinden dolayı a-fazının bağlı olduğu inverter kolunun üst anahtarı iletme girdiğinde akım artmakta ve anahtar kesime girdiğinde akım azalmaktadır. Akım diğer faz kollarındaki anahtarlamalardan etkilenmemektedir.

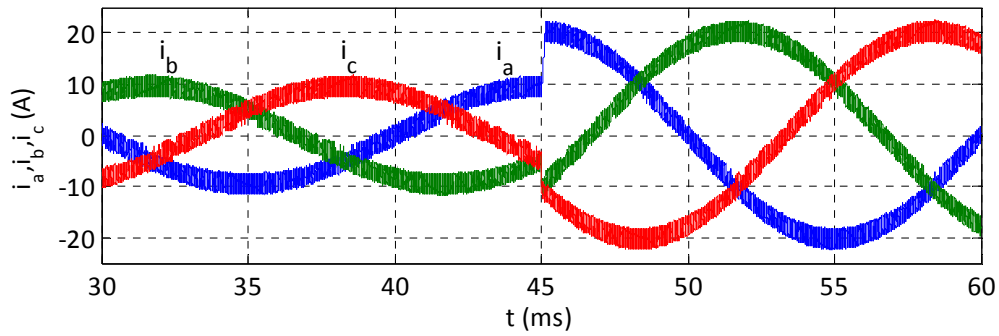


Şekil 5.26 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterde anahtarlama sinyaline bağlı olarak şebeke akımının histeresis bant içindeki değişimi

Şekil 5.27 ve Şekil 5.28’de sırasıyla çıkış gücünün 10 kW’tan 5 kW’a düşmesi ve 5 kW’tan 10 kW’a çıkması durumunda HCC kontrollü inverterin dinamik cevabı görülmektedir. HCC kontrolün hızlı dinamik cevap özelliği sayesinde şebeke akımının yeni referans değerine hızlı bir şekilde ulaştığı görülmektedir.



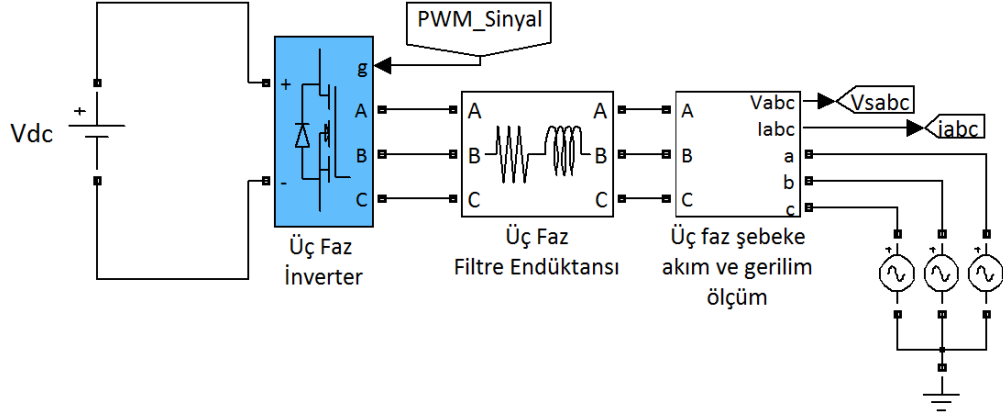
Şekil 5.27 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin dinamik cevabı (10 kW→5kW)



Şekil 5.28 Üç fazlı şebekeye bağlı dört yollu inverterin dinamik cevabı (5 kW→10 kW)

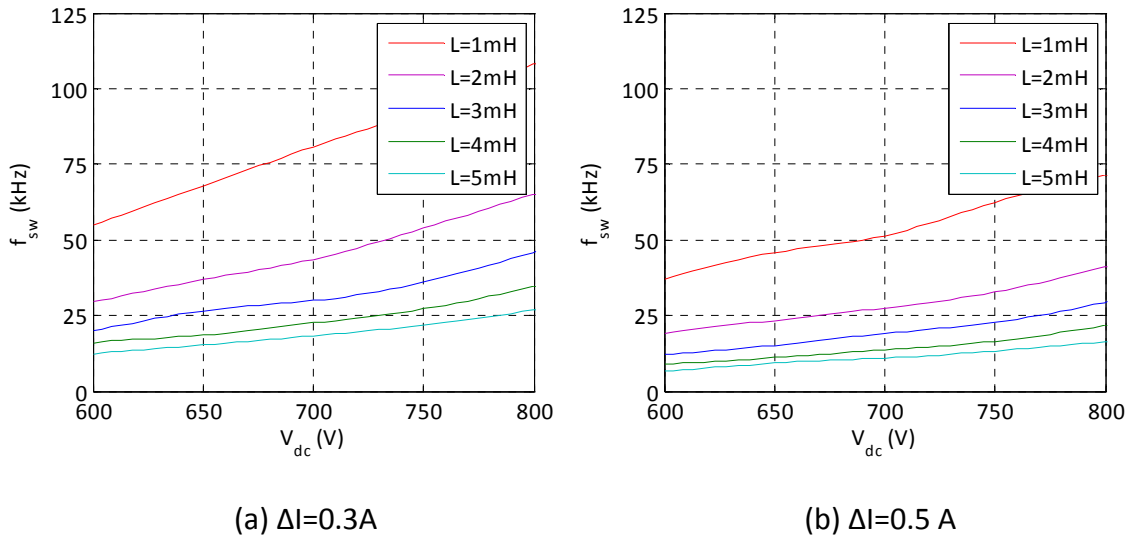
5.3 Histerezis Kontrollü Üç Yollu İnverterin Simülasyon Sonuçları

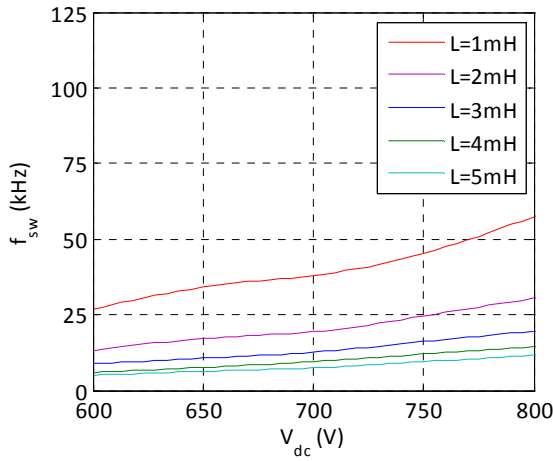
Şekil 5.29’te üç fazlı üç yollu inverterin Simulink modeli verilmiştir. Bu sistemde inverterin DC barası ile şebeke nötr noktası arasında doğrudan bir bağlantı yoktur. Dört yollu inverterden farklı olarak her fazın anahtarlama diğer fazların akımlarını etkilemektedir. Kontrol algoritması dört yollu için verilen Şekil 5.18’de görülen algoritma ile aynıdır.



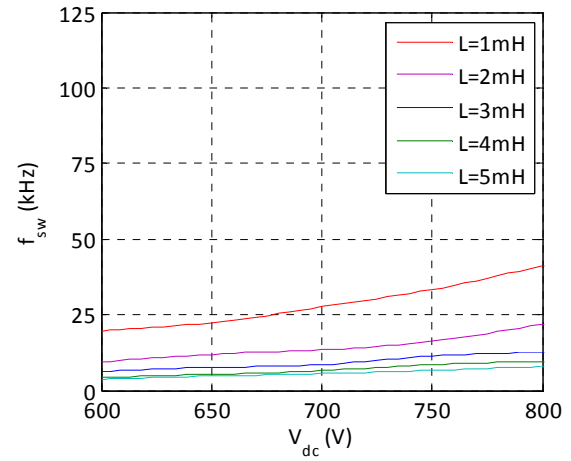
Şekil 5.29 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin Simulink modeli

Şekil 5.30'da farklı filtre endüktansı ve DC bara gerilimlerinde histerezis kontrollü üç yollu inverterin histerezis bant genişliğine bağlı ortalama anahtarlama frekansı değişimi görülmektedir. Üç yollu inverterde elde edilen sonuçlara benzer olarak, DC bara geriliminin artışı ve filtre endüktansının azalması ile beraber anahtarlama frekansı artmaktadır. Histerezis bant genişliğinin artması ile beraber anahtarlama frekansının azaldığı farklı eğrilerde görülebilmektedir. Verilen değişimler dört yollu inverter sonuçları ile karşılaştırıldığında aynı parametreler için üç yollu inverterin anahtarlama frekansı dört yollu invertere göre daha düşüktür.





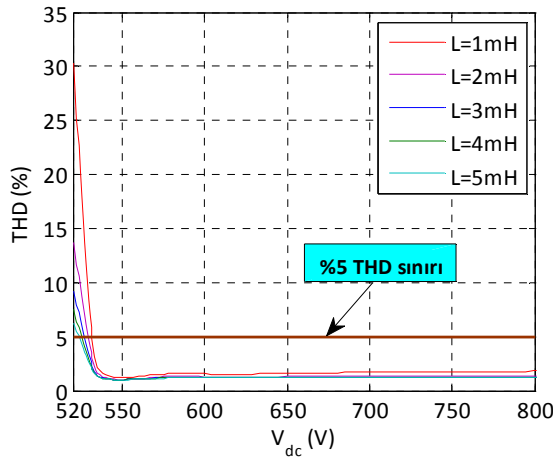
(c) $\Delta I=0.7A$



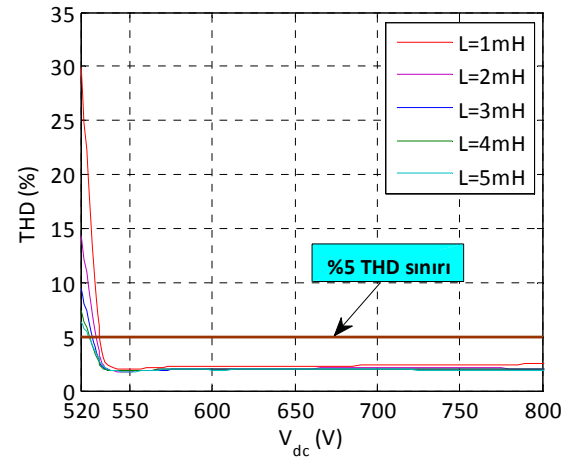
(d) $\Delta I=1 A$

Şekil 5.30 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin ortalama anahtarlama frekansının L ve V_{dc} 'ye bağlı değişimi

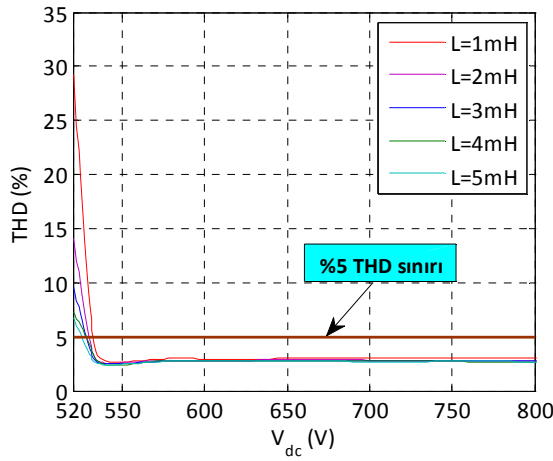
Üç yollu inverterin farklı parametreler için THD değişimleri ve %5 THD sınır çizgisi Şekil 5.31'de verilmiştir. Değişimlerden görülmektedir ki, dört yollu inverterde elde edilen sonuçlara benzer olarak düşük seviye DC bara gerilimlerinin altında THD değeri yüksek değerler almaktadır. DC bara geriliminin artışı ile beraber THD değeri düşmekte ve sabitlenmektedir. Filtre endüktansı bakımından incelendiğinde endüktansın büyümesi ile beraber THD azalmaktadır.



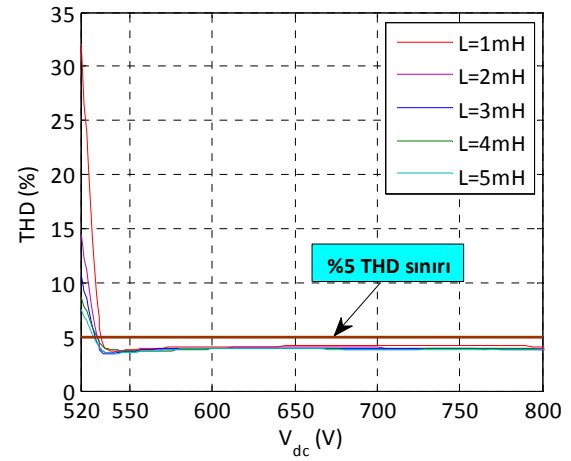
(a) $\Delta I=0.3A$



(b) $\Delta I=0.5 A$



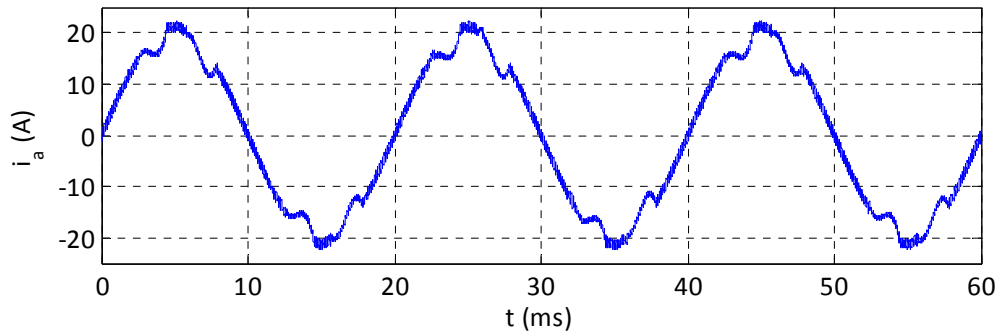
(c) $\Delta I=0.7A$



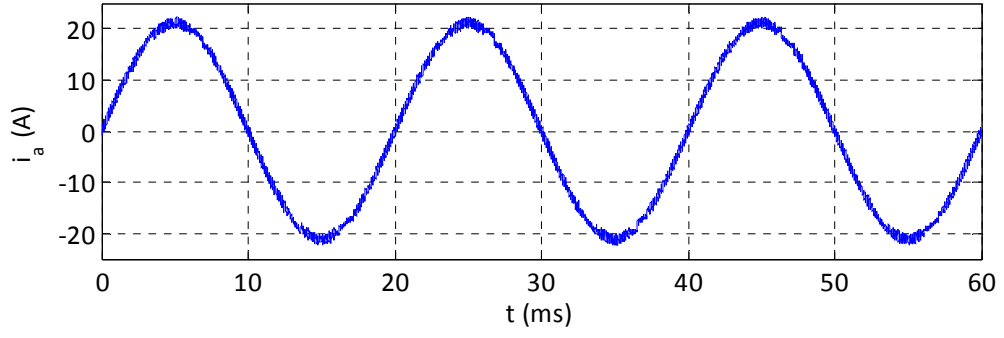
(d) $\Delta I=1A$

Şekil 5.31 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin çıkış akımı THD değerinin L ve V_{dc} 'ye bağlı değişimi

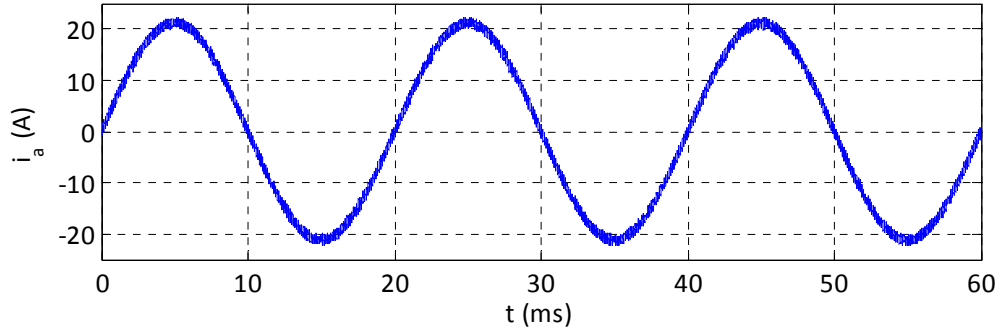
Üç yollu inverterde farklı DC bara gerilimleri için 1 mH filtre endüktansı ve 0.7 A histerezis bant kullanılarak üretilen şebeke akımları görülmektedir. Üç fazlı üç yollu inverterde dört yollu inverterden farklı olarak tüm periyotta akım kontrolünün sağlanabilmesi için inverter çıkış geriliminin şebeke fazlar arası gerilimin tepe değerinden büyük olması gerekmektedir. Efektif değeri 220 V olan şebeke için DC bara kondansatörünün minimum gerilim gereksinimi 537 V'tur. Şekil 5.32 ve Şekil 5.33'te görüldüğü gibi 530 V DC bara geriliminde akım kontrolü tam olarak sağlanamazken 540 V DC bara geriliminde akım tüm periyot içinde kontrol edilebilmekte ve sinüzoidal şebeke akımı üretilebilmektedir. Şekil 5.34-Şekil 5.36'da 600 V, 700 V ve 800 V DC bara gerilimlerinde üretilen sinüzoidal şebeke akımı dalga şekli görülmektedir.



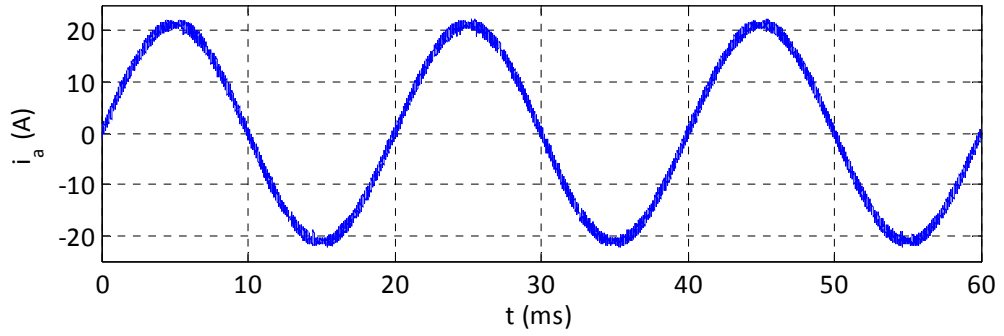
Şekil 5.32 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=530 V$)



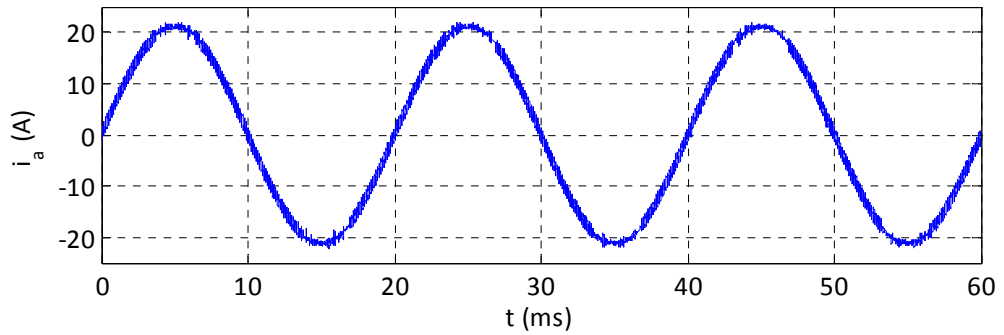
Şekil 5.33 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=540$ V)



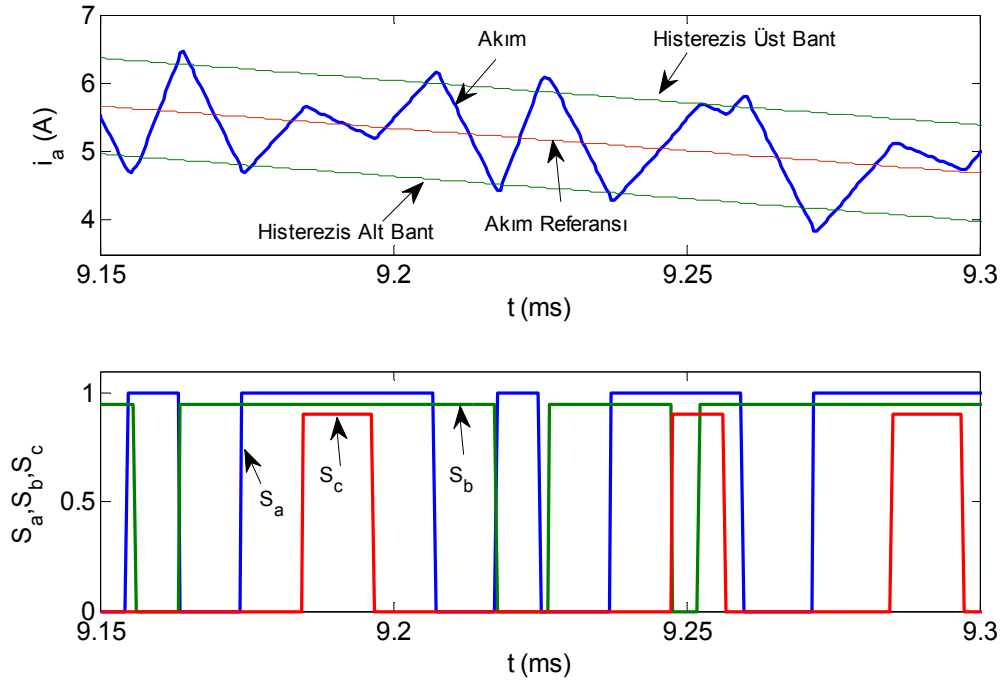
Şekil 5.34 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=600$ V)



Şekil 5.35 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=700$ V)



Şekil 5.36 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterin şebeke akımı ($V_{dc}=800$ V)



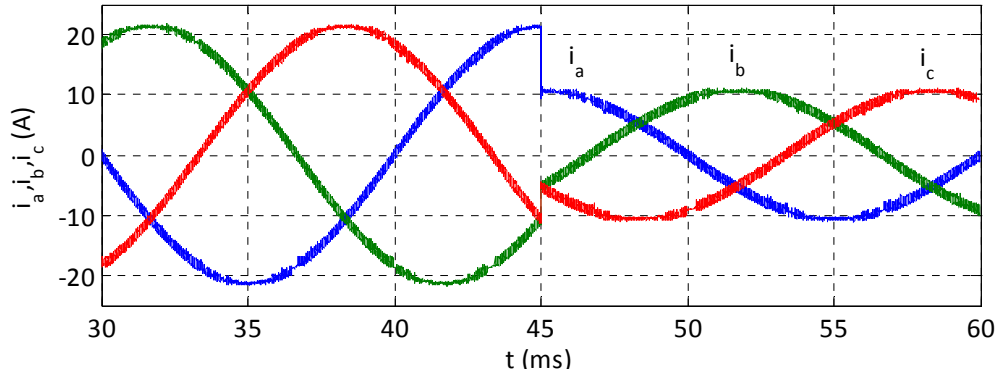
Şekil 5.37 Üç fazlı şebekeye bağlı üç yollu inverterde anahtarlama sinyallerine bağlı olarak şebeke akımının histerezis bant içindeki değişimi

Şekil 5.37’de şebeke akımı referansı, alt-üst bant, şebeke akımı değişimi ve a-fazı, b-fazı, c-fazı anahtarlama durumları görülmektedir. Üç fazın anahtarlama sinyallerinin net olarak görülebilmesi için genlikleri küçültülmüştür. Şekil 5.26’daki dört yollu inverter akımı ile karşılaştırıldığında, dört yollu inverterde akım a-fazı anahtarlama durumuna bağlı olarak değişmekte iken üç yollu inverterde akım diğer fazların anahtarlama durumlarından etkilenmektedir. Şekil 5.37’deki akım değişimi ve anahtarlama sinyalleri incelendiğinde görülmektedir ki, sadece a-fazı anahtarlama durumu $S_a=1$ iken akım artmakta ve diğer fazların anahtarlama durumları $S_b=1$ ve $S_c=1$ iken $S_a=1$ olmasına rağmen sıfır vektör uygulandığından akım azalmaktadır.

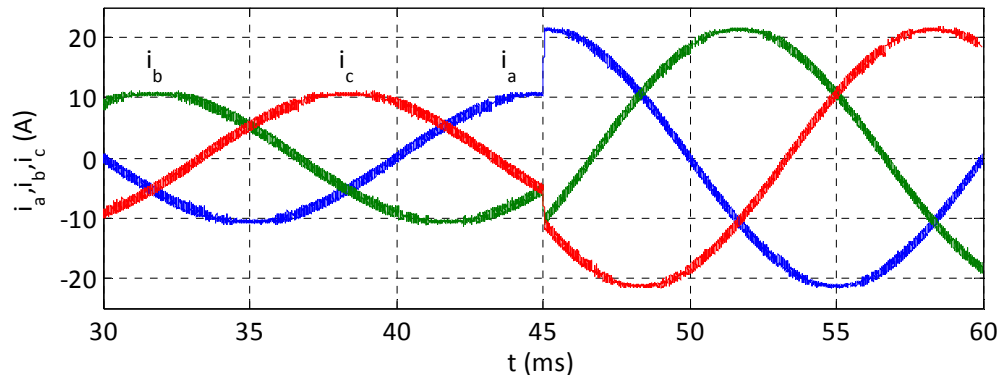
Şekil 5.38 ve Şekil 5.39’da çıkış gücünün 10 kW’tan 5 kW’a düşmesi ve 5 kW’tan 10 kW’a çıkması durumunda sistemin dinamik cevabı görülmektedir. Dört yollu inverterde elde edilen dinamik cevap ile benzer bir sonuçlar elde edildiği görülmektedir.

Şebekeye enerji aktarımında kullanılan histerezis akım kontrollü dört yollu ve üç yollu inverterlerin analiz ve simülasyon sonuçları göstermektedir ki, referans çıkış akımını üretebilmek için gerekli minimum DC bara gerilimi dört yollu inverterde daha yüksektir. Bu gerilim dört yollu inverterde şebeke faz-nötr geriliminin tepe değerinin iki katı iken üç yollu inverterde şebeke faz-faz geriliminin tepe değerinin iki katıdır. Faz-nötr gerilimi

220 V olan bir şebeke için dört yollu inverterde kullanılması gereken minimum DC bara gerilimi 622 V iken üç yollu inverterde 567 V'tur. Bu sonuçlara göre, aynı şebeke akımının üretilmesi için gerekli olan minimum DC bara gerilimi üç yollu inverter kullanıldığında dört yollu inverter kullanımına göre azalmaktadır.



Şekil 5.38 Üç yollu inverterin dinamik cevabı (10 kW→5kW)



Şekil 5.39 Üç yollu inverterin dinamik cevabı (5 kW→10kW)

Dört yollu ve üç yollu inverterlerde gerekli minimum DC bara geriliminin üzerindeki gerilimlerde şebeke akımının THD değeri yaklaşık olarak aynı olmaktadır. Ancak, aynı devre ve kontrol parametrelerinde THD değerlerinin aynı olmasına rağmen inverterler birbirinden farklı anahtarlama frekansında çalışmaktadır. Filtre endüktansının 1 mH, DC bara geriliminin 800 V ve histerezis bant genişliğinin 0.7 A olması durumunda dört yollu inverterin anahtarlama frekansı 60 kHz iken üç yollu inverterin anahtarlama frekansı 42 kHz olmaktadır. Bu frekans değerlerinin ortalama değerler olması ve ani olarak çok daha yüksek frekanslara çıkılması göz önünde bulundurulduğunda çalışma frekansı bakımından uygun eleman temini ve anahtarlama kayıpları açısından üç yollu inverterin yardımcı inverter olarak kullanılmasına karar verilmiştir.

5.4 Paralel Bağlı İnverter Sisteminin Simülasyon Sonuçları

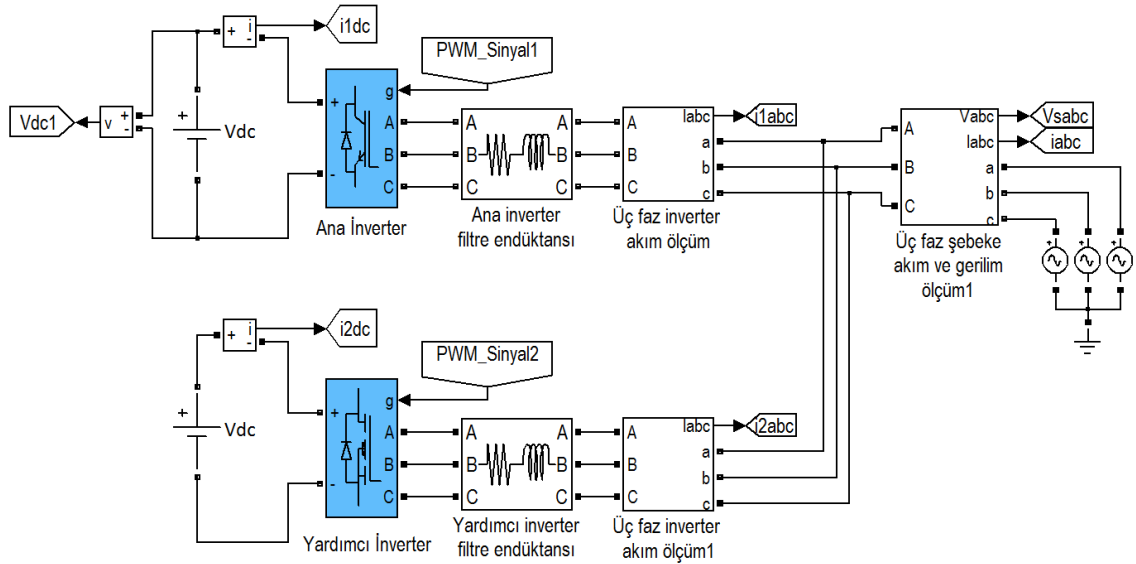
Şebekeye bağlı paralel inverter sisteminin Simulink modeli Şekil 5.40'ta verilmiştir. Modelde ana inverter ve yardımcı inverter izoleli iki DC baradan beslenmektedir. DC bara gerilimleri birbirine eşittir. Böylece paralel bağlı inverterlerde ortaya çıkan sirkülasyon akımı oluşmamakta ve sirkülasyon akımını yok etmek için ilave kontrol algoritmasına gerek kalmamaktadır. İki inverterin de çıkışında filtre olarak L filtre kullanılmıştır ve modelde görüldüğü gibi endüktansların ESR dirençleri de modele ilave edilmiştir. Analiz sonuçlarına göre DC bara gerilimi $V_{dc}=800$ V, ana inverter filtre endüktansı $L_1=3$ mH, ana inverter anahtarlama frekansı $f_{sw1}=3$ kHz, yardımcı inverter filtre endüktansı $L_2=2$ mH ve yardımcı inverter histerezis bant genişliği $\Delta I=0.7$ A seçilmiştir. Ana ve yardımcı inverterin üç faz akımları üç faz akım ölçüm bloğu ile okunurken şebeke faz gerilimleri ve akımları da üç akım ve gerilim bloğu ile ölçülmüştür. Kontrol algoritmasında ana ve yardımcı inverterin faz akımları, şebeke faz gerilimleri ve ana inverter DC bara gerilimi kullanılmıştır. Sistemdeki akım ve gerilim ölçüm noktaları ve kontrol blok diyagramı Şekil 4.3'te verilmiştir.

Paralel bağlı inverterlerin Simulink kontrol modeli Şekil 5.41'de verilmiştir. Şebeke gerilimleri, inverter akımları, DC bara gerilimi, çıkış gücü referansı PI katsayıları ve histerezis bant genişliği büyüklükleri kullanılarak bu diyagramda yer alan *SVPWM* ve *HCC kontrol* bloğu içinde anahtarlama sinyalleri üretilerek inverterlerin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kontrol bloğu içinde Şekil 5.42'de görülen akış diyagramında verilen kontrol yazılımı bulunmaktadır.

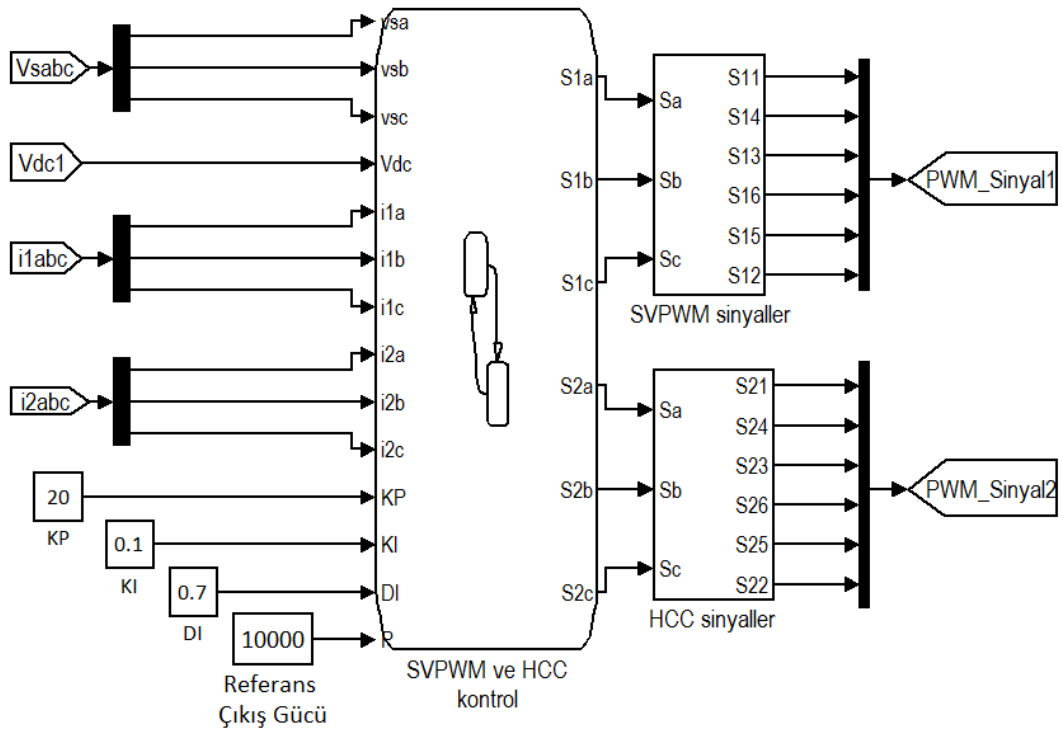
Şekil 5.42'de paralel inverterlerin kontrolünde kullanılan SVPWM ve HCC kontrol akış diyagramı görülmektedir. Bu kontrol diyagramı SVPWM ve HCC kontrollü tek inverterlerin kontrol diyagramlarını içermektedir. Referans güç değeri ve şebeke açısına bağlı olarak ana inverterin referans akımları üretilmekte ve bu akımlar inverter akımları ile karşılaştırılıp akım hataları hesaplanmaktadır. Bu akım hataları yardımcı inverterin akım referansı olmaktadır ve bu hata değerine bağlı olarak yardımcı inverter kontrolü için gerekli olan sinyaller üretilmektedir. Ana inverter kontrolünde ise tek inverter kontrolünde olduğu gibi akım hatası PI kontrolörden geçirilerek çıkışı şebeke gerilimi ile toplanır ve referans gerilim vektörü elde edilir. Referans gerilim vektörünün

α - β bileşenleri kullanılarak tespit edilen ve Şekil 5.43'te görülen bölgelere bağlı olarak Şekil 5.44'teki anahtarlama süreleri hesaplanmıştır.

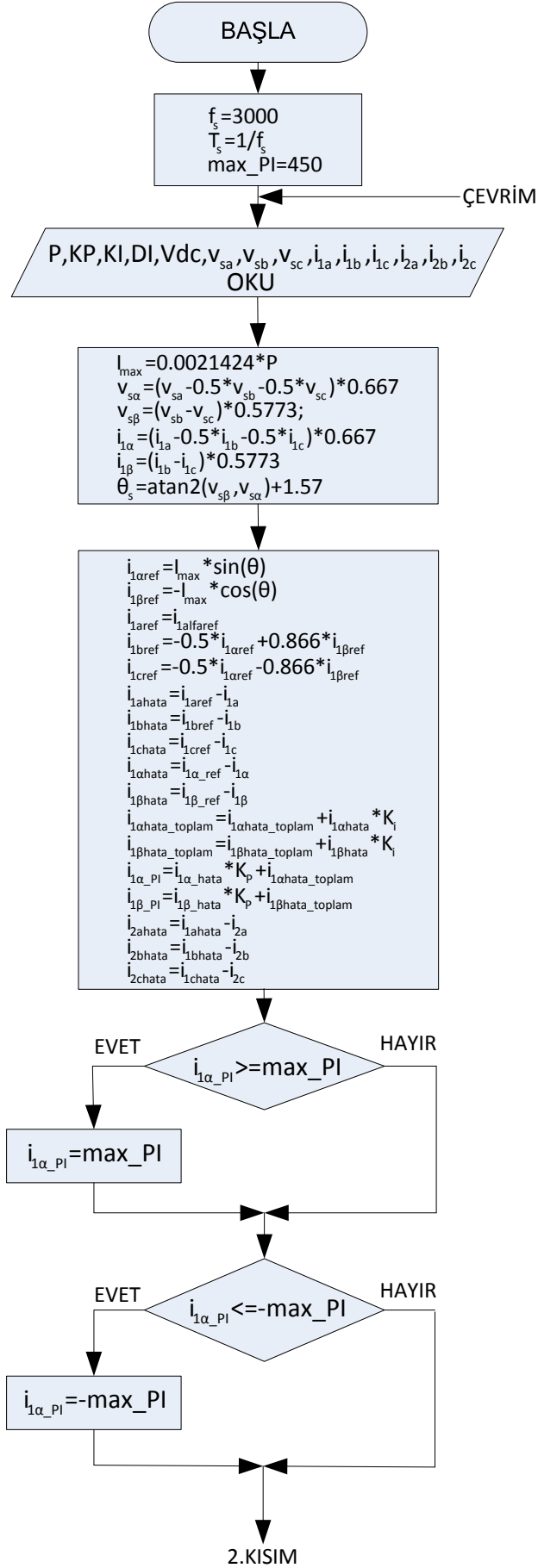
SVPWM ve HCC kontrol yöntemleri ile üretilen sinyaller daha sonra *SVPWM sinyaller* ve *HCC sinyaller* bloklarına gönderilerek üst anahtar sinyallerinin tersi olan alt anahtar sinyalleri üretilir ve sinyaller anahtarlama elemanlarına gönderilir.

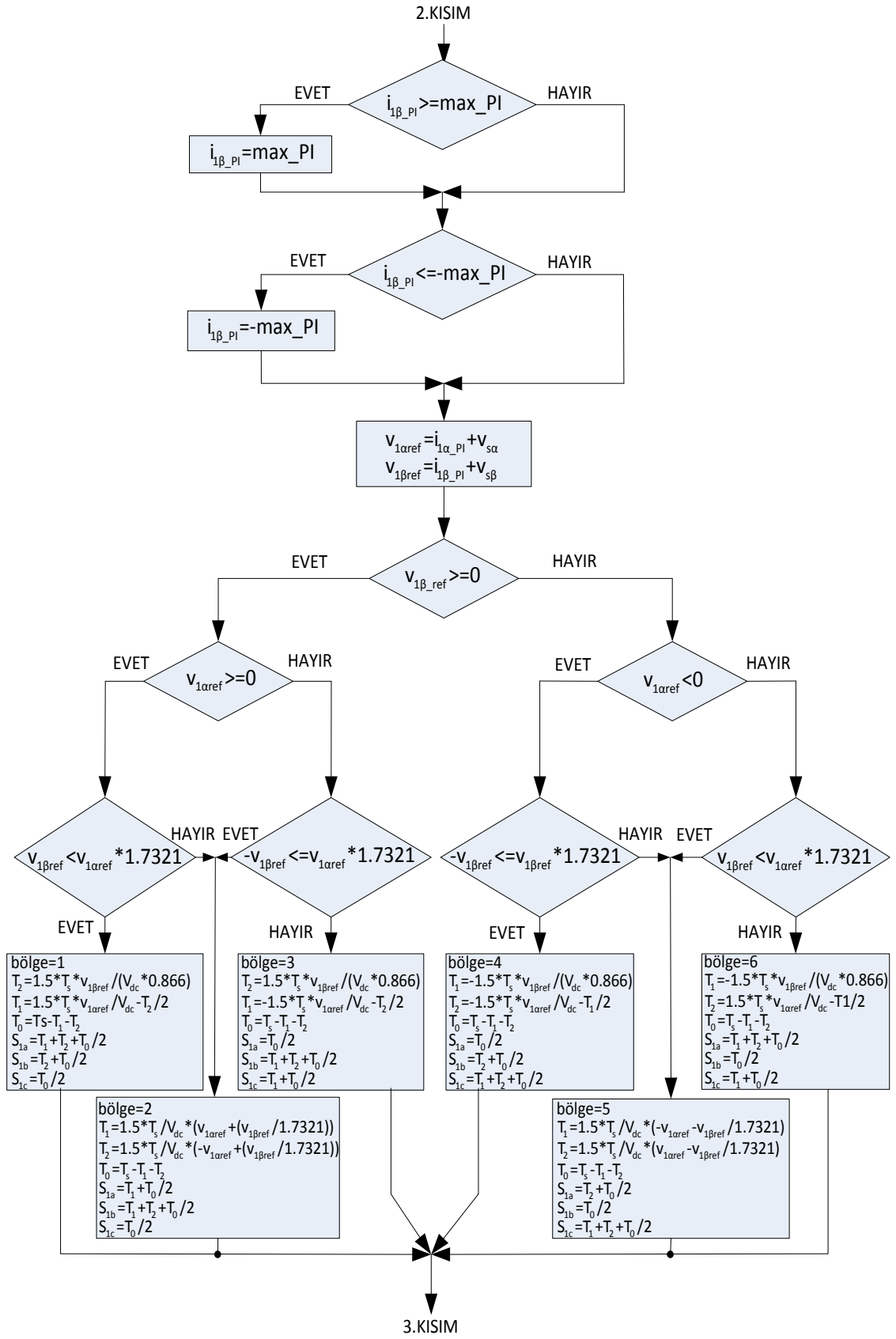


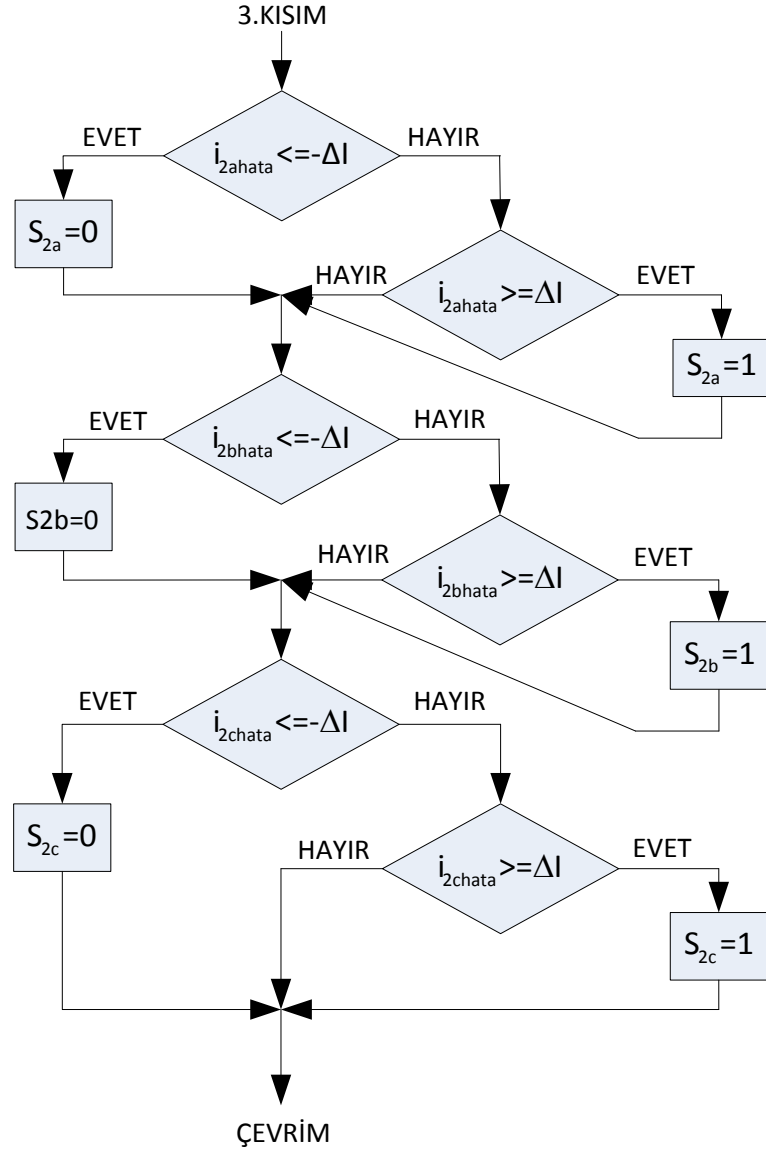
Şekil 5.40 Şebekeye bağlı paralel inverterlerin Simulink modeli



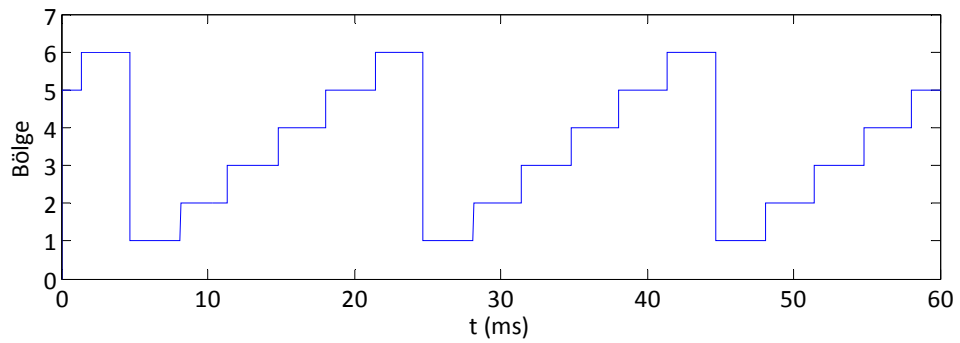
Şekil 5.41 Paralel inverterlerin Simulink kontrol modeli



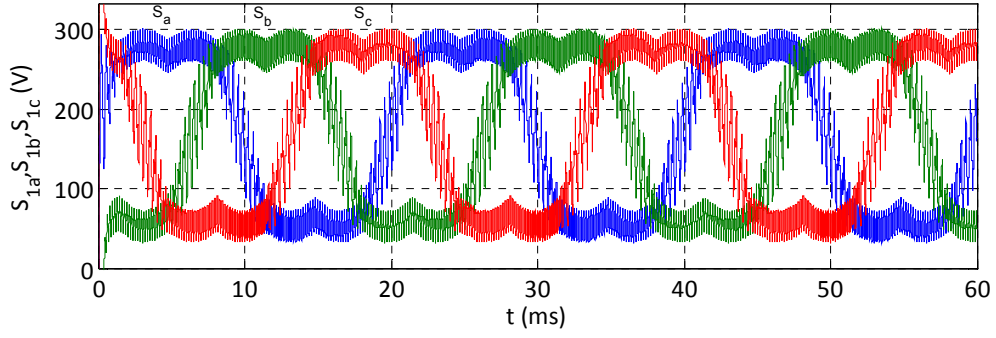




Şekil 5.42 Paralel inverterlerin kontrol Stateflow akış diyagramı



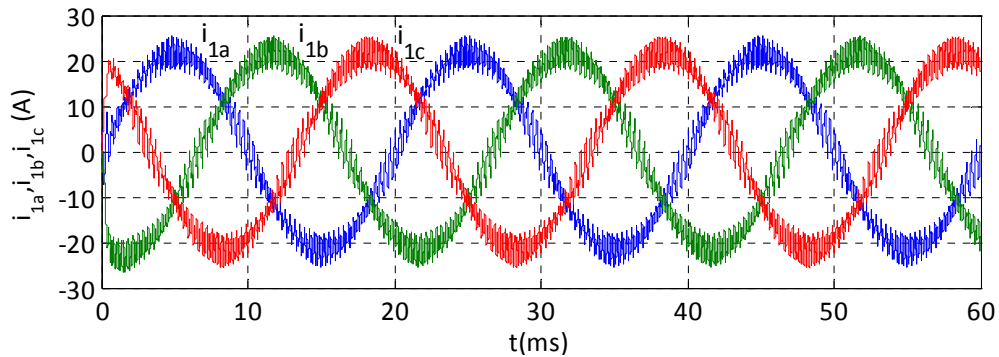
Şekil 5.43 Ana inverter referans gerilim vektörünün bölge değişimi



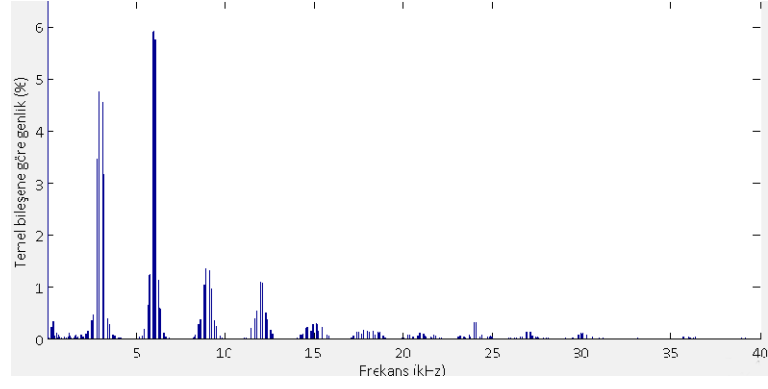
Şekil 5.44 Ana inverter üç faz anahtarlama süreleri

Şekil 5.45'te ana inverterin üç faz çıkış akımları verilmiştir. İnverter anahtarlama frekansının 3 kHz, filtre endüktansının 3 mH olması nedeniyle akımda yüksek dalgalanma oluşmaktadır. Bu dalgalanma neticesinde akım kalitesi düşmekte ve THD değeri artmaktadır. Belirtilen çalışma şartları altında akım THD değeri %12 çıkmaktadır ve akımın harmonik içeriği Şekil 5.46'da görülmektedir. Bu THD değeri standartlarda belirtilen %5 sınırının çok üstündedir.

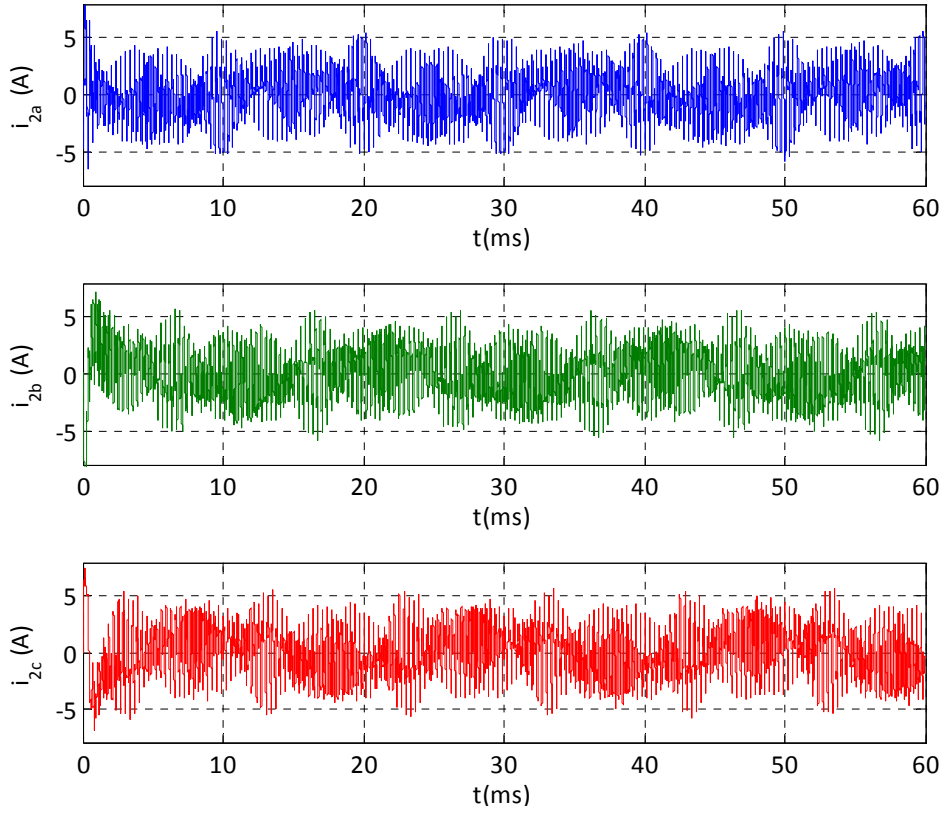
Ana inverterin ürettiği üç faz akımlardaki dalgalanmanın neden olduğu şebeke akımındaki yüksek THD değerinin düşürülmesi için kullanılan yardımcı inverterin üç faz akımları Şekil 5.47'de görülmektedir. Bu akımlar ana inverterin akım hatasından elde edilen referans üç faz akım ile üretilmiş olan akımlardır. Ana inverterin ürettiği akımlar ile bu akımlar Şekil 5.48'de görülen üç faz şebeke akımlarını oluşturmaktadır. İki inverter tarafından oluşturulan şebeke akımının THD değeri %3.9'dur ve Şekil 5.49'da harmonik içeriği verilmiştir. Ana inverter 3 kHz anahtarlama frekansında çalışırken yardımcı inverterin anahtarlama frekansı ortalama olarak 20 kHz olmaktadır.



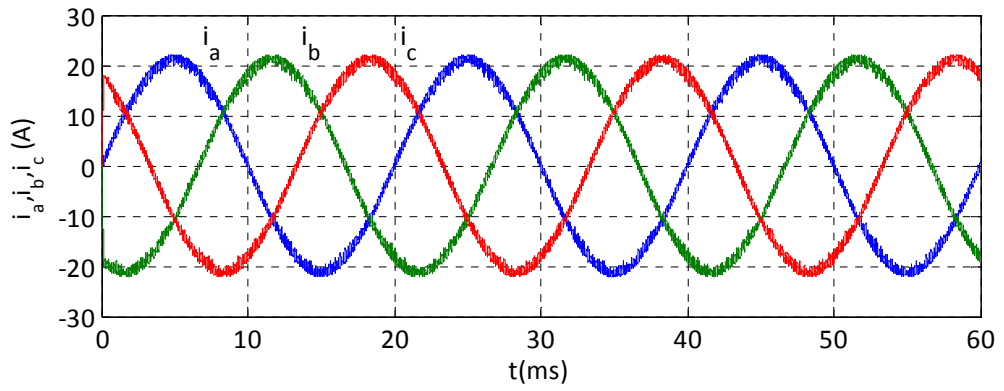
Şekil 5.45 Üç faz ana inverter akımları



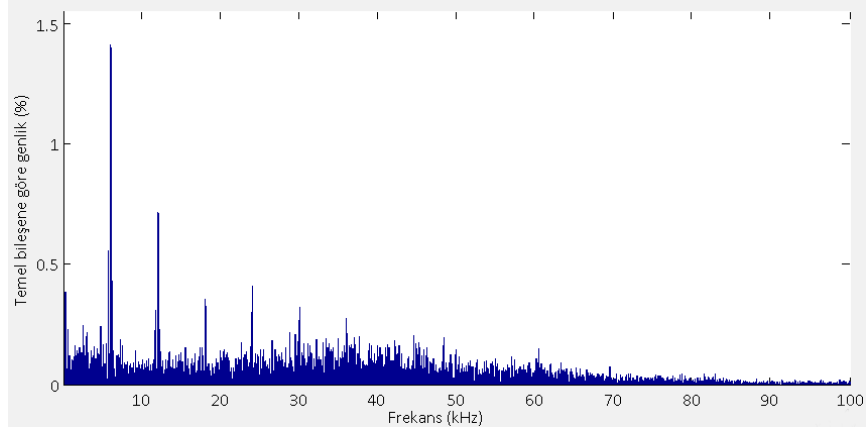
Şekil 5.46 Ana inverter akımı harmonik içeriği



Şekil 5.47 Üç faz yardımcı inverter akımları

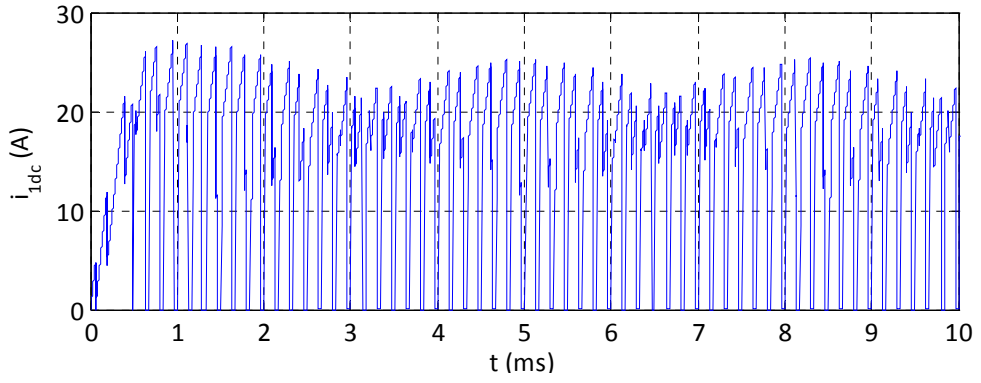


Şekil 5.48 Paralel inverter sisteminde üç faz şebeke akımları

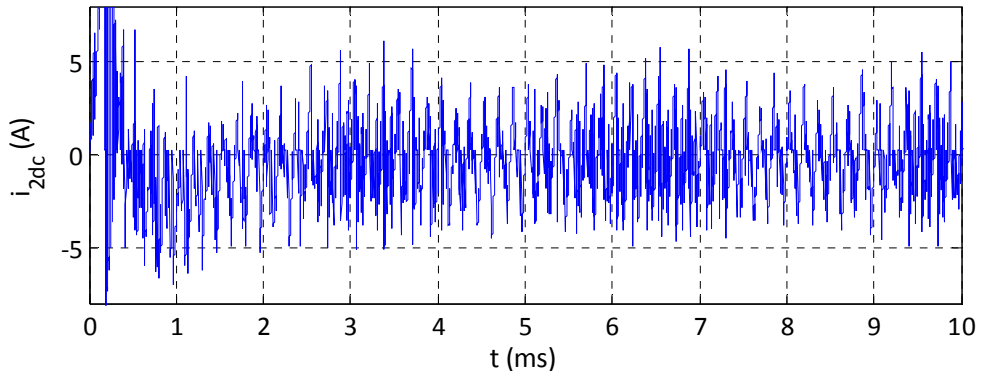


Şekil 5.49 Şebeke akımı harmonik içeriği

Şekil 5.50 ve Şekil 5.51’de sırasıyla ana ve yardımcı inverter DC bara akımları verilmiştir. DC bara akımlarının genlikleri faz akımları ile aynıdır ve frekansları temel frekansın altı katıdır.



Şekil 5.50 Paralel inverter sisteminde ana inverter DC bara akımı



Şekil 5.51 Paralel inverter sisteminde yardımcı inverter DC bara akımı

5.4.1 Paralel Bağlı İnverterlerin Verim Hesabı

Literatürde anahtarlama elemanlarının kayıplarının analitik olarak hesaplanması üzerine çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Seçilen anahtarlama elemanlarının kataloglarında yer alan çeşitli parametreler kullanılarak kayıp hesabı yapıldığı gibi yine kataloglarda verilen akım-gerilim eğrileri, kayıp eğrileri gibi grafikler kullanılarak kayıp hesaplamaları yapılmıştır [65]-[67]. Yarı iletken anahtarlama elemanlarında oluşan enerji kaybı (4.28) eşitliğinde görüldüğü gibi iletim ve anahtarlama kayıplarından oluşmaktadır.

$$E_{toplam} = E_{iletim} + E_{anahtarlama} \quad (4.28)$$

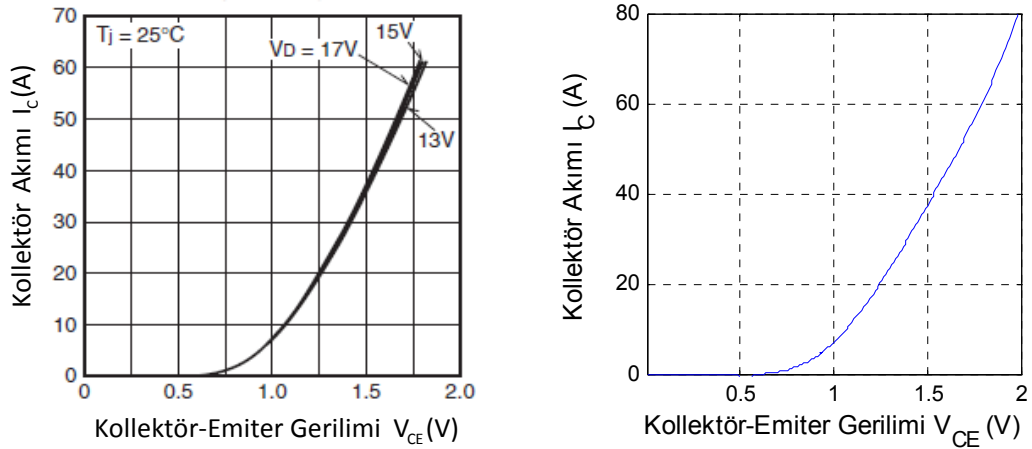
IGBT anahtarlama elemanının iletim enerji kaybı (4.29)'da görüldüğü gibi bir anahtarlama periyodu içinde iletim süresi boyunca harcanan gücün integrali alınarak hesaplanmaktadır [68].

$$E_{iletim}(k) = \int_{T_{on}(k)} v_{ce}(t) \cdot i_c(t) \cdot dt \quad (4.29)$$

Üç fazlı inverterde bir IGBT elemanı temel periyodun pozitif aralığında ilettime girmektedir. Negatif yarı periyot boyunca bu IGBT eleman kesimde kalmakta ve paralel diyodu ilettime girmektedir. Bu nedenle bir anahtarın enerji kaybı hesaplanırken (4.29) eşitliği pozitif periyot boyunca kullanılarak elemanın iletim kaybı hesaplanır. Diyot iletim kaybı hesaplanırken ise sadece negatif temel periyotta enerji kaybı hesabı yapılmaktadır. IGBT ve diyotun anahtarlama kayıpları da iletim kaybında olduğu gibi sırasıyla pozitif ve negatif yarı periyotlarda hesaplanır.

Uygulama devresinde ana inverterde kullanılacak olan Mitsubishi PM50CL1A120 IPM katalogunda verilen ve denklemi çıkartılan IGBT gerilim düşümü-akım değişimi Şekil 5.52'de verilmiştir. Bir anahtarın iletim kaybı bulunurken ilk olarak anahtarın üzerindeki gerilim düşümü ile bir önceki gerilim düşümü değeri karşılaştırılır. İdeal olarak düşünüldüğünde iki değer birbirine eşit ve sıfır ise anahtarın iletimde olduğu anlaşılır ve Şekil 5.53'de görülen gerilim düşümü V_{CE} ve kolektör akımı I_C değişiminin denklemi (4.30) kullanılarak iletim kaybı hesaplanmış olur. Bu eğri bölgesel olarak lineerleştirilmiş ve lineer bölgelerin başlangıç ve bitiş noktalarındaki akım-gerilim değerleri alınarak bu değerler MATLAB'de çizdirilmiştir. Elde edilen fonksiyonun eğri

uydurma yardımı ile denklemi çıkartılmış ve akıma bağlı gerilim düşümü değeri denklemden ani olarak elde edilerek elemanın iletim kaybı hesaplanmıştır.

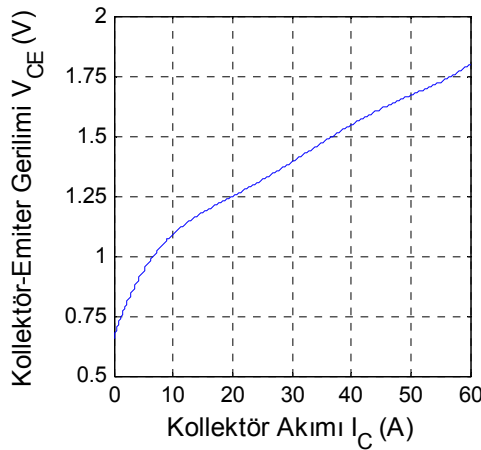


(a) Katalog eğrisi

(b) Elde edilen denklemin eğrisi

Şekil 5.52 IGBT IPM gerilime bağlı akım değişimi

Şekil 5.52’de görülen eğri, gerilimin akıma bağlı değişim denkleminde elde edilmiştir. Verim hesabı yapılırken anahtar içinden geçen akıma bağlı olarak üzerindeki gerilim düşümü hesaplandığından aynı veriler kullanılarak (4.30)’da verilen akıma bağlı gerilim düşümü denklemi çıkartılmış ve bu denklemin değişimi Şekil 5.53’te verilmiştir.

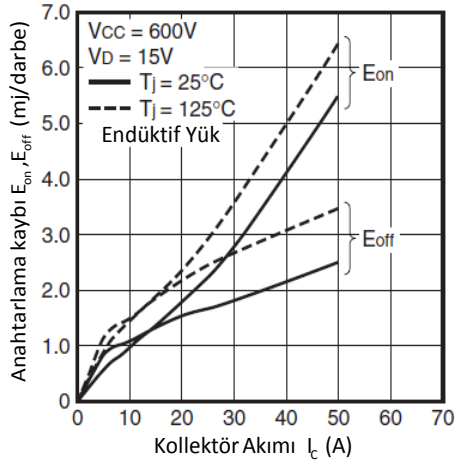


Şekil 5.53 IGBT IPM I_C - V_{CE} değişimi

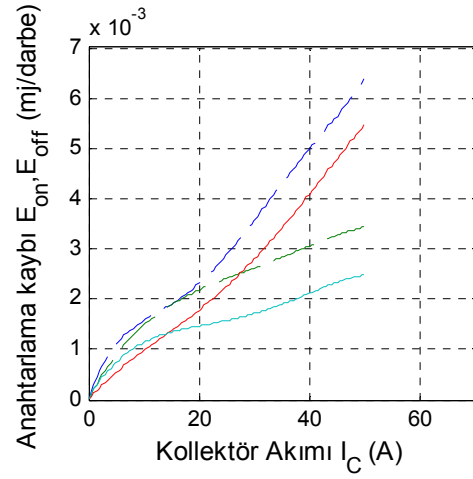
Anahtarlama elemanın iletime ve kesime girmesi sırasında akım ile gerilimin çakışması sonucu anahtarlama kayıpları oluşmaktadır. Anahtarlama süresi boyunca ani olarak akım ve gerilim çarpımı hesaplanarak elemanın anahtarlama kaybı elde edilebilir. Ancak anahtarlama süresi sıcaklık ve akım gibi farklı parametrelerden etkilendiğinden IGBT’nin anahtarlama kaybı hesaplanırken katalogda verilen akıma bağlı anahtarlama

enerji kaybı eğrileri kullanılmıştır. Şekil 5.54'te IPM katalogunda verilen ve elde edilen denklemler ile çizdirilen enerji kaybı eğrileri görülmektedir. Kayıp hesabı yapılırken bu kayıp eğrilerinden 125°C için verilen eğriler kullanılmıştır. İletime ve kesime girme kaybının hesaplandığı kayıp denklemleri (4.31) ve (4.32) eşitliklerinde verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 v_{ce} &= p1 \cdot i^5 + p2 \cdot i^4 + p3 \cdot i^3 + p4 \cdot i^2 + p5 \cdot i + p6 \\
 p1 &= 1.0619 \cdot 10^{-7} \\
 p2 &= -1.1245 \cdot 10^{-5} \\
 p3 &= 4.5023 \cdot 10^{-4} \\
 p4 &= -8.5372 \cdot 10^{-3} \\
 p5 &= 9.3601 \cdot 10^{-2} \\
 p6 &= 0.6434
 \end{aligned}
 \tag{4.30}$$



(a) Katalog eğrisi



(b) Elde edilen denklemlerin eğrisi

Şekil 5.54 IGBT IPM akıma bağlı anahtarlama kaybı eğrisi

$$\begin{aligned}
 E_{sw_on} &= p1 \cdot i^5 + p2 \cdot i^4 + p3 \cdot i^3 + p4 \cdot i^2 + p5 \cdot i + p6 \\
 p1 &= 1.4993 \cdot 10^{-10} \\
 p2 &= -2.1877 \cdot 10^{-8} \\
 p3 &= 1.157 \cdot 10^{-6} \\
 p4 &= -2.5688 \cdot 10^{-5} \\
 p5 &= 3.1684 \cdot 10^{-4} \\
 p6 &= 1.9359 \cdot 10^{-5}
 \end{aligned}
 \tag{4.31}$$

$$E_{sw_off} = p1 \cdot i^4 + p2 \cdot i^3 + p3 \cdot i^2 + p4 \cdot i + p5$$

$$p1 = -1.2095 \cdot 10^{-9}$$

$$p2 = 1.6168 \cdot 10^{-7}$$

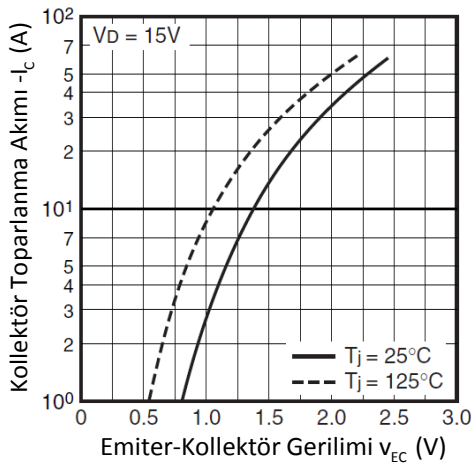
$$p3 = -7.9265 \cdot 10^{-6}$$

$$p4 = 2.1179 \cdot 10^{-4}$$

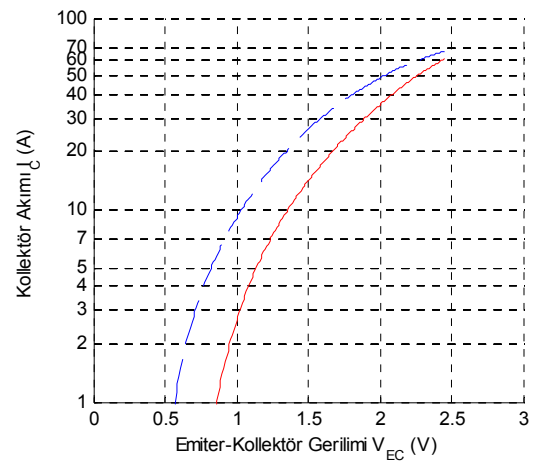
$$p5 = 1.3534 \cdot 10^{-5}$$
(4.32)

Anahtarlama elemanının katalogunda verilen eğriler yardımı ile (4.30), (4.31) ve (4.32) eşitlikleri kullanılarak IGBT'lerin iletim ve anahtarlama kayıpları hesaplanmış olmaktadır.

Bir IGBT'nin iletimde olduğu pozitif yarı periyotta diyot kesimde kalırken negatif yarı periyotta diyot iletme girmektedir. Negatif yarı periyotta IGBT elemanına paralel bağlı olan ters akım diyotunun IGBT elemanı gibi iletim ve anahtarlama kaybı oluşmaktadır. Şekil 5.55'te diyot iletim kaybı hesabında kullanılan katalog eğrisi ve bu eğriden alınan veriler ile elde edilen denklem ile çizilen eğri görülmektedir. Bu eğriler gerilime bağlı akım değişimi şeklinde verildiğinden aynı veriler kullanılarak akıma bağlı gerilim denklemleri elde edilmiş ve bu eğriler Şekil 5.56'da verilmiştir. Verim hesabı yapılırken bu eğrilerden 125°C için verilmiş olan kesik çizgili mavi eğrinin (4.33)'deki denklemi kullanılmıştır. Diyot akımının yarı periyot boyunca ani değerleri kullanılarak karşılık gelen gerilim düşümü belirlenmiş ve akım-gerilim çarpımı ile diyot iletim kaybı hesaplanmıştır.

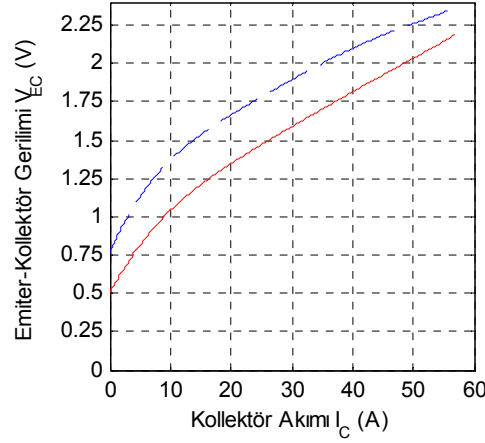


(a) Katalog eğrisi



(b) Elde edilen denklemlerin eğrisi

Şekil 5.55 IGBT IPM gerilime bağlı diyot gerilim düşümü eğrisi



Şekil 5.56 IGBT IPM I_C - V_{EC} değişimi

İletim kaybı hesaplanan ters paralel bağlı diyotun kesime girmesi sırasında ortaya çıkan ters toparlanma kaybının akıma bağlı değişiminin katalog ve denklem eğrisi Şekil 5.57’de görülmektedir. Verim hesabında 125°C için katalogda yer alan eğrinin (4.34)’te verilen denklemini kullanılmıştır.

$$v_{ec} = p1 \cdot i^5 + p2 \cdot i^4 + p3 \cdot i^3 + p4 \cdot i^2 + p5 \cdot i + p6$$

$$p1 = 5.2937\text{e-}9$$

$$p2 = -9.9233\text{e-}7$$

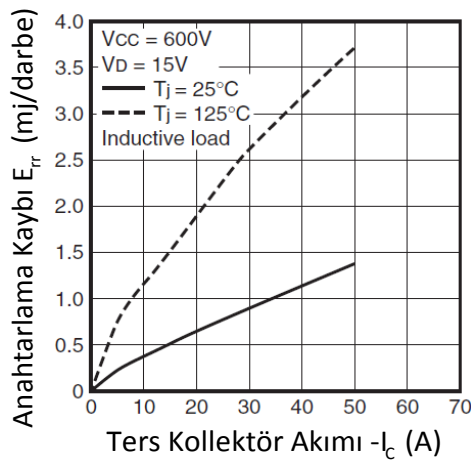
$$p3 = 7.3513\text{e-}5$$

$$p4 = -0.0027353$$

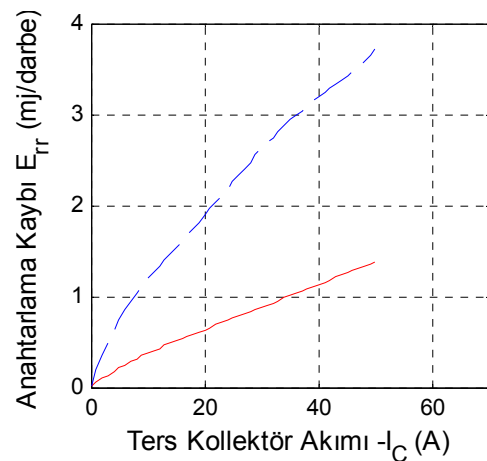
$$p5 = 0.074512$$

$$p6 = 0.50089$$

(4.33)



(a) Katalog eğrisi



(b) Elde edilen denklemlerin eğrileri

Şekil 5.57 Paralel diyotun akıma bağlı anahtarlama kaybı

$$\begin{aligned}
E_{rr} &= p1 \cdot i^5 + p2 \cdot i^4 + p3 \cdot i^3 + p4 \cdot i^2 + p5 \cdot i + p6 \\
p1 &= 7.9065e-011 \\
p2 &= -1.0676e-008 \\
p3 &= 5.2429e-007 \\
p4 &= -1.177e-005 \\
p5 &= 0.00019216 \\
p6 &= 1.4062e-005
\end{aligned} \tag{4.34}$$

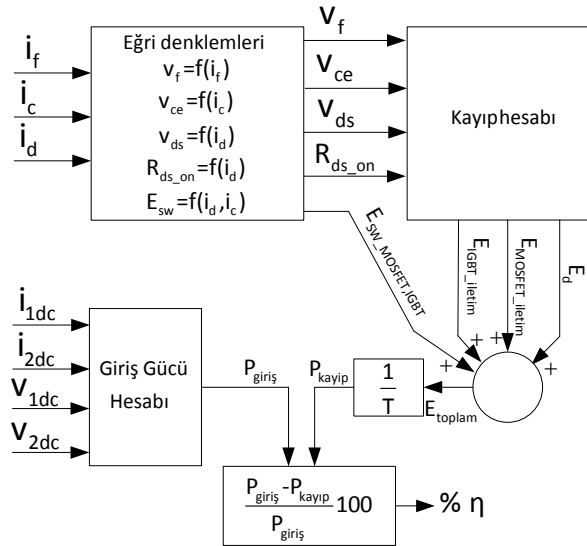
Simülasyon sonuçlarından elde edilen akım ve gerilim değerleri ve ilgili denklemler kullanılarak IGBT ve diyot kaybı hesaplanmış olup bu hesaplama tek bir anahtarlama elemanı için yapıldığından hesaplanan kayıp altı ile çarpılarak tüm inverterin kaybı elde edilmiştir. Katalogdaki kayıp ve gerilim düşümü eğrileri 600 V DC bara gerilimi için verilmiştir. Yapılan analizler 800 V DC bara geriliminde yapıldığından denklemlerden elde edilen IPM kayıp değerleri 1.33 katsayısı ile çarpılmıştır.

IGBT IPM için yapılan hesaplama yöntemi ikinci inverter için de uygulanmıştır. İkinci inverterin kayıpları hesaplanırken MICROSEMI APTM100A23STG MOSFET MODULE kullanılmıştır. Kayıplar hesaplanırken ana inverterde olduğu gibi katalogda verilen eğrilerin denklemleri çıkartılarak kayıplar hesaplanmıştır. Ancak IGBT'den farklı olarak iletim kaybı hesaplanırken elemanın iç direnci (R_{DSon}) kullanılmaktadır. Diyot iletim kaybı hesaplanırken akıma bağlı gerilim düşümü eğrisi ile (4.36) eşitliği ve anahtarlama kaybı bulunurken drain akımına bağlı enerji kaybı eğrisi kullanılmıştır.

$$E_{iletim}(k) = \int_{T_{on}(k)} R_{DSon}(t) \cdot i_D^2(t) \cdot dt \tag{4.35}$$

$$E_{iletim}(k) = \int_{T_{on}(k)} v_f(t) \cdot i_f(t) \cdot dt \tag{4.36}$$

Şekil 5.58'de paralel inverterlerin verim hesabı blok diyagramı görülmektedir. Anahtar ve diyot akımı kullanılarak eğri denklemlerinden gerilim düşümü ve MOSFET iç direnci hesaplanır. Hesaplanan gerilim ve direnç değerleri kullanılarak iletim kayıpları hesaplanır. Anahtarlama kayıpları doğrudan akım verilerinden elde edilir ve tüm kayıplar toplandıktan sonra temel frekans ile çarpılarak toplam kayıp güç elde edilir. İnverterlerin giriş akımları ve DC bara gerilimlerinden giriş gücü hesaplanarak Şekil 5.58'de görüldüğü gibi inverterlerin verimi hesaplanmış olur.



Şekil 5.58 Sistemin verim hesabı blok diyagramı

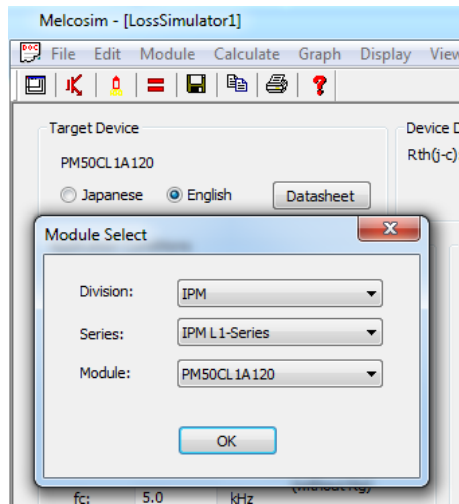
Yapılan kayıp hesabının doğruluğunun kontrol edilmesi amacı ile Mitsubishi firması tarafından hazırlanan Melcosim kayıp simulatörü kullanılmıştır. Bu yazılım Mitsubishi firmasının ürettiği çeşitli modüllerin kayıp hesabının yapılması için hazırlanmıştır. İlk olarak Şekil 5.59’da görüldüğü gibi kayıp hesabı yapılacak olan IPM seçilir ve ardından Şekil 5.60’da görülen çalışma parametreleri seçilir. Bu parametrelere bağlı olarak yazılım güç kaybını hesaplamaktadır. 10 kW çıkış gücü için tek inverterli uygulamada yazılım toplam inverter güç kaybını 240 W olarak hesaplamaktadır. Katalogda verilen eğrilerden elde edilen denklemler yardımı ile yapılan hesaplamada ise IPM kaybı 242 W olarak bulunmaktadır.

Önerilen paralel bağlı inverter sisteminde ana inverterdeki IGBT elemanlarının toplam kaybı Şekil 5.61’de görüldüğü gibi Melcosim programında ve yapılan hesaplamalar sonucunda 126 W olarak hesaplanmıştır. Yardımcı inverterin güç kaybı ise 19 W olmaktadır. Giriş güçleri sırasıyla 10322 W ve 72 W olarak hesaplanan inverterlerin toplam verimi % 98.6 çıkmaktadır.

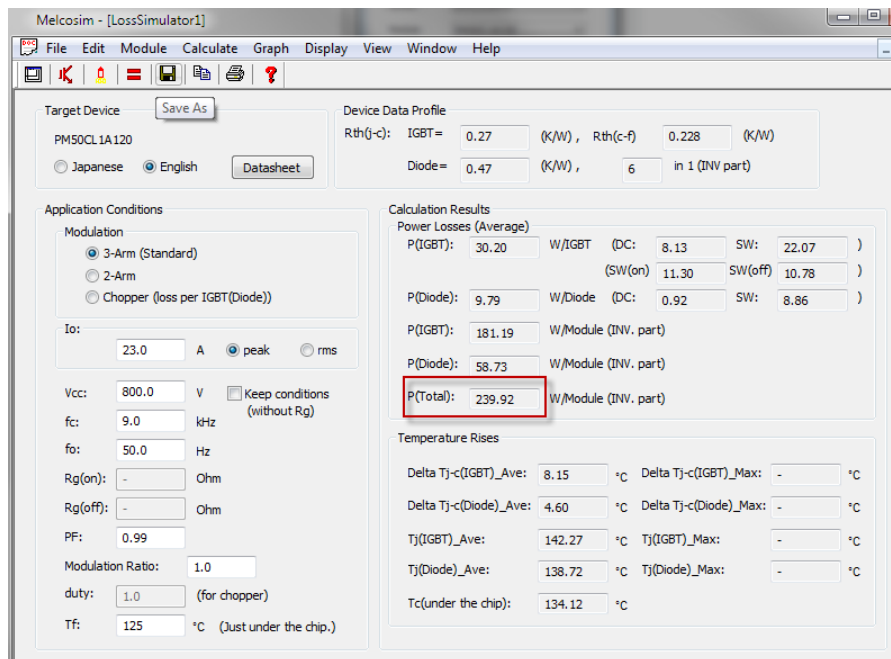
Şekil 5.62’de üç fazlı şebekeye bağlı bir inverterde 3kHz ve 9kHz anahtarlama frekanslarında şebekeye 10kW güç aktarımı yapılırken ortaya çıkan kayıpların dağılımı verilmiştir. Şekil 5.62(a)’da 3kHz anahtarlama frekansındaki kayıplar incelendiğinde IGBT anahtarlama ve iletim kayıplarının yaklaşık olarak eşit olduğu görülmektedir. Anahtarlama frekansı arttığında ise Şekil 5.62(b)’de görüldüğü gibi IGBT anahtarlama

kayıbı iletim kaybının iki katından fazla olmaktadır. Grafikler anahtarlama frekansının inverter kayıpları üzerindeki etkisini açıkça göstermektedir.

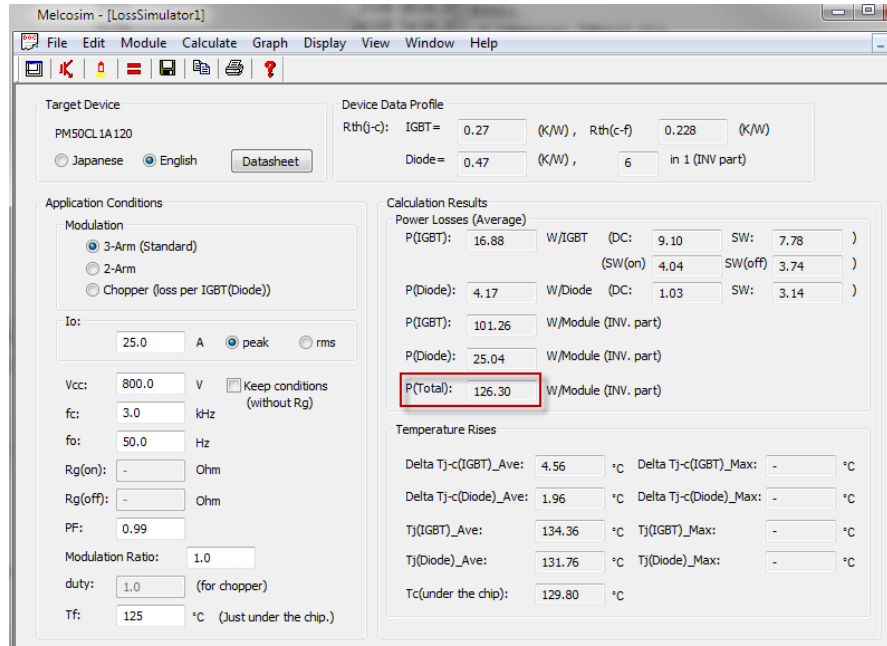
Şekil 5.58’de verilen blok diyagramında verilen algoritma ile paralel ve tek inverter kullanılması durumlarında %3.9 THD_i değeri için inverterlerin verim hesabı yapılmıştır. Şekil 5.63’de tek inverter ile şebekeye enerji aktarılması durumunda farklı çıkış güçlerinde inverterin verim değişimi görülmektedir. Şekil 5.64’te ise aynı THD_i değerini sağlayan paralel inverter sisteminin verim değişimi verilmiştir. Değişimlerden görüldüğü gibi paralel inverterlerin verimi tek inverterden %1 yüksek çıkmıştır.



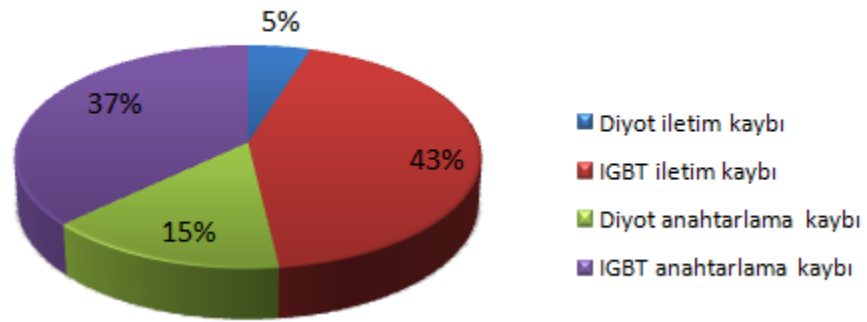
Şekil 5.59 Melcosim IPM seçim ekranı



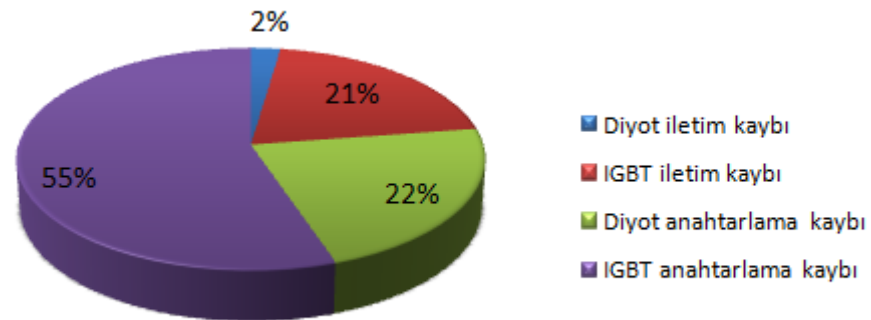
Şekil 5.60 Melcosim parametre seçim ve kayıp hesaplama ekranı



Şekil 5.61 Melcosim parametre seçim ve kayıp hesaplama ekranı

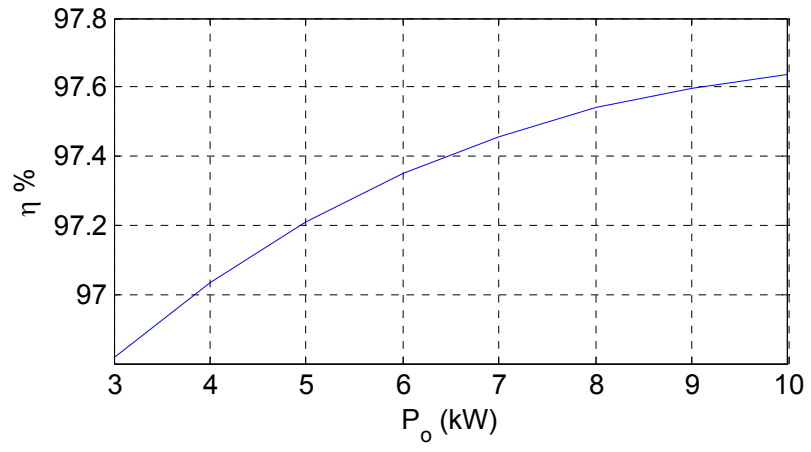


(a) 3kHz anahtarlama frekansı

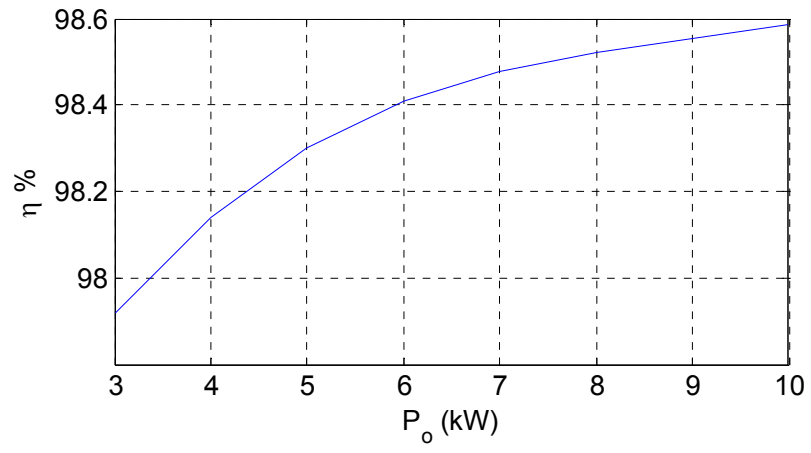


(b) 9kHz anahtarlama frekansı

Şekil 5.62 İnverterdeki kayıpların dağılımı



Şekil 5.63 Tek inverterin farklı güçlerdeki verim değişimi



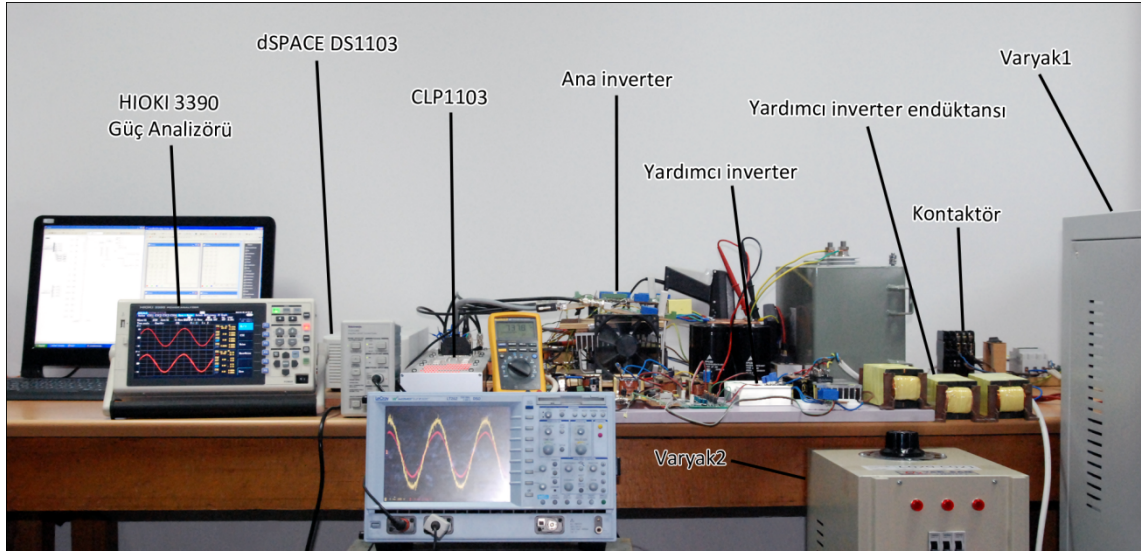
Şekil 5.64 Paralel inverterlerin farklı güçlerdeki verim değişimi

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

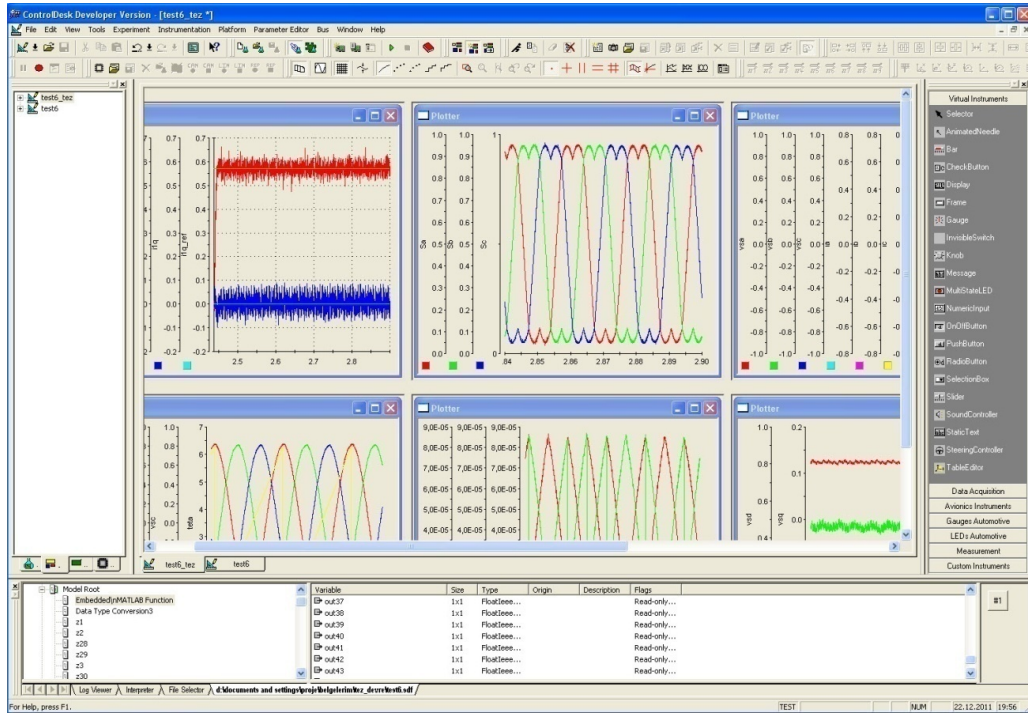
Teorik incelemeleri ve simülasyon çalışmaları yapılmış olan şebekeye bağlı üç fazlı paralel inverter sisteminin laboratuarda gerçekleştirilen prototipi Şekil 6.1’de verilmiştir. Paralel inverter sisteminde ana inverter kontrolü DS1103 PPC kontrol kartı ile gerçekleştirilmiştir. Simulink ortamında geliştirilen kontrol algoritması dSPACE RTI yazılımı ile işlemciye yüklenmekte ve inverter kontrolü gerçekleştirilmektedir. Kontrol kartının giriş-çıkış ayarları, gerçek zamanlı kod üretimi, derleme ve programın karta yüklenmesi Simulink üzerinden gerçekleştirilmektedir. ISA bağlantı ara yüzüne sahip olan kontrol kartı, genişleme kutusu (expansion box) ile birlikte kullanılmaktadır. PC ana kartının PCI slotuna takılan DS817 kartı ile DS1103 kontrol kartı optik kablo yardımıyla haberleşmekte PC ile kontrol kartı arasında veri alışverişi sağlanmaktadır. Kartın üzerinde 1 GHz hızında PowerPC PPC 750GX ve ilave I/O işlemleri için Texas TM320F240 DSP işlemci bulunmaktadır. Kontrol kartında ADC, DAC, I/O gibi giriş çıkış bağlantılarının sağlanabilmesi için CLP1103 bağlantı paneli kullanılmaktadır.

Şekil 6.2’de verilen *ControlDesk* yazılımı yardımıyla sistemin çalışması sırasında kontrol algoritmasındaki değişkenler ve geri besleme sinyalleri PC üzerinden izlenebilmektedir. Yazılım içerisinde yer alan değişkenlerin izlenebilmesi kontrol algoritmasının geliştirilmesi sırasında hata ve sorun tespitinde kolaylık sağlamaktadır. Çok sayıda akım ve gerilim değişkeninin olduğu sistemlerde sensörlerden gelen tüm akım ve gerilim bilgilerinin aynı anda izlenebilmesini sağlamaktadır. Şekil 6.3’teki uygulama devre şemasında verildiği gibi ana ve yardımcı inverter çıkış akımları, üç faz şebeke gerilimleri ve ana inverterin DC bara gerilimi sensör kartı yardımı ile okunarak bağlantı paneli üzerinden DS1103 kontrol kartına gönderilmiştir. Sensörlerden alınan geri besleme

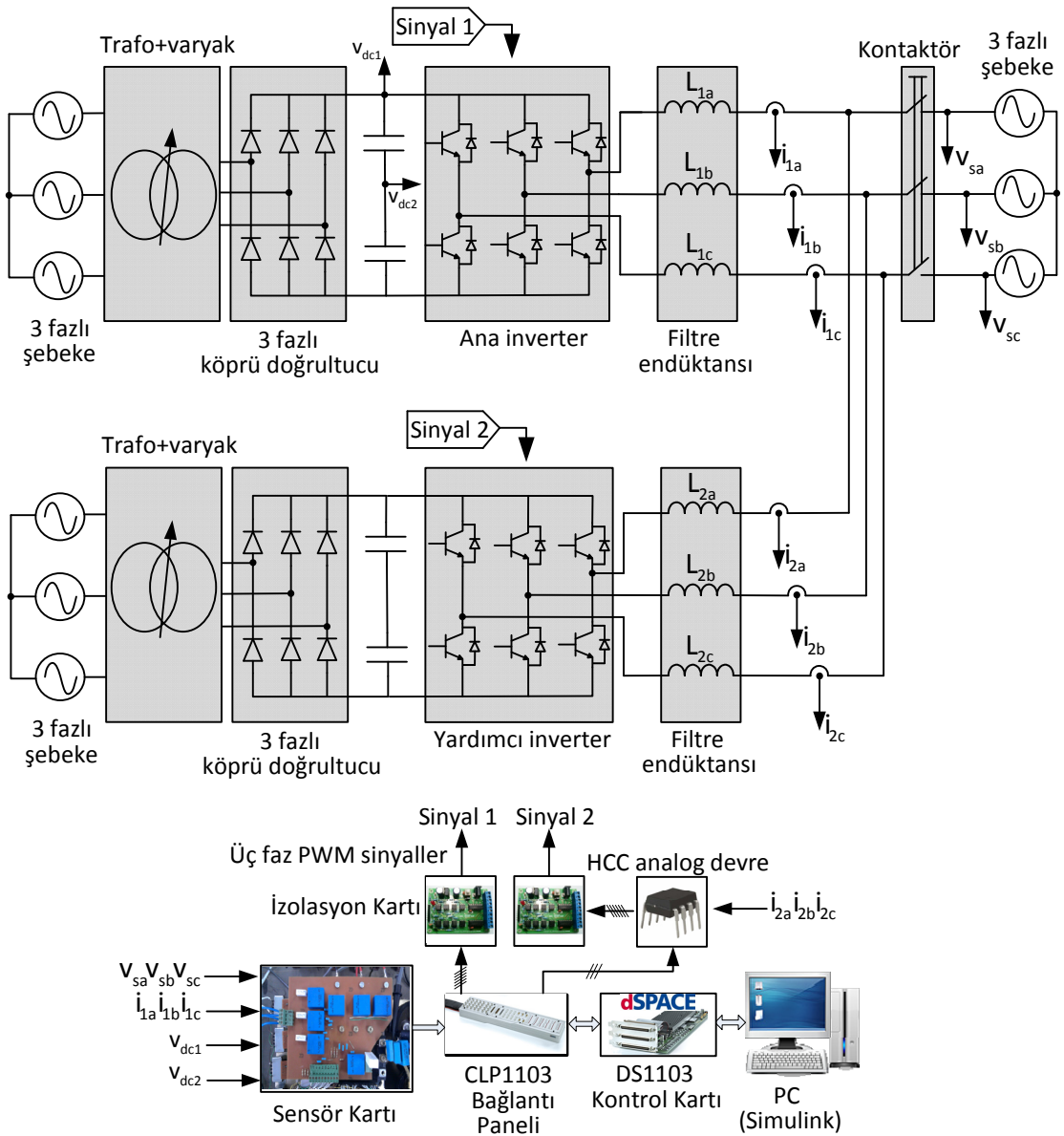
sinyallerine bağı olarak üretilen anahtarlama sinyalleri bağlantı paneline ve izolasyon kartı ile anahtarlama elemanlarına uygulanmaktadır.



Şekil 6.1 Laboratuarda gerçekleştirilen sistemin prototipi



Şekil 6.2 ControlDesk programı arayüzü



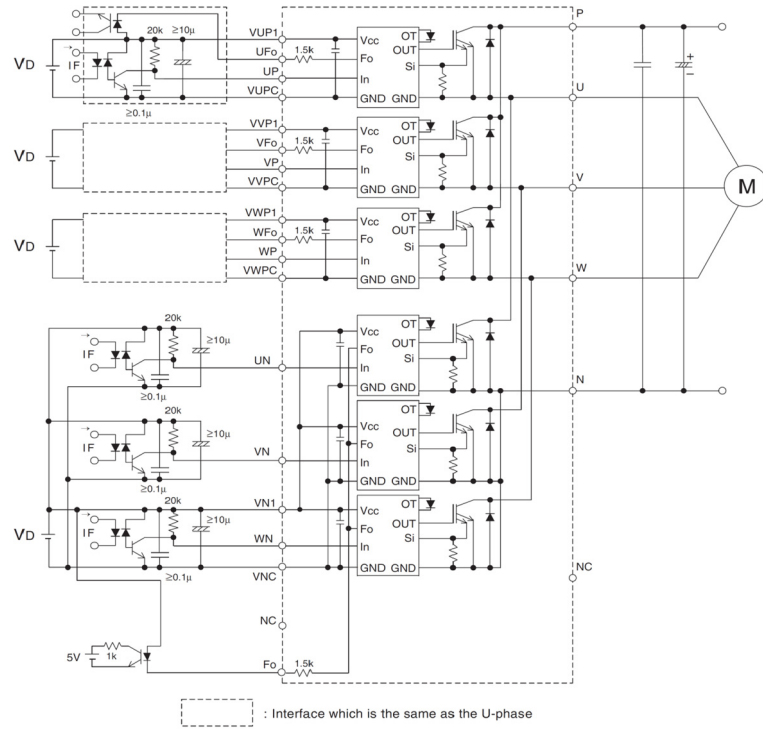
Şekil 6.3 Üç fazlı şebekeye bağlı paralel inverter sisteminin uygulama devresi şeması

Laboratuar prototipinde ana inverterde anahtarlama elemanı olarak Mitsubishi PM50CL1A120 IPM kullanılmıştır. Şekil 6.4'te gösterilen modül 50 A akım taşıma kapasitesine ve 1200 V gerilim dayanımına sahiptir.



Şekil 6.4 Mitsubishi PM50CL1A120 IPM

Modülün iç yapısı ve uç bağlantı şeması Şekil 6.5'te verilmiştir. Modülün içerisinde altı adet IGBT anahtar ve her anahtar için sürücü bulunmaktadır. Modülde bulunan V_{up1} , V_{vp1} , V_{wp1} ve V_{n1} uçlarına besleme gerilimi uygulanır. U_{f0} , V_{f0} , W_{f0} ve F_0 uçları sürücülerden gelen hata sinyallerini vermektedir. İnverteri kontrol edecek olan anahtarlama sinyalleri U_p , V_p , W_p , U_n , V_n ve W_n uçlarına verilmektedir. P ve N noktası DC baranın sırasıyla pozitif ve negatif uçları, U, V ve W uçları ise üç faz çıkışlarıdır.



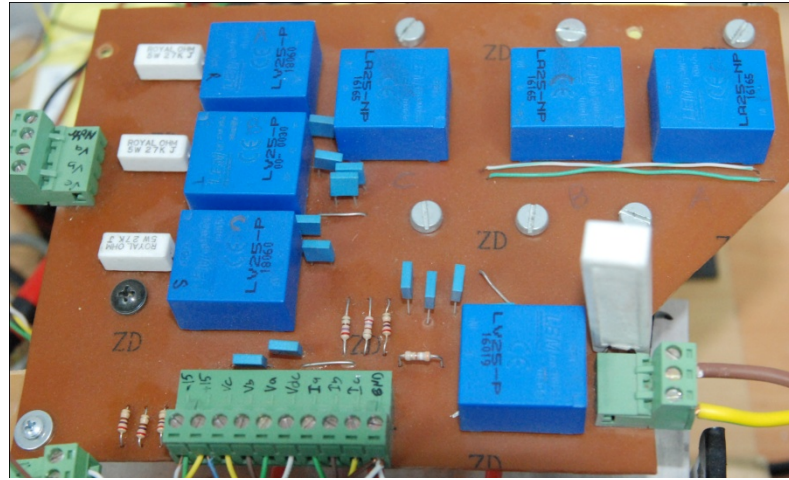
Şekil 6.5 IPM iç yapısı ve bağlantı şeması

Üç fazlı inverterde, her kolun üst anahtarı farklı potansiyellere bağlı olduğundan bu sinyallerin birbirinden izole olması gerekmektedir. Alttaki üç anahtar ise aynı potansiyelde bulunduğundan bu sinyallerin birbiri ile izoleli olmasına gerek yoktur. Ancak bu sinyaller üst anahtarların sinyalleri ile izoleli olmalıdır. Bu nedenle toplamda altı adet izolasyon entegresi kullanılmasına rağmen sinyallerin anahtarlara iletilmesi için dört adet izoleli kaynak yeterlidir. Şekil 6.6'da sinyal izolasyon kartı görülmektedir. Kart üzerinde sinyal izolasyonu için HCPL4506 entegresi ve hata sinyalinin kullanılabilmesi için PC817 entegresi kullanılmaktadır. HCPL4506 optokuplör entegrelerinin beslenmesi dört adet trafo ve 7815 regülatör entegresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6.6 IPM sinyal izolasyon kartı

Şekil 6.7’de görülen sensör kartında üç faz inverter çıkış akımlarını ölçmek için LEM LA25-NP akım sensörü, üç faz şebeke gerilimleri ve DC bara gerilimini ölçmek için LEM LV25-P gerilim sensörü kullanılmıştır.

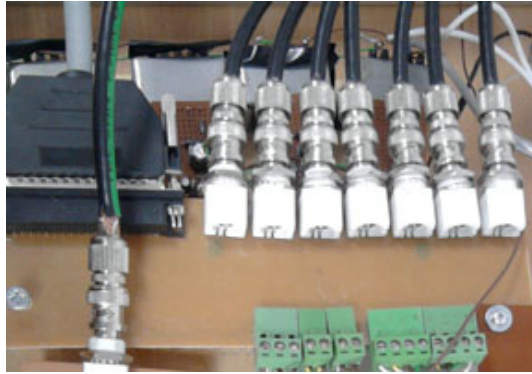


Şekil 6.7 Sensör kart

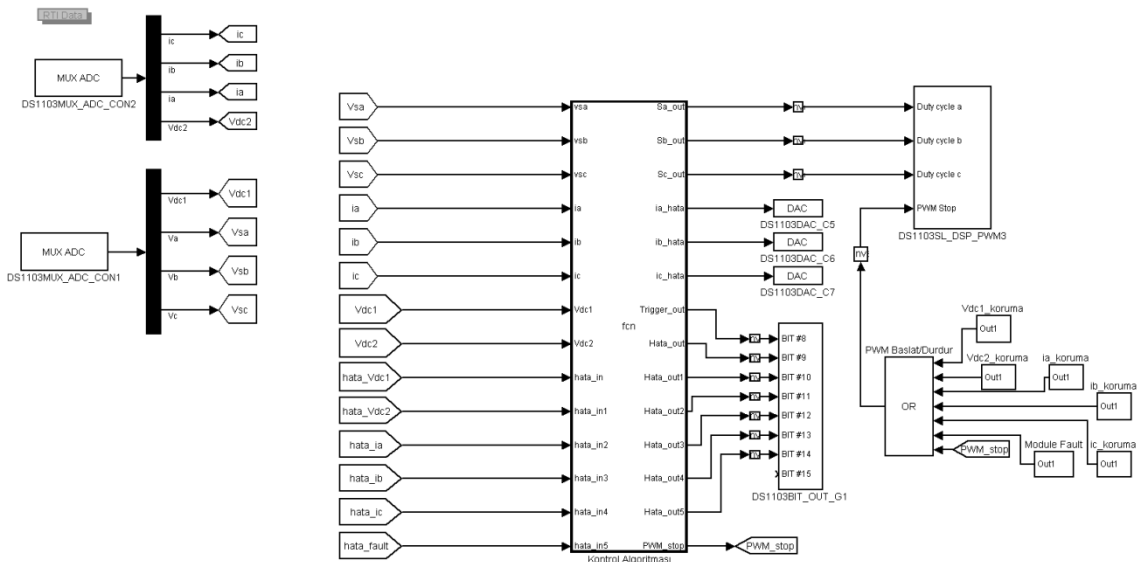
Sensörler yardımı ile ölçülen üç faz akım, üç faz gerilim, DC bara gerilimi sinyallerinin kontrol kartına verilmesi ve üretilen PWM sinyallerinin IGBT modüle verilmesi için Şekil 6.8’de görülen bağlantı kartı yapılmıştır.

Şekil 6.9’da devrenin kontrol yazılımının gerçekleştirildiği Simulink blokları görülmektedir. **DS1103MUX_ADC_CON1** ve **DS1103MUX_ADC_CON2** blokları analog-dijital dönüştürücü (ADC) bloklarıdır. Bu bloklar yardımı ile CLP1103 bağlantı paneline gelen sensör bilgileri okunmaktadır. ADC giriş aralığı $\pm 10V$ arasında değişmektedir. Bu aralık Simulink programına ± 1 olarak yansımaktadır. Böylece sensörden gelen 10V’luk sinyal Simulink ortamında 1 değerini almaktadır. **DS1103BIT_OUT_G1** bloğu I/O portlarının kullanımına yardımcı olmaktadır. Uygulama devresinde üç faz aşırı akım

koruma, DC bara gerilimi koruma ve modül hata çıkışından gelen hata sinyali ile devre çalışması durdurulmakta ve I/O bloğu yardımı ile ilgili LED'ler yakılarak hata tespit edilmektedir. **DS1103DAC_C5**, **DS1103DAC_C6** ve **DS1103DAC_C7** blokları ana inverter üç faz akım hata bilgisinin yardımcı inverter kontrol devresine gönderildiği DAC çıkışlarıdır. **DS1103SL_DSP_PWM3** bloğu PWM üretme işleminde kullanılmaktadır. Kontrol yazılımı ile tespit edilen üç faz doluluk oranları bu bloğa girilerek anahtarların PWM sinyalleri üretilmiş olur. **Embedded Matlab Function** içerisinde inverterin kontrol algoritması ve SVPWM modülasyon yönteminden oluşan kontrol yazılımı bulunmaktadır. m-file olarak yazılan kontrol algoritması derleyici yardımı ile derlenmekte ve DS1103 kontrol kartındaki işlemcilerle yüklenmektedir.



Şekil 6.8 Sensör bağlantı kartı



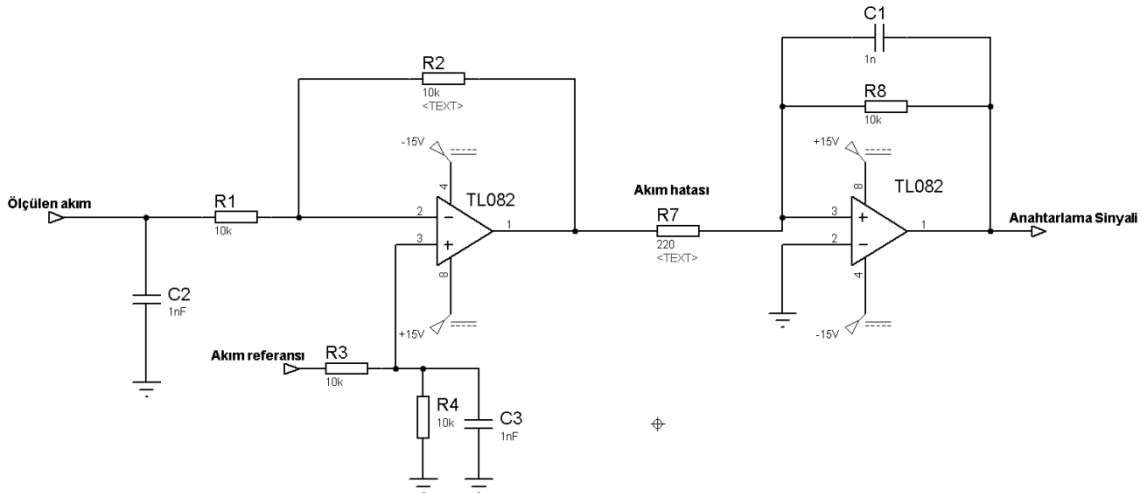
Şekil 6.9 Uygulama devresi Simulink kontrol blokları

Yardımcı inverter akımının değişim hızının yüksek olması nedeniyle analog kontrol tercih edilmiştir. Ana inverter kontrol algoritması 20µs çevrim süresinde çalışmaktadır. Bu sürenin kısaltılması mümkün olmadığından yardımcı inverterin HCC kontrolü dijital olarak gerçekleştirilememiştir.

Yardımcı inverterde anahtarlama elemanı olarak APT25GP90BQ1 POWER MOS 7 IGBT kullanılmıştır. Yarı iletken anahtarın akım taşıma kapasitesi 36A ve gerilim dayanımı 900V'tur.

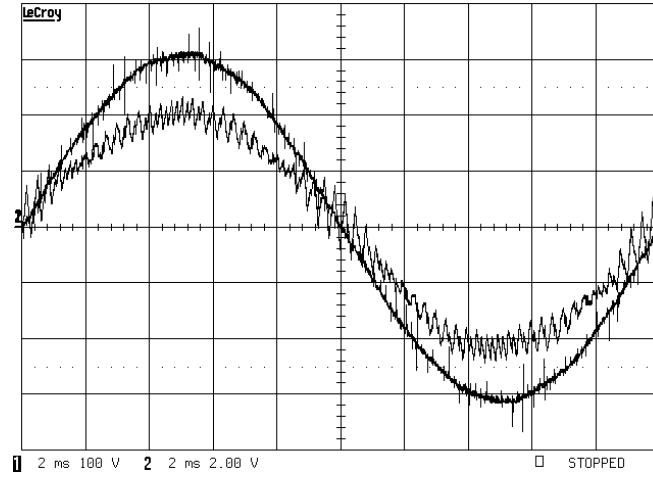
Yardımcı inverterin analog kontrolünde TL082 opamp, 7414 NOT kapısı ve ACPL333J entegreleri kullanılmıştır. TL082 entegresi içerisinde iki adet opamp bulunmaktadır. TL082 entegresi ile gerçekleştirilen analog HCC kontrol devre şeması Şekil 6.10'da görülmektedir. Birinci opamp ile referans akım ve ölçülen akımdan akım hatası tespit edilir. Bu hata ikinci opampta giriş sinyali olarak kullanılarak HCC kontrol sinyalinin üretilmesi sağlanır. Üst ve alt anahtar sinyalleri arasındaki ölü zaman 7414 NOT kapısı, direnç ve kondansatör elemanları kullanılarak elde edilmiştir.

Üretilen kontrol sinyalleri, izoleli, yüksek hızlı ve kısa devre korumalı ACPL333J sürücü entegresi kullanılarak güç elemanlarına uygulanmıştır. Sürücünün devre şeması Şekil 6.11'de verilmiştir.

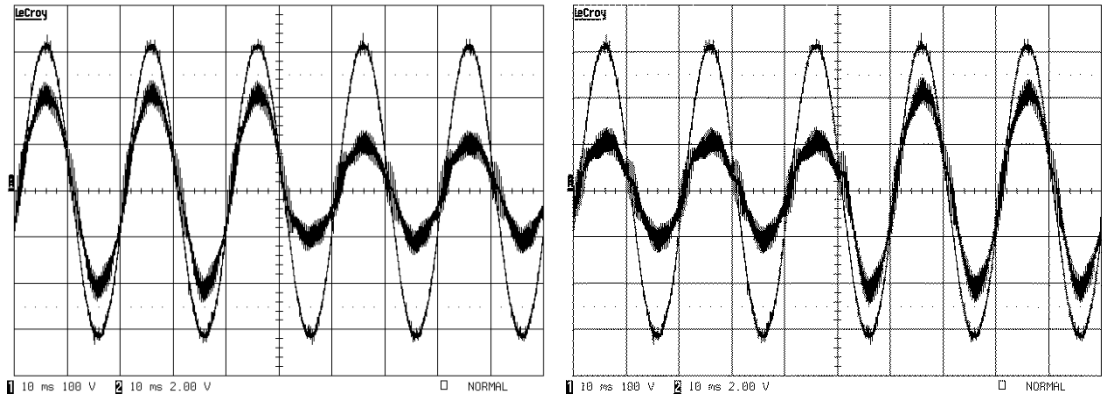


Şekil 6.10 HCC kontrol devre şeması

Şekil 6.14'te sistemin dinamik cevabının incelenmesi için ana inverter akım referansı %50 azaltılmış ve %100 artırılmıştır. Şekil 6.14(a)'da şebekeye 10kW güç aktarımı yapılırken referans %50 azaltılarak 5kW güç aktarımı yapılmıştır. Şekil 6.14(b)'de ise 5kW güç aktarımı yapılırken çıkış gücü referansı %100 yükseltilerek şebekeye 10kW güç aktarımı gerçekleştirilmiştir. Her iki durumda da sistemin referans değişikliğine hızlı bir şekilde cevap verdiği görülmüştür.



Şekil 6.13 Ana inverter bir faz akımı ve şebeke gerilimi değişimleri ($f_{sw1}=3\text{kHz}$)



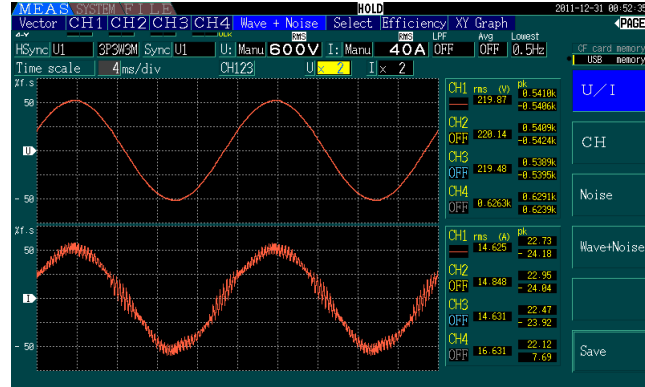
(a) 10kW→5kW

(b) 5kW→10kW

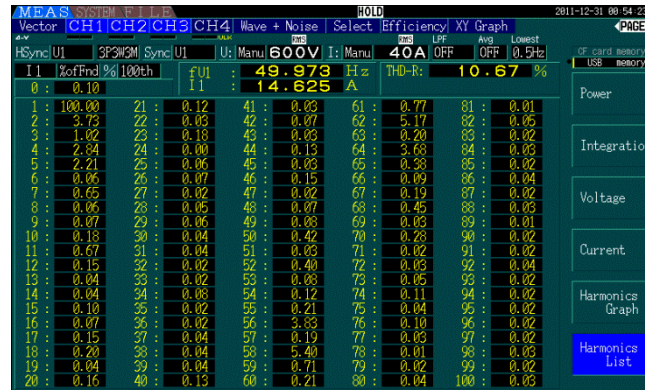
Şekil 6.14 Ana inverterin dinamik cevap değişimleri ($f_{sw1}=3\text{kHz}$)

Şekil 6.15-Şekil 6.17'de HIOKI 3390 güç analizörü ile yapılan ölçüm sonuçları verilmiştir. Şekil 6.15'te bir faz ana inverter çıkış akımı ve şebeke gerilimi görülmektedir. Şekil 6.16'da güç analizörü ile 100. bileşene kadar yapılan harmonik içeriği ölçüm sonucu verilmiştir. İnverter faz akımı toplam THD değeri %10.67 olarak ölçülmüştür. Kullanılan filtre endüktans değeri ve düşük anahtarlama frekansından dolayı ana inverter akımı

%5 THD şartını sağlamamaktadır. Şekil 6.17’de şebekeye 10kW güç aktarımı yapılırken ölçülen akım, gerilim, güç ve frekans değerleri görülmektedir. U_{RMS4} , I_{RMS4} ve P_4 sırasıyla DC bara gerilimi, DC bara akımı ve DC baradan çekilen gücü göstermektedir



Şekil 6.15 Ana inverter şebeke akımı ve gerilimi ($f_{sw1}=3kHz$)

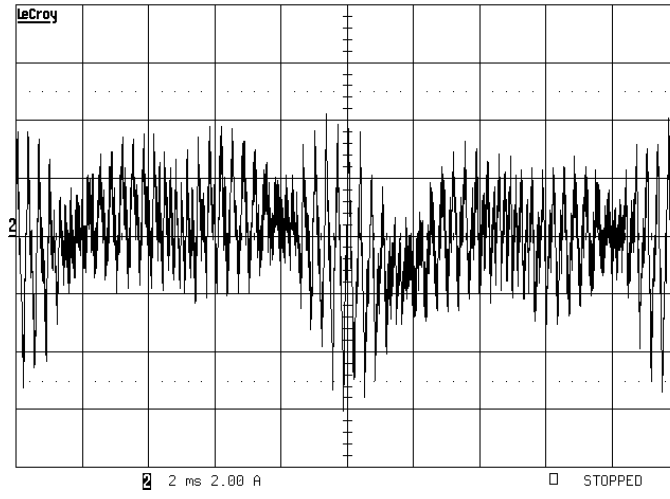


Şekil 6.16 Ana inverter akımı harmonik içeriği ($f_{sw1}=3kHz$)

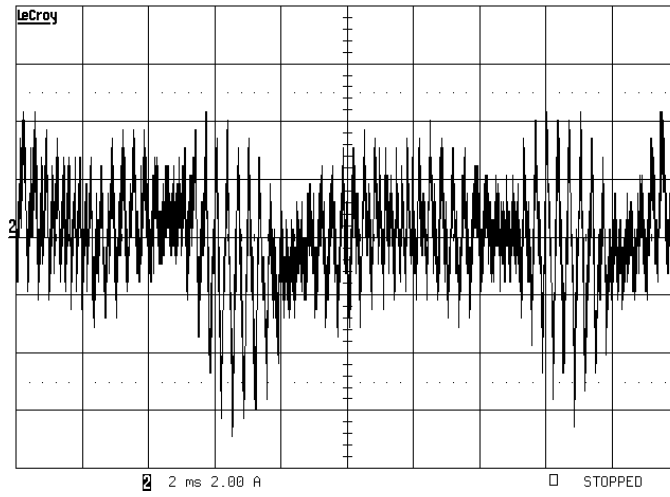


Şekil 6.17 Ana inverter akım, gerilim, güç ve frekans değerleri ($f_{sw1}=3kHz$)

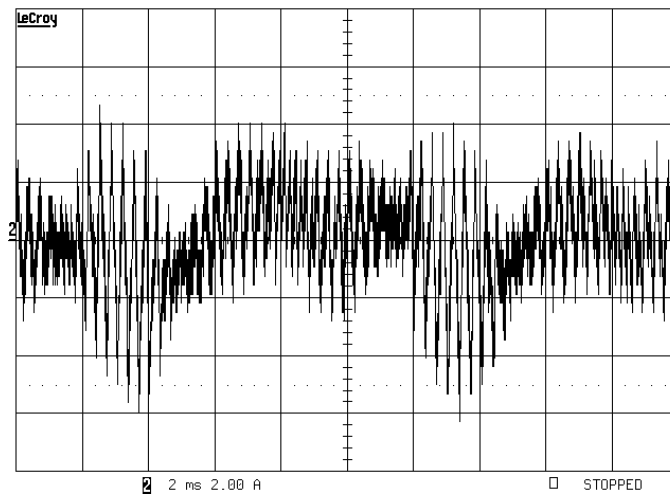
Şekil 6.18’de yardımcı inverter akımları verilmiştir. Ana inverter akımındaki hata yardımcı inverter tarafından üretilerek THD şartını sağlayan şebeke akımı elde edilmektedir.



(a) a-fazı akımı



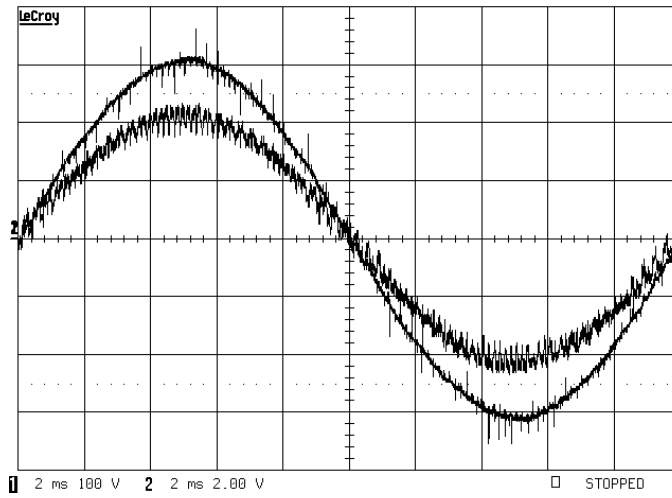
(b) b-fazı akımı



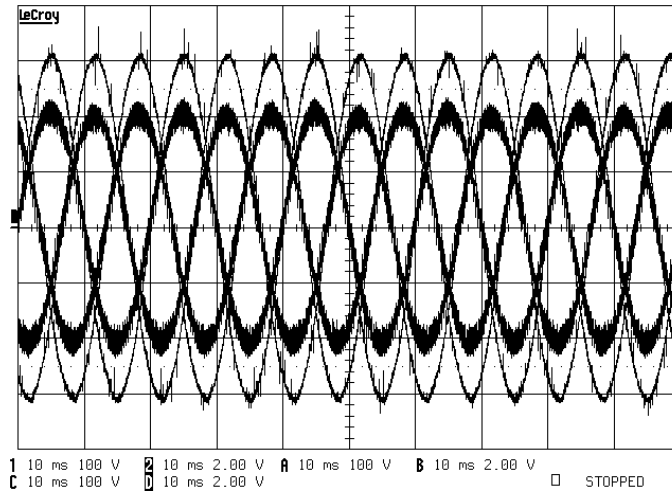
(c) c-fazı akımı

Şekil 6.18 Yardımcı inverter akımları

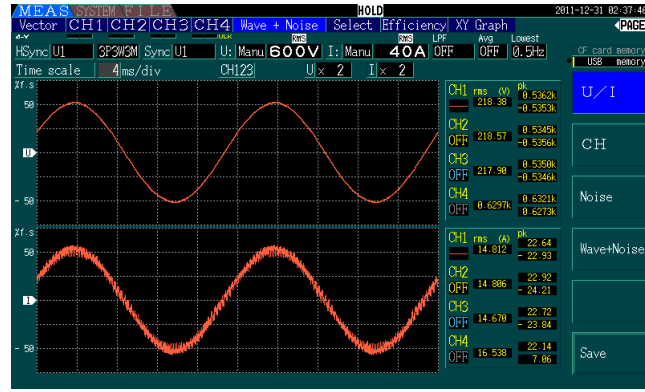
Şekil 6.19’da şebeke gerilimi ile paralel inverterlerin ürettiği faz akımı görülmektedir. Üretilen akım şebeke gerilimi ile aynı fazda olup %5 THD şartını sağlamaktadır. Şekil 6.20’de üç faz şebeke akımı ve gerilimi değişimleri verilmiştir. Şebekeye aktarılan akımların ilgili şebeke gerilimleri ile senkron olduğu görülmektedir. Şekil 6.21’de güç analizörü ile yapılan şebeke faz akımı ölçümü, Şekil 6.22’de bu akımın harmonik içeriği ve Şekil 6.23’te akım, gerilim, frekans ve güç ölçümleri verilmiştir. Şekil 6.13’teki ana inverter akımı ile Şekil 6.18(a)’daki yardımcı inverter akımının toplamının oldukça düzgün olduğu Şekil 6.19’da görülmektedir. Paralel inverterlerin ürettiği şebeke akımı THD değeri %3.92 olarak ölçülmüştür.



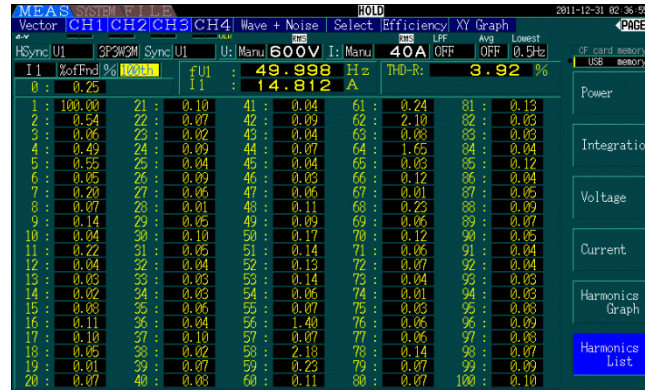
Şekil 6.19 Paralel inverter bir faz akım ve gerilim değişimleri



Şekil 6.20 Paralel inverter üç faz akım ve şebeke gerilimi değişimleri



Şekil 6.21 Paralel inverter fazı akımı ve gerilimi

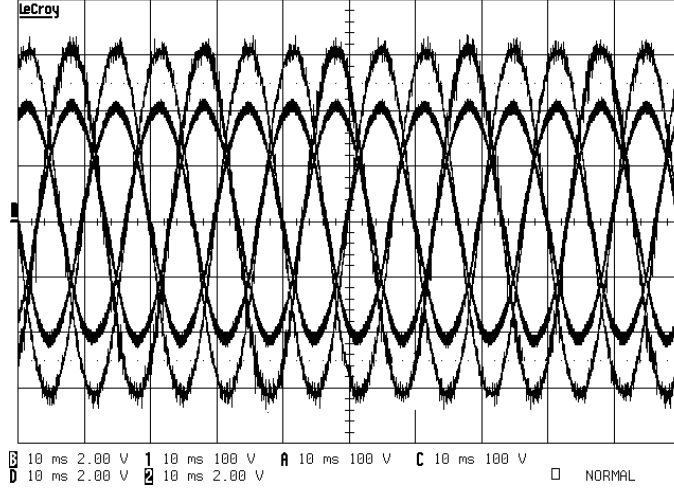


Şekil 6.22 Paralel inverter şebeke akımı harmonik içeriği



Şekil 6.23 Paralel inverter sisteminde akım, gerilim, güç ve frekans ölçümleri

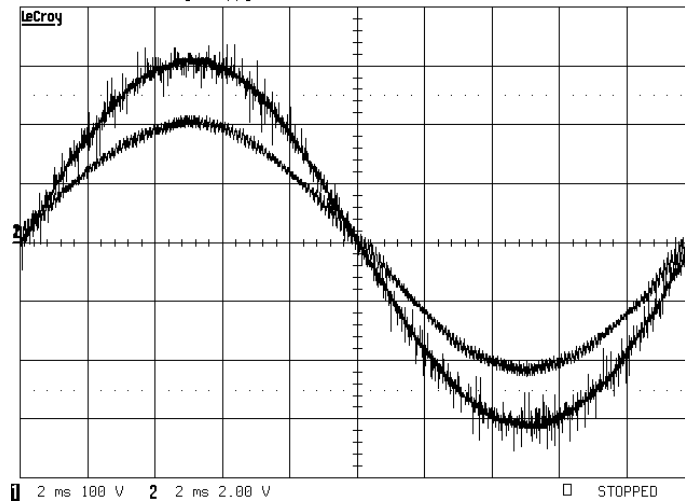
Şekil 6.24-Şekil 6.30'da şebekeye enerji aktarımının 9kHz anahtarlama frekansında çalışan tek bir inverter ile yapılması durumunda elde edilen değişimler görülmektedir. Şekil 6.24'te şebeke gerilimleri ve üretilen şebeke akımları verilmiştir. Üç faz şebeke akımları ile gerilimleri aynı fazdadır ve güç faktörü 0.99'un üzerindedir.



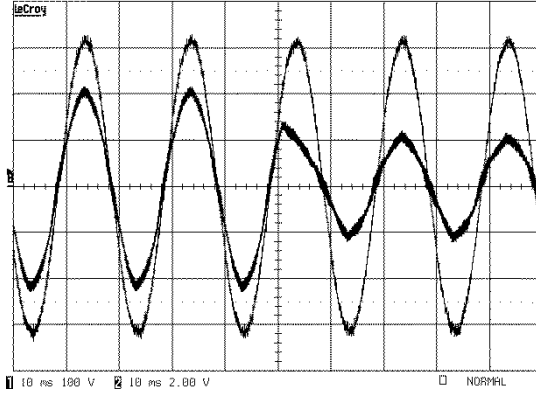
Şekil 6.24 Tek inverter üç faz akım ve şebeke gerilimi değişimleri ($f_{sw}=9\text{kHz}$)

Şekil 6.25'te bir faz şebeke akımı ve geriliminin bir periyot boyunca değişimi görülmektedir. İnverter akımındaki dalgalanma yüksek anahtarlama frekansından dolayı Şekil 6.13'teki 3kHz anahtarlama frekansında üretilen akıma göre oldukça düşüktür.

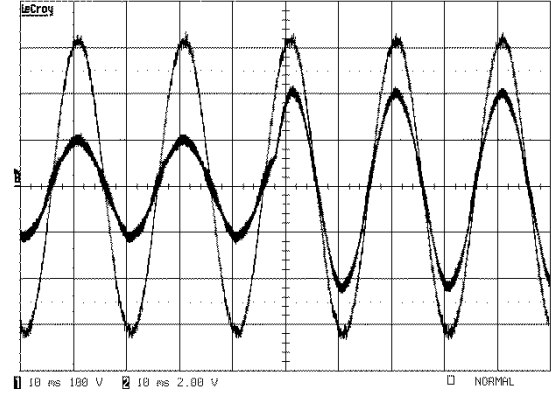
Anahtarlama frekansının 9kHz olması durumunda sistemin dinamik cevap performansının incelenmesi için çıkış gücü %50 azaltılmış ve %100 artırılmıştır. Çıkış gücü referans değerinin değişmesi durumunda sistemin dinamik cevabı Şekil 6.26'da görülmektedir. Referans değişimlerine sistem hızlı bir şekilde cevap vermekte ve çıkış akımları yeni referans değerlerine ulaşmaktadır.



Şekil 6.25 Tek inverter bir faz akımı ve şebeke gerilimi ($f_{sw}=9\text{kHz}$)



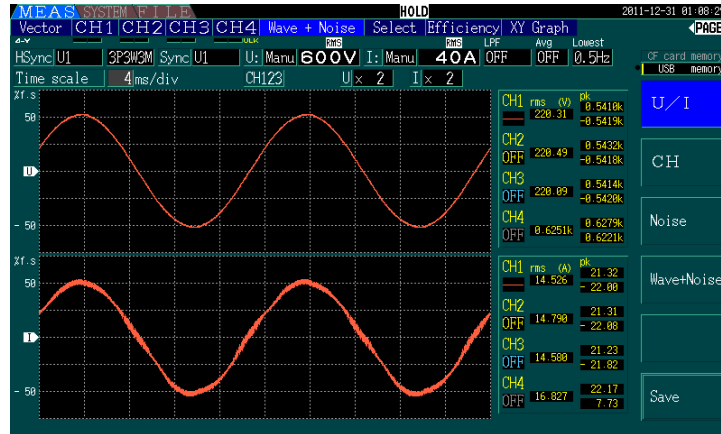
(a) 10kW→5kW



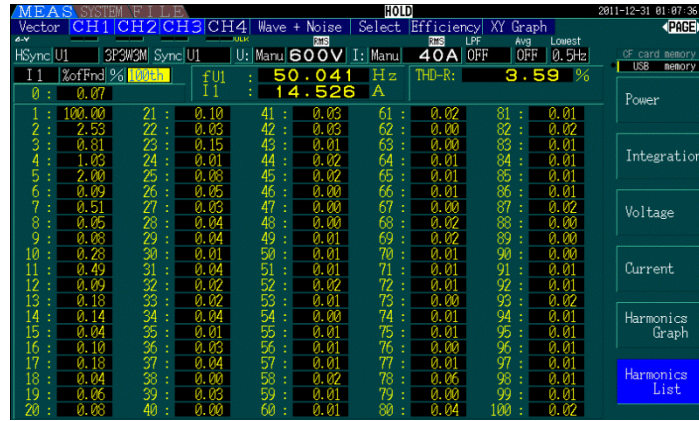
(b) 5kW→10kW

Şekil 6.26 Tek inverterin dinamik cevap değişimleri ($f_{sw}=9\text{kHz}$)

Şekil 6.27-Şekil 6.29'da 9kHz anahtarlama frekansında HIOKI 3390 güç analizörü ile yapılan ölçüm sonuçları verilmiştir. Şekil 6.27'de bir faz şebeke akımı ve gerilimi değişimleri görülmektedir. Üretilen akımın harmonik içeriği Şekil 6.28'de verilmiştir. 3kHz anahtarlama frekansında tek inverterin ürettiği akımların THD değeri %10.67 iken 9kHz anahtarlama frekansında bu değer %3.59 olarak ölçülmüştür. Bu frekansta tek inverter ile üretilen şebeke akımı %5 THD şartını sağlamaktadır. Şekil 6.29'da ölçülen üç faz gerilim, akım, aktif güç ve frekans değerleri görülmektedir. U_{RMS4} , I_{RMS4} ve P_4 sırasıyla DC bara gerilimi, DC bara akımı ve DC baradan çekilen gücü göstermektedir.



Şekil 6.27 Tek inverter bir faz akımı ve şebeke gerilimi ($f_{sw}=9\text{kHz}$)

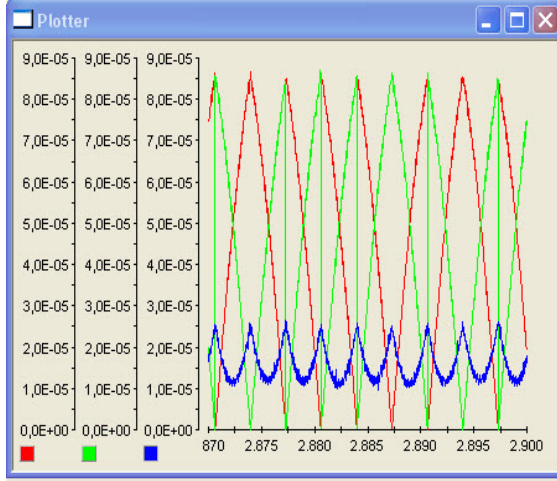


Şekil 6.28 Tek inverter şebeke akımı harmonik içeriği ($f_{sw}=9\text{kHz}$)

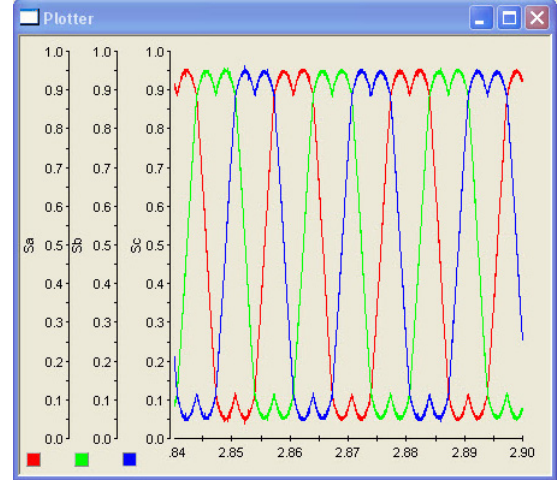


Şekil 6.29 Tek inverter şebeke akım, gerilim, güç ve frekans değerleri ($f_{sw}=9\text{kHz}$)

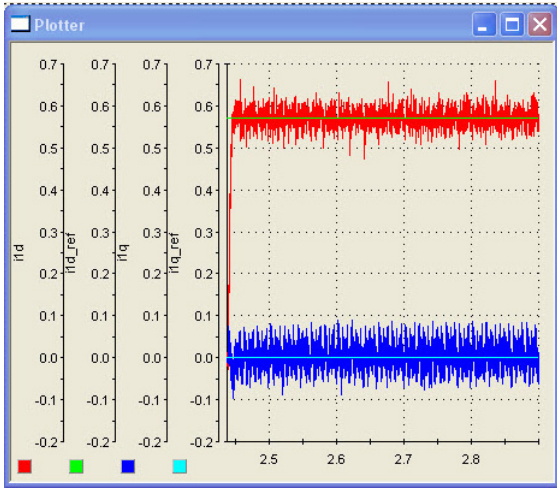
Şekil 6.30'da 9kHz anahtarlama frekansında çalıştırılan inverterde ControlDesk programı ile yapılan ölçümler görülmektedir. Şekil 6.30(a)'da gerilim vektörlerinin uygulanma süreleri (T_a , T_b , T_c) görülmektedir. Şekil 6.30(b)'de ise Şekil 6.30(a)'da hesaplanan süreler kullanılarak elde edilen modülasyon oranı değişimleri verilmiştir. Bu değişimler PWM bloğuna uygulanarak inverterin anahtarlama sinyalleri elde edilmektedir. Şekil 6.30(c)'de inverter tarafından üretilen şebeke akımlarının d-q bileşenleri ve referans değerleri görülmektedir. Üretilen akımlar hızlı bir şekilde referans değere ulaşmakta ve kararlı halde referans değerleri takip etmektedir. Şekil 6.30(d)'de üç faz şebeke gerilimleri ve şebeke açısı verilmiştir. Şebeke açısı a fazı geriliminin maksimum olduğu yerde sıfır değerini almaktadır. Şebeke geriliminin ve inverter çıkış geriliminin d-q eksenindeki bileşenleri Şekil 6.30(e) ve Şekil 6.30(f)'de verilmiştir. Şekil 6.30(g)'de şebeke akımı ve referansının alfa-beta eksenindeki değişimleri, Şekil 6.30(h)'de üç faz şebeke akım ve gerilim değişimleri görülmektedir.



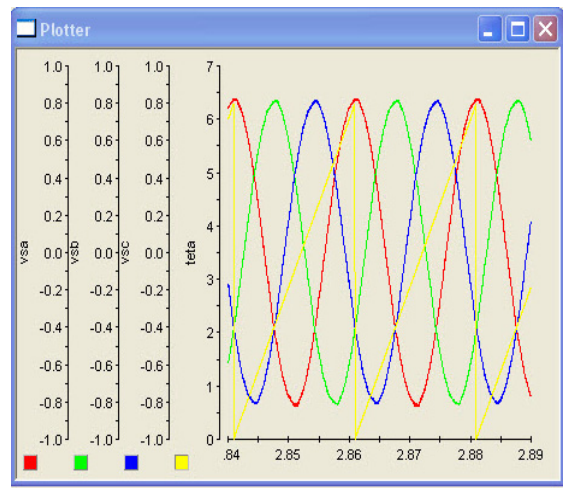
(a) T_a, T_b, T_c süreleri



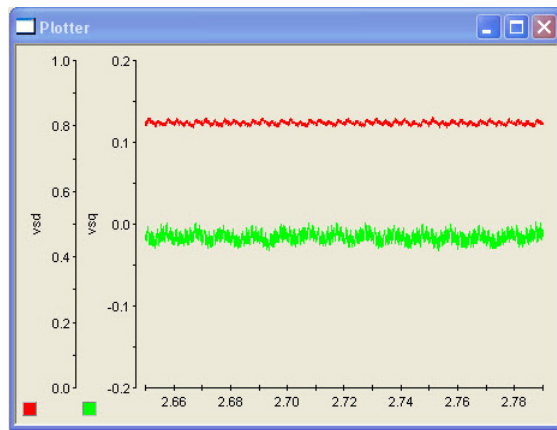
(b) S_a, S_b, S_c modülasyon oranları



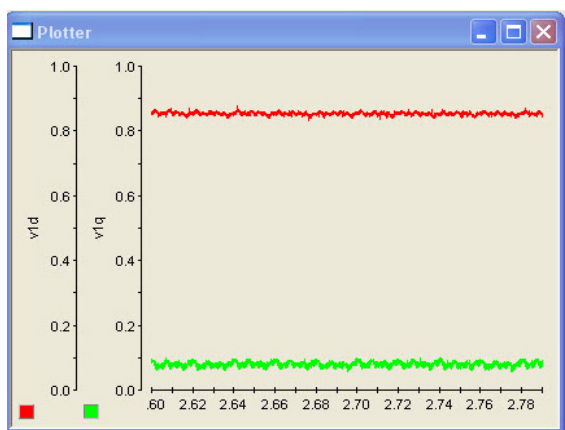
(c) Şebeke akımı d-q bileşenleri



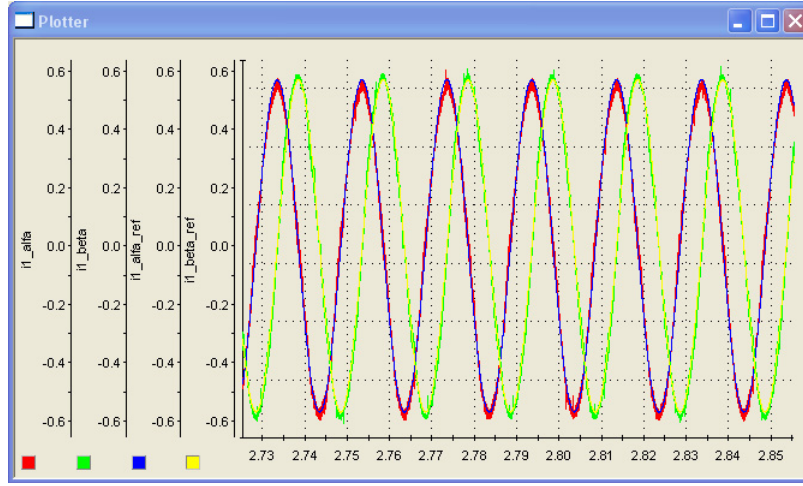
(d) Şebeke gerilimleri



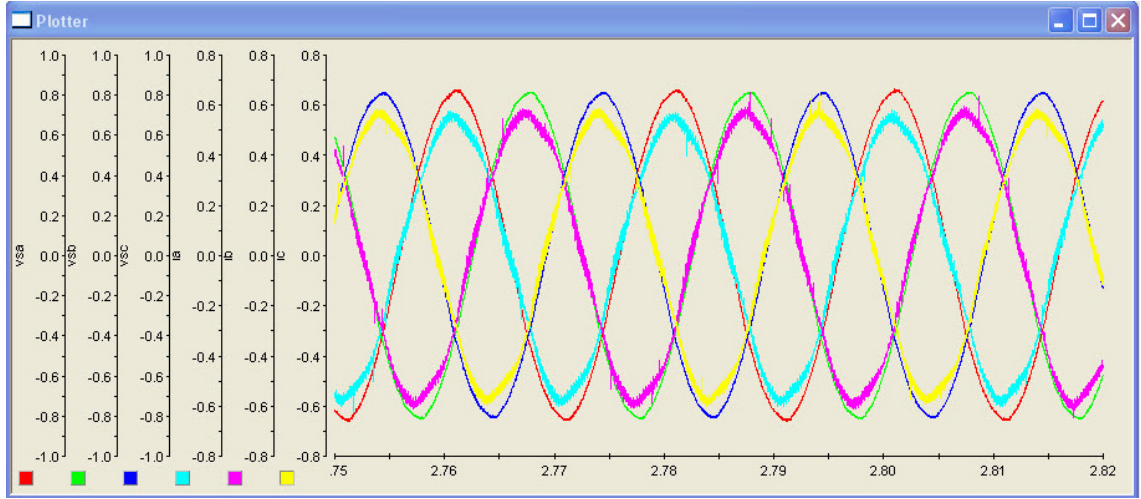
(e) Şebeke gerilimi d-q bileşenleri



(f) Inverter çıkış gerilimi referansı d-q bileşenleri



(g) Şebeke akımı ve referansının alfa-beta eksenindeki değişimleri



(h) Üç faz şebeke akım ve gerilim değişimleri

Şekil 6.30 ControlDesk yardımıyla deney devresinden alınan ölçüm sonuçları

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, şebekeye enerji aktaran üç fazlı yüksek verimli paralel bağlı inverter sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen sistemde ana ve yardımcı inverterden oluşan iki adet üç fazlı paralel bağlı gerilim kaynaklı inverter kullanılmıştır. Tek inverterin ve paralel bağlı inverter sisteminin matematiksel modelleri çıkartılmış ve analizler bu modeller kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İnverterlerin analizleri DC bara gerilimi, filtre endüktans değeri, anahtarlama frekansı ve histerezis bant genişliği için yapılmıştır. Yapılan parametrik analizler sonucunda şebekeye aktarılan akımın THD değeri ile yardımcı inverterin ortalama anahtarlama frekansının değişimleri elde edilmiştir.

Tek inverterin parametrik analizinde farklı filtre endüktansı değeri, anahtarlama frekansı ve DC bara gerilimine bağlı olarak şebeke akımının THD değişimi elde edilmiştir. İnverter çıkışında düşük değerli filtre endüktansı kullanıldığında ve düşük anahtarlama frekansında, şebeke akımındaki dalgalanma ve akımın THD değeri yükselmektedir. İnverter kayıplarını azaltmak için düşük anahtarlama frekansı kullanıldığında %5 sınırının altında THD elde edebilmek için filtre endüktansının değerinin artırılması gerekmektedir. L değeri ne kadar büyük olursa anahtarlama frekansı o kadar azaltılabilmektedir. L değerinin yükselmesi maliyet ve hacim artışına, sistemin dinamik cevabının yavaşlamasına ve L üzerindeki gerilimin artmasına neden olmaktadır. L'deki gerilim düşümüne bağlı olarak DC bara geriliminin artırılması gerekmektedir.

Geliştirilen paralel inverter sisteminde ana inverter akımındaki dalgalanmanın şebeke akımına olumsuz etkisi yardımcı inverter tarafından azaltılmaktadır. Anahtarlama kayıplarını azaltmak için düşük anahtarlama frekansında çalıştırılan ana inverterin

çıkışındaki L_1 değerin seçimi, yardımcı inverterin gücünü ve anahtarlama frekansını etkiler. Ana inverter akımındaki dalgalanma yardımcı inverterin akım referansını oluşturmaktadır. Bu dalgalanma yardımcı inverterin gücünü belirlemektedir. Önerilen paralel inverter sisteminde yardımcı inverter gücünün ana invertere göre oldukça düşük olması hedeflenmiştir. Yardımcı inverter gücünün düşük olması sistem verimini olumlu etkilemektedir. L_1 değeri akımın değişim hızını belirlediğinden yardımcı inverterin L_2 değerin seçiminde etkili olmaktadır. L_2 değeri seçilirken yardımcı inverter kayıpları ve şebeke akımının THD değeri dikkate alınmalıdır. Ana inverterin akım hatasını üretebilmek için yardımcı inverterin yüksek frekansta çalışması gerekmektedir. Bu nedenle yardımcı inverterde yüksek hızlı anahtarlama elemanı seçilmesi gerekmektedir. MOSFET kullanılan inverterde ters akım diyotlarının yavaş olması ciddi problemler oluşturmaktadır. Ayrıca MOSFET elemanlarının yüksek gerilimde pahalı olması nedeniyle endüstriyel uygulamalarda tercih edilmemektedir. Bu nedenle laboratuvar prototipinde MOSFET yerine hızlı ayırık (discrete) IGBT kullanılmıştır. Ayırık IGBT'ler düşük çalışma akımlarında MOSFET'e yakın hızlarda çalışabilmekte, ters toparlanma akımı ve fiyat açısından avantaj sağlamaktadır.

Yapılan analizler sonucunda belirlenen çalışma ve kontrol parametreleri ile tek inverterin ve sistemin MATLAB/Simulink simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçlarında her iki durumda şebeke akımının THD değerin %5 şartını sağladığı görülmüştür. Bu parametreler ile tek inverter ve paralel inverter sisteminin verimleri katalog bilgileri kullanılarak analitik olarak hesaplanmıştır. Hesaplamalar sonucunda nominal güç aktarımı için $L=3\text{mH}$ ve anahtarlama frekansı 9 kHz olan tek bir inverter kullanıldığında verim %97.6 olmaktadır. $L_1=3\text{mH}$ ve anahtarlama frekansı 3kHz olan ana inverter ile HCC kontrollü yardımcı inverterden oluşan paralel inverter sisteminin verimi ise %98.6'ya çıkmaktadır. Bu verim değerlerine göre geliştirilen sistem ile %1 civarında verim artışı sağlandığı tespit edilmiştir.

Yapılan teorik analizlerin doğrulanması için sistemin uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Ana inverter kontrolü dSPACE 1103 kontrol kartı kullanılarak dijital olarak yapılırken yardımcı inverter akımının değişim hızının yüksek olmasından dolayı analog kontrol tercih edilmiştir. Teorik analizlerde verim hesabı yapılırken endüktans kayıpları ihmal edilerek sadece inverter kaybı hesaplanmıştır. Uygulama devresinde ise

endüktans kayıpları dâhil edilerek tüm sistem verimi ölçülmüştür. Tek bir inverter 9kHz anahtarlama frekansında çalıştırıldığında verim %94.97 ve THD değeri %3.59 olarak ölçülmüştür. Tek inverter 3kHz anahtarlama frekansında çalıştırıldığında verim %96.06 ve THD değeri %10.67 olmaktadır. 3kHz anahtarlama frekansında SVPWM kontrol yöntemi ile çalıştırılan ana inverter ve HCC kontrollü yardımcı inverterden oluşan paralel bağlı sistemde şebeke akımı THD değeri %3.92, sistem verimi ise %95.7 olarak ölçülmüştür. Gerçekleştirilen uygulama devresinin THD ve verim değerleri Çizelge 7.1’de verilmiştir.

Çizelge 7.1 Ana inverter ve paralel inverter THD ve verim değerleri

	Tek inverter ($f_{sw}=3\text{kHz}$)	Tek inverter ($f_{sw}=9\text{kHz}$)	Paralel inverter (Ana inverter 3kHz, yardımcı inverter HCC)
THD	%10.67	%3.59	%3.92
Verim	%96.06	%94.97	%95.7

- [1] Zeng, Q., Chang, L. ve Song, P., (2004). "SVPWM-based current controller with grid harmonic compensation for three-phase grid-connected VSI", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04), 20-25 June 2004, 2494-2500.
- [2] Zeng, Q. ve Chang, L., (2005). "Study of advanced current control strategies for three-phase grid-connected pwm inverters for distributed generation", IEEE Conference on Control Applications (CCA'05), 28-31 August 2005, 1311-1316.
- [3] Zeng, Q. ve Chang, L., (2005). "Improved Current Controller Based on SVPWM for Three-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverters", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '05), 16-19 June 2005, 2912-2917.
- [4] Wang, Z. Ve Chang, L., (2008). "A DC Voltage Monitoring and Control Method for Three-Phase Grid-Connected Wind Turbine Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, 23:1118-1125.
- [5] Yan, Z., Shanxu, D., Fei, L. ve Jinjun, Y., (2008). "Research on Digital Implementation of Proportional-Resonant Controller Based on a Three-Phase PV Grid-Connected System", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'08), 17-20 October 2008, 2746-2749.
- [6] Guo, X.Q. ve Wu, W.Y, (2010). "Improved Current Regulation of Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Inverters for Distributed Generation", Systems", IET Renewable Power Generation, 4:101-115.
- [7] Lorduy, A., Lazaro, A., Fernandez, C., Quesada, I. ve Barrado, A.:(2009). "Novel Simplified Controller for Three Phase Grid Connected Inverter Based on Instantaneous Complex Power", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'09), 15-19 February 2009, 1306-1312.
- [8] Song, X., Wang, Y., Hu, W. ve Wang, Z., (2009). "Three Reference Frame Control Scheme of 4 Wire Grid Connected Inverter for Micro Grid Under Unbalanced Grid Voltage Conditions", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'09), 15-19 February 2009, 1301-1305.
- [9] Burger, B. Ve Kranzer, D., (2009). "Extreme high efficiency PV-power converters", European Conference on Power Electronics and Applications, (EPE'09), 8-10 September 2009, 1-13.
- [10] Hantschel, J., (2006). "Wechselrichterschaltung für erweiterten Eingangs-

spannungsbereich“, Patent Application DE 10 2006 010 694 A1, filed March 8, 2006.

- [11] Kerekes, T., Teodorescu, R., Klumpner, C., Sumner, M. ve Floricau, D., Rodriguez, P.;(2007). "Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies", European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'07), 2-5 September 2007, 1-10.
- [12] Chen, T.P., (2006). "Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters", IEE Electric Power Applications, 153: 282-288.
- [13] Liangliang, C., Lan, X. ve Yangguang, Y., (2003). "A Novel Parallel Inverter System Based on Coupled Inductors", Telecommunications Energy Conference (INTELEC'03), 23-25 Oct. 2003, 46-50.
- [14] Grandi, G., Rossi, C., Ostojic, D. ve Casadei, D., (2009). "A New Multilevel Conversion Structure for Grid-Connected PV Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56:4416-4426.
- [15] Ye, Z., Boroyevich, D., Choi, J.Y. ve Lee, F.C., (2002). "Control of Circulating Current in Two Parallel Three-Phase Boost Rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, 17:609-615.
- [16] Yang, C., Liang, H. ve Jiang, J., (2006). "Modeling and Simulation of AC-DC-AC Converter System for MW-Level Direct-Drive Wind Turbine grid Interface", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06), 18-22 June 2006, 1-4.
- [17] Fu, X., Chunliang, E., Li, J. ve Xu, H., (2008). "Modeling and Simulation of Parallel-Operation Grid-connected Inverter", IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'08), 21-24 April 2008, 1-6.
- [18] Hu, W., Wang, Y., Song, X. ve Wang, Z., (2009). "An Improved DC-Link Voltage Control Method for Multiple Grid Connected Converter in Direct Drive Wind Power Generation System", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'09), 15-19 February 2009, 1939-1944.
- [19] Wang, Z.G., Jin, J.X., Guo, Y.G. ve Zhu, J.G., (2008). "SVPWM Techniques and Applications in HTS PMSM Machines Control", Journal of Electronic Science and Technology of China, 6:191-197.
- [20] Zue, A.O. ve Chandra A., (2006). "Grid Connected Photovoltaic Interface with VAR Compensation and Active Filtering Functions", International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES'06), 12-15 Dec. 2006, 1-6.
- [21] Azevedo, G.M.S., Cavalcanti, M.C., Neves, F.A.S., Limongi, L.R. ve Oliveira, K.C., (2010). "Grid connected photovoltaic topologies with current harmonic compensation", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'10), 4-7 July 2010, 2394-2399.
- [22] Seo, H.R., Kim, G.H., Ali, M.H., Park, M. ve Yu, I.K., (2007). "A study on the performance analysis of the grid-connected PV AF system", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'07), 8-11 Oct. 2007, 371-375.

- [23] Twining, E. ve Holmes, D.G., (2003). "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter", IEEE Transactions on Power Electronics, 18:888-895.
- [24] Raoufi, M. ve Lamchich, M.T., (2004). "Average Current Mode Control of a Voltage Source Inverter Connected to the Grid:Application to Different Filter Cells", Journal of Electrical Engineering, 55:77-82.
- [25] Ahmed, K.H., Finney, S.J. ve Williams, B.W., (2007). "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation", Compatibility in Power Electronics (CPE'07), 29 May-1 June 2007, 1-9.
- [26] Gullvik, W., Norum, L. ve Nilsen, R., (2007). "Active damping of resonanceoscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor", Compatibility in Power Electronics (CPE'07), 2-5 September 2007, 1-10.
- [27] Lee, S., Lee, K.J. ve Hyun, D.S., (2008). "Modeling and control of a grid connected VSI using a delta connected LCL filter", Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON'08), 10-13 November 2008, 833-838.
- [28] Wei, S., Xiaojie, W., Peng, D. ve Juan, Z., (2008). "An over view of damping methods for three-phase PWM rectifier", IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'08), 21-24 April 2008, 1-5.
- [29] IEEE 519-1992 Standard, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.
- [30] Elektrik İletim Sistemi Arz Güvenilirliği ve Kalitesi Yönetmeliği,2004.
- [31] Ong, C.M., (1998). Dynamic Simulation of Electric Machinery, Prentice Hall, New York.
- [32] Iqbal, A., Lamine, A., Ashra, I. ve Mohibullah, (2006). "Matlab/Simulink Model of Space Vector PWM for Three-Phase Voltage Source Inverter", International Universities Power Engineering Conference (UPEC'06), 6-8 September 2006, 1096-1100.
- [33] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M. ve Timbus, A.V., (2006). "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53:1398-1409.
- [34] Agirman, I. ve Blasko, V., (2003). "A Novel Control Method of a VSC Without AC Line Voltage Sensors", IEEE Transactions on Industry Applications, 39: 519-524.
- [35] Chen, X., Fu, Q., Yu, S. ve Zhou, L., (2008). "Unified Control of Photovoltaic Grid-connection and Power Quality managements", Workshop on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS'08), 2-3 Aug. 2008, 360-365.
- [36] Ramos, C.J., Martins, A.P., Araujo, A.S. Ve Carvalho, A.S., (2002). "Current control in the grid connection of the double-output induction generator", linked to a variable speed wind turbineIEEE Industrial Electronics Society (IECON'02), 5-8 Nov. 2002, 979-984.
- [37] Candusso, D., Valero, L. ve Walter, A., (2002). "Modelling, control and simulation

- of a fuel cell based power supply system with energy management", IEEE Industrial Electronics Society (IECON'02), 5-8 Nov. 2002, 1294-1299.
- [38] Kasapoğlu, A., (1996). Devre Analizi, İstanbul.
 - [39] Cha, H. ve Vu, T.K., (2010). "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'10), 21-25 February 2010, 1659-1665.
 - [40] Lee, K.J., Park, N.J., Kim, R.Y. , Ha, R.Y. ve Hyun, D.S., (2008). "Design of an LCL filter employing a symmetric geometry and its control in grid-connected inverter applications", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '08), 15-19 June 2008, 963-966.
 - [41] Loh, P.C. ve Holmes, D.G., (2005). "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, 41:644-654.
 - [42] Liu, F., Zha, X., Zhou, Y. ve Duan, S., (2009). "Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter", IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC'09), 17-20 May 2009, 2174-2177.
 - [43] Liu, F., Zhou, Y., Duan, S., Yin, J., Liu, B. ve Liu, F., (2009). "Parameter Design of a Two-Current-Loop Controller Used in a Grid-Connected Inverter System With LCL Filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56:4483-4491.
 - [44] Wang, T.C.Y., Zhihong, Y., Sinha, G. ve Yuan, X., (2003). "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'03), 19 Jun. 2003, 779-784.
 - [45] Liserre, M., Dell'Aquila, A. ve Blaabjerg, F., (2002). "Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), 23-27 June 2002, 1195-1201.
 - [46] Song, S.H., Kang, S.I. ve Hahm, N.-K., (2003). "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '03), 9-13 February 2003, 154-158.
 - [47] Malinowski, M. ve Bernet, S., (2004). "Simple Control Schme of Three-Level PWM Converter Connecting Wind Turbine with Grid", International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREP'04), Spain.
 - [48] Zmood, D.N. ve Holmes, D.G., (2003). "Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error", IEEE Transactions on Power Electronics, 18: 814-822.
 - [49] Zmood, D.N., Holmes, D.G. ve Bode, G.H., (2001). "Frequency-domain analysis fo three-phase linear current regulators", IEEE Transactions on Industry Applications, 37:601-610.
 - [50] Yu, Z., Mohammed, A. ve Panahi, I., (1997). "A Review of Three PWM

- Techniques", American Control Conference (ACC'97), 4-6 June 1997, 257-261.
- [51] İşen, E. ve Bakan, A.F., (2011). "Üç Fazlı Şebekeye Bağlı İnverterlerin Uzay Vektör Modülasyonu ile Kontrolü", EMO IV.Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu (EVK'11), 12-13 Mayıs 2011, Kocaeli, 32-36.
 - [52] Rajpurohit, B.S. ve Singh S.N., (2007). "Performance Evaluation of Current Control Algorithms Used for Active Power Filters", The International Conference on "Computer as a Tool" (EUROCON'07), 9-12 September 2007, 2570-2575.
 - [53] Krismadinata, N.A.R. ve Selvaraj, J., (2007). "Implementation of Hysteresis Current Control for Single-Phase Grid Connected Inverter", International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS'07), 27-30 November 2007, 1097-1101.
 - [54] Isen, E. ve Bakan, A.F., (2011). "Comparison of hysteresis controlled three-wire and split-link four-wire grid connected inverters", International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON'11), 17-19 May 2011, 727-730.
 - [55] Timbus, A., Teodorescu, R., Blaabjerg, F. ve Liserre, M., (2005). "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'05), 12-18 June 2005, 2474-2481.
 - [56] Xiaoqiang, G., Weiyang, W., Xiaofeng, S. ve Guocheng, S., (2008). "Phase locked loop for electronically-interfaced converters in distributed utility network", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'08), 17-20 Oct. 2008, 2346-2350.
 - [57] Choi, J.W., Kim, Y.K. ve Kim. H.G., (2006). "Digital PLL control for single-phase photovoltaic system", IEE Electric Power Applications, 153: 40-46.
 - [58] Svensson, J., (2001). "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters", IEE Generation, Transmission and Distribution, 148:229-235.
 - [59] Saccomando, G. ve Svensson, J., (2001). "Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions", IEEE Industry Applications Conference, 30 September-4 October 2001, 2419-2424.
 - [60] Chung, S.K., (2000). "A phase tracking system for three phase utility interface inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, 15:431-438.
 - [61] Petrella, R., Revelant A. ve Stocco, P., (2009). "Robust grid synchronisation in three-phase distributed power generation systems by synchronous reference frame pre-filtering", International Universities Power Engineering Conference (UPEC'09), 1-4 September 2009, 1-5.
 - [62] Shi, L. ve Crow, M.L., (2008). "A novel PLL system based on adaptive resonant filter", North American Power Symposium, (NAPS'08), 28-30 September 2008, 1-8.
 - [63] Arruda, L.,N., Silva, S.M. ve Filho, B.J.C., (2001). "PLL structures for utility

- connected systems", IEEE Industry Applications Conference, 30 September-4 October 2001, 2655-2660.
- [64] Jovcic, D., (2003). "Phase locked loop system for FACTS", IEEE Transactions on Power Systems, 18:1116-1124.
 - [65] Wu, W., Wang, X., Geng, P. ve Tang, T., (2008). "Efficiency analysis for three phase grid-tied PV inverter", IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'08), 21-24 April 2008, 1-5.
 - [66] Graovac, D. ve Pürschel, M. IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters, Application Note, v. 1.1, January 2009.
 - [67] Graovac, D., Pürschel, M. ve Kiep, A. "MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters", Application Note, v. 1.1, July 2006.
 - [68] Zhou, Z., Khanniche, M.S., Igic, P. Kong, S.T. ve Towers, M., (2005). "A fast power loss calculation method for long real time thermal simulation of IGBT modules for a three-phase inverter system", European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'05), 9-10.

VERİM HESABINDA ve UYGULAMA DEVRESİNDE KULLANILAN ELEMANLARIN KATALOG BİLGİLERİ

A-1 PM50CL1A120 IGBT IPM

MITSUBISHI <INTELLIGENT POWER MODULES>

PM50CL1A120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

PM50CL1A120



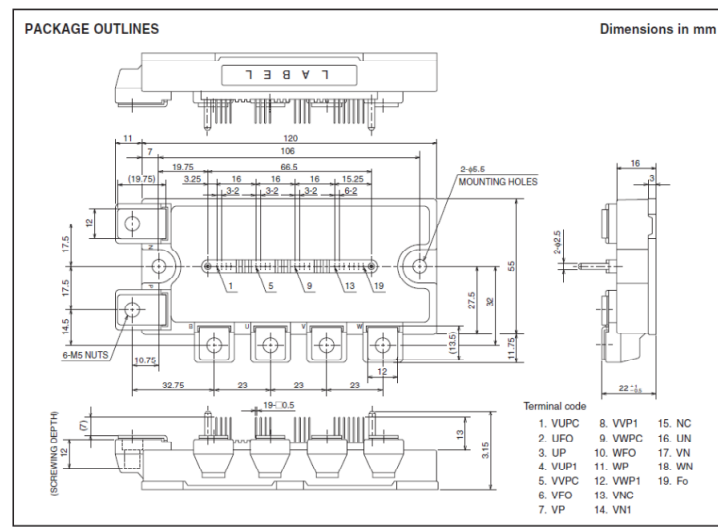
FEATURE
Inverter + Drive & Protection IC

a) Adopting new 5th generation Full-Gate CSTBT™ chip
b) The over-temperature protection which detects the chip surface temperature of CSTBT™ is adopted.
c) Error output signal is possible from all each protection upper and lower arm of IPM.
d) Compatible L-series package.

- 3φ 50A, 1200V Current-sense and temperature sense IGBT type inverter
- Monolithic gate drive & protection logic
- Detection, protection & status indication circuits for, short-circuit, over-temperature & under-voltage (P-Fo available from upper arm devices)
- UL Recognized

APPLICATION

General purpose inverter, servo drives and other motor controls



A-2 APTM100A23STG MOSFET MODÜL



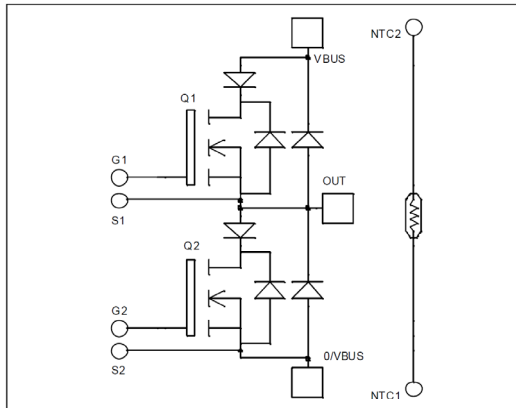
APTM100A23STG

*Phase leg
Series & parallel diodes
MOSFET Power Module*

$V_{DSS} = 1000V$

$R_{DSon} = 230m\Omega$ typ @ $T_j = 25^\circ C$

$I_D = 36A$ @ $T_c = 25^\circ C$

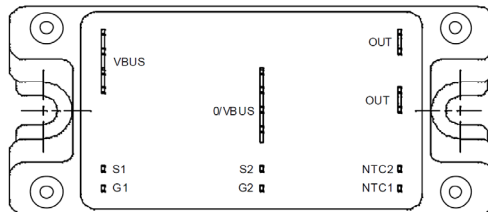


Application

- Motor control
- Switched Mode Power Supplies
- Uninterruptible Power Supplies

Features

- Power MOS 7[®] MOSFETs
 - Low R_{DSon}
 - Low input and Miller capacitance
 - Low gate charge
 - Avalanche energy rated
 - Very rugged
- Kelvin source for easy drive
- Very low stray inductance
 - Symmetrical design
 - Lead frames for power connections
- Internal thermistor for temperature monitoring
- High level of integration



Benefits

- Outstanding performance at high frequency operation
- Direct mounting to heatsink (isolated package)
- Low junction to case thermal resistance
- Solderable terminals both for power and signal for easy PCB mounting
- Low profile
- RoHS Compliant

Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Max ratings	Unit
V_{DSS}	Drain - Source Breakdown Voltage	1000	V
I_D	Continuous Drain Current	$T_c = 25^\circ C$	36
		$T_c = 80^\circ C$	27
I_{DM}	Pulsed Drain current	144	A
V_{GS}	Gate - Source Voltage	± 30	V
R_{DSon}	Drain - Source ON Resistance	270	m Ω
P_D	Maximum Power Dissipation	$T_c = 25^\circ C$	694
I_{AR}	Avalanche current (repetitive and non repetitive)	18	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy	50	mJ
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy	2500	

CAUTION: These Devices are sensitive to Electrostatic Discharge. Proper Handling Procedures Should Be Followed. See application note APT0502 on www.microsemi.com

A-3 APT25GP90BDQ1 POWER MOS IGBT



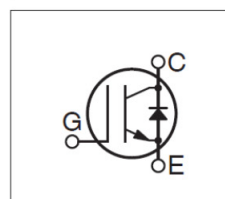
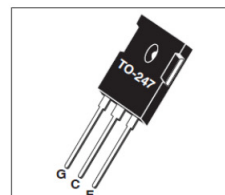
900V
APT25GP90BDQ1
APT25GP90BDQ1G*

*G Denotes RoHS Compliant, Pb Free Terminal Finish.

POWER MOS 7[®] IGBT

The POWER MOS 7[®] IGBT is a new generation of high voltage power IGBTs. Using Punch Through Technology this IGBT is ideal for many high frequency, high voltage switching applications and has been optimized for high frequency switchmode power supplies.

- Low Conduction Loss
- SSOA Rated
- Low Gate Charge
- Ultrafast Tail Current shutoff



MAXIMUM RATINGS

All Ratings: $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	APT25GP90BDQ1(G)	UNIT
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage	900	Volts
V_{GE}	Gate-Emitter Voltage	± 30	
I_{C1}	Continuous Collector Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	72	Amps
I_{C2}	Continuous Collector Current @ $T_C = 110^\circ\text{C}$	36	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ^①	110	
SSOA	Switching Safe Operating Area @ $T_J = 150^\circ\text{C}$	110A @ 900V	
P_D	Total Power Dissipation	417	Watts
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
T_L	Max. Lead Temp. for Soldering: 0.063" from Case for 10 Sec.	300	

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Characteristic / Test Conditions	MIN	TYP	MAX	Units
$V_{(BR)CES}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ($V_{GE} = 0V, I_C = 350\mu A$)	900			Volts
$V_{GE(TH)}$	Gate Threshold Voltage ($V_{CE} = V_{GE}, I_C = 1mA, T_J = 25^\circ\text{C}$)	3	4.5	6	
$V_{CE(ON)}$	Collector-Emitter On Voltage ($V_{GE} = 15V, I_C = 25A, T_J = 25^\circ\text{C}$)		3.2	3.9	
	Collector-Emitter On Voltage ($V_{GE} = 15V, I_C = 25A, T_J = 125^\circ\text{C}$)		2.7		
I_{CES}	Collector Cut-off Current ($V_{CE} = 900V, V_{GE} = 0V, T_J = 25^\circ\text{C}$) ^②			350	μA
	Collector Cut-off Current ($V_{CE} = 900V, V_{GE} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$) ^②			1000	
I_{GES}	Gate-Emitter Leakage Current ($V_{GE} = \pm 20V$)			± 100	nA



CAUTION: These Devices are Sensitive to Electrostatic Discharge. Proper Handling Procedures Should Be Followed.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Evren İŞEN
Doğum Tarihi ve Yeri : 09.03.1981 Bandırma/BALIKESİR
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : eisen@yildiz.edu.tr / evrenisen@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Kontrol ve Otomasyon	Yıldız Teknik Üniversitesi	2005
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2003

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2005-...	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

Ulusal ve Uluslararası Bildiriler

1. Isen, E. ve Bakan, A.Faruk, (2010). "Şebekeye Bağlı Üç Fazlı İnverterlerde SVPWM ve HCC Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması", Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO'10), 2-5 Aralık 2010, Bursa, 264-268.
2. Isen, E. ve Bakan, A.Faruk, (2011). "Simulation of three-phase grid connected parallel inverters with current error compensation control", International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON'11), 17-19 May 2011, Khon Kaen, 748-751.
3. Isen, E. ve Bakan, A.Faruk, (2011). "Comparison of hysteresis controlled three-wire and split-link four-wire grid connected inverters", International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON'11), 17-19 May 2011, Khon Kaen, 727-730.
4. Isen, E. ve Bakan, A.Faruk, (2011). "Üç fazlı şebekeye bağlı inverterlerin uzay vektör modülasyonu ile kontrolü", IV.Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu (EVK'11), 12-13 Mayıs 2011, Kocaeli, 32-36.

PROJE

1. "Şebekeye Enerji Aktaran Yüksek Verimli Üç Fazlı PV İnverterin Geliştirilmesi", 110E212 nolu TUBİTAK 1001 projesi, Proje Yürütücüsü Yrd.Doç.Dr.A.Faruk BAKAN, 2011-2013.