

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÜÇ FAZLI İNVERTERLER İLE ŞEBEKEYE ENERJİ  
AKTARIMININ İNCELENMESİ**

Elektrik Mühendisi Sercan ÇEKER

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makineleri ve Güç Elektronik Programında  
Hazırlanan**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

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

**İSTANBUL, 2010**

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÜÇ FAZLI İNVERTERLER İLE ŞEBEKEYE ENERJİ**  
**AKTARIMININ İNCELENMESİ**

Elektrik Mühendisi Sercan ÇEKER

FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makineleri ve Güç Elektronik Programında  
Hazırlanan

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

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

**Jüri Üyesi :** Doç.Dr.Erkan MEŞE

**Jüri Üyesi :** Yrd.Doç.Dr.Kadir ERKAN

**İSTANBUL, 2010**

## İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ .....	iv
KISALTMA LİSTESİ .....	vi
TABLO LİSTESİ .....	vii
ŞEKİL LİSTESİ .....	viii
ÖNSÖZ .....	xi
ÖZET .....	xii
ABSTRACT .....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Konunun Tanıtımı .....	4
1.2 Tezin Amacı ve Önemi .....	7
1.3 Tezin Organizasyonu .....	7
2. GÜNEŞ PİLLERİ VE ÖZELLİKLERİ .....	8
2.1 Güneş Pillerinin Tarihi .....	8
2.2 Güneş Pillerinin Yapısı ve Kullanım Alanları.....	8
2.3 Güneş Pili Çalışma Prensipleri .....	11
2.4 Güneş Pillerinin Yapımında Kullanılan Malzemeler .....	13
2.5 Optimum Eğim Açısı Araştırmaları .....	15
2.6 Güneş Pili Verimlilikleri .....	16
2.7 Güneş Pillerindeki Kayıplar .....	16
2.7.1 Işıksal Kayıplar.....	17
2.7.2 Elektriksel Kayıplar .....	17
2.7.3 Akım Kayıpları .....	17
2.7.4 Açık Devre Gerilimi .....	18
2.7.5 Direnç Kayıpları .....	18

2.8	Verim Kayıpları.....	18
3.	ÜÇ FAZLI GERİLİM BESLEMELİ İNVERTERLERDE KONTROL TEKNİKLERİ .....	19
3.1	İnverter Faz Gerilimlerinin Fourier Serisine Açılımı.....	20
3.2	Üç Fazlı İnverterde Anahtarlama Durumları.....	22
3.3	Histerezis Akım Kontrol Tekniği .....	24
3.4	Uzay Vektör PWM Modülasyon Tekniği (SVPWM) .....	26
3.4.1	Park ve Clarke Dönüşümleri .....	26
3.4.2	Üç Faz Eksen Takımından $\alpha$ - $\beta$ ve d-q Eksenlerine Geçiş .....	27
3.4.3	Anahtarlama Sürelerinin Hesaplanması .....	30
3.4.4	İnverterlerde Lineer Çalışma Bölgesi ve Aşırı Modülasyon .....	32
3.4.5	Anahtarlama Sinyallerinin Üretilmesi .....	33
4.	ŞEBEKEYE ENERJİ AKTARAN ÜÇ FAZLI PWM İNVERTERLERDE AKIM KONTROLÜ .....	35
5.	ŞEBEKEYE ENERJİ AKTARAN ÜÇ FAZLI PWM İNVERTERLERİN SİMÜLASYONU .....	44
5.1	Histerezis Akım Kontrol Simülasyonu.....	44
5.2	Uzay Vektör PWM (SVPWM ) Simülasyonu.....	55
6.	SONUÇ.....	60
	KAYNAKLAR.....	61
	EKLER .....	63
	ÖZGEÇMİŞ.....	65

## SİMGE LİSTESİ

$S_a$	A faz güç elemanın anahtarlama durumu
$S_b$	B faz güç elemanın anahtarlama durumu
$S_c$	C faz güç elemanın anahtarlama durumu
$CdTe$	Kadmiyum tellürid
$CuInSe_2$	Bakır indiyum diselenid
$CD$	Kadmiyum
$\Delta I$	Histerezis bant
$f_s$	Anahtarlama frekansı
$GaAs$	Galyum arsenik
$Ga$	Galyum
$I_m$	İnverter çıkış ortalama akım
$I_{ref}$	HCC yönteminde inverter referans akımı
$I_0$	Kaynaktan ters akımları önleyen diyotun akımı
$I$	Kaynak akımı
$In$	İndiyum
$I^*$	HCC akım referansı
$i_a$	A fazı inverter çıkış akımı
$i_b$	B fazı inverter çıkış akımı
$i_c$	C fazı inverter çıkış akımı
$i_\alpha$	Clarke dönüşümünde $\alpha$ eksenindeki akım
$i_\beta$	Clarke dönüşümünde $\beta$ eksenindeki akım
$i_0$	Clarke dönüşümünde nötr akım
$i_d$	Clarke dönüşümünde d eksenindeki akım
$i_q$	Clarke dönüşümünde q eksenindeki akım
$JL$	Işıksal kayıplar
$K_p$	PI kontrolör kazanç katsayısı
$K_i$	PI kontrolör integratör kazanç katsayısı
$K$	Simülasyonlarda kullanılan katsayı
$M$	Modülasyon indeksi
$N$	Güneş pilinin N Kutbu
$n$	SVPWM metodunda sektör numarası ( 0,1,2... , 7)
$\eta$	Güneş pillerinin verimi
$P$	Güneş pilinin P kutbu

$R_{SH}$	Akım kaynağının paralel direnci
$R_S$	Akım kaynağının seri direnci
Se	Selenid
$S_k$	İnverterlerde yarı iletken güç elemanı ( $k=1,2,3,4,5,6$ )
Te	Tellürid
$T_s$	Anahtarlama süresi
$T_1$	SVPWM metodunda referans gerilimine en yakın saat yönündeki gerilim vektörü üzerine düşen süre
$T_2$	SVPWM metodunda referans gerilimine en yakın saat yönünün tersi istikametteki gerilim vektörü üzerine düşen süre
$T_3$	SVPWM metodunda referans gerilimin sıfır süresi
$T_a$	SVPWM metodunda PWM anahtarlama sinyalleri
$T_b$	SVPWM metodunda PWM anahtarlama sinyalleri
$T_c$	SVPWM metodunda PWM anahtarlama sinyalleri
$T_w$	Aktif modülasyon süresi
$V_{dc}$	Doğru akım bara gerilimi
$V_s$	Karşılaştırıcı kaynak gerilimi
$V_{max}$	İnverter gerilimin maksimum değeri
$V_{ref}$	Referans gerilim vektörü
$V_\alpha$	Referans gerilim vektörünün $\alpha$ eksenindeki iz düşümü
$V_\beta$	Referans gerilim vektörünün $\beta$ eksenindeki iz düşümü
$V_n$	Uzay vektör modülasyon metodundaki n tane olan gerilim vektörleri
$V_k$	SVPWM metodunda uzay vektör gerilimleri ( $k=0,1,2,3,4,5,6,7$ )
$\theta$	$\alpha$ - $\beta$ ile d-q eksenleri arasındaki açı
$\alpha$	Referans gerilim vektörünün $\alpha$ ekseni ile yaptığı açı
$\delta$	Referans gerilim vektörünün en yakın gerilim vektörü ile saat yönünde yaptığı açı

## KISALTMA LİSTESİ

ADC	Analog Dijital Dönüştürücü
AC	Alternatif Akım
DC	Doğru Akım
DSP	Dijital Sinyal İşlemci
EMF	Elektro Manyetik Kuvvet
HCC	Histerezis Akım Kontrol
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör
ISE PV	Integrated Solar Energy Photo Voltaic
MOSFET	Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistor
NREL	Ulusal Yenilenebilir Enerji Laboratuvarı (National Renewable Energy Laboratory)
PV	Potovoltaik
PI	Proportional Integral
SPWM	Sinüzoidal PWM
SVPWM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu
THD	Toplam Harmonik Bozulma
VSI	Gerilim Beslemeli İnverter

## TABLO LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 1.1	Türkiye’de bölgelere göre güneşlenme gün sayıları .....4
Tablo 2.1	Malzemeleri oluşturan elementlerin rezerv durumları, dünyadaki yıllık üretim ve 500 MW güç üretimi için gerekli miktarlar ..... 14
Tablo 2.2	Güneş pillerinde rapor edilmiş en yüksek verimlilikler ..... 15
Tablo 3.1	İnverterde anahtarlama tablosu .....23
Tablo 3.2	SVPWM metodunda gerilim vektörleri .....29
Tablo 3.3	SVM tekniğinde sektör durumlarına göre anahtarlama süreleri .....32
Tablo 4.1	Makalede yapılan simülasyonlarda kullanılan parametreler ..... 37
Tablo 4.2	Farklı akım kontrol tekniklerinde THD değerleri .....40
Tablo 5.1	$V_{dc}= 700 \text{ V}$ ve $\Delta I= 1 \text{ A}$ iken $I_{ref}$ akımına göre THD değerleri .....52
Tablo 5.2	$V_{dc}= 700 \text{ V}$ ve $\Delta I= 2 \text{ A}$ iken $I_{ref}$ akımına göre THD değerleri .....53
Tablo 5.3	$V_{dc}= 800 \text{ V}$ ve $\Delta I= 1 \text{ A}$ iken $I_{ref}$ akımına göre THD değerleri .....53
Tablo 5.4	$V_{dc}= 800 \text{ V}$ ve $\Delta I= 2 \text{ A}$ iken $I_{ref}$ akımına göre THD değerleri .....53
Tablo 5.5	$V_{dc}= 900 \text{ V}$ ve $\Delta I= 1 \text{ A}$ iken $I_{ref}$ akımına göre THD değerleri .....54
Tablo 5.6	$V_{dc}= 900 \text{ V}$ ve $\Delta I= 2 \text{ A}$ iken $I_{ref}$ akımına göre THD değerleri .....54

## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1	Güneş pili ile çalışan uçak.....2
Şekil 1.2	PV panellerle elektrik üretilen ev .....2
Şekil 1.3	Enterkonnekte sisteme enerji aktaran PV santral ..... 3
Şekil 1.4	Hareketli mekanizmaların kullanıldığı PV panellerden oluşan bir elektrik santrali ..... 5
Şekil 1.5	PV panelin konumlandırılması.....5
Şekil 1.6	Güneş enerjisinden elektrik enerjisi elde eden sistem.....6
Şekil 2.1	PV sistemin blok diyagramı ..... 8
Şekil 2.2	Güneş pili modülü ..... 9
Şekil 2.3	Güneş paneli.....9
Şekil 2.4	Yüksek güçlü güneş sistemlerin kurulduğu santraller..... 10
Şekil 2.5	Yüksek güçlerin üretildiği paneller 200 kW-1 MW ..... 10
Şekil 2.6	Düşük güçlerin üretildiği paneller (2-5 kW) ..... 11
Şekil 2.7	Bir güneş pilinde PV olayı ..... 11
Şekil 2.8	Güneş pilinin çalışması prensibi..... 12
Şekil 2.9	Güneş pilinin elektriksel eşdeğer devresi ..... 12
Şekil 3.1	Üç fazlı gerilim beslemeli inverter ile şebekeye enerji aktarımı..... 19
Şekil 3.2	Üç fazlı gerilim beslemeli 180° iletimli inverterde dalga şekilleri (a) $V_{a0}$ gerilimi (b) $V_{b0}$ gerilimi (c) $V_{c0}$ gerilimi (d) $V_{ab}$ gerilimi (e) $V_{bc}$ gerilimi (f) $V_{ca}$ gerilimi (g) $V_{an}$ gerilimi ..... 20
Şekil 3.3	Üç fazlı inverterde anahtarlama durumları..... 22
Şekil 3.4	HCC tekniğinde PWM sinyallerin elde edilmesi ..... 24
Şekil 3.5	Histerezis bant içinde çalışma ve PWM sinyallerinin üretilmesi..... 25
Şekil 3.6	SVPWM ve SPWM metodlarında üretilebilen maksimum gerilim ..... 26
Şekil 3.7	Üç fazlı sistemden d – q sistemine geçiş ..... 27
Şekil 3.8	SVPWM metodunda gerilim vektörleri ve sektör numaraları ..... 30
Şekil 3.9	$V_{ref}$ referans gerilim vektörünün elde edilmesi ..... 30

Şekil 3.10	Aşırı modülasyon .....	33
Şekil 3.11	Sektörlere göre anahtarlama durumları .....	34
Şekil 4.1	Simülasyon sonuçları (a) Şebeke gerilimin değişimi (V), (b) HCC (c) SVPWM-PI ve (d) SVPWM-tahmin edicili kontrolde 20 A akım referansı için çıkış akımı değişimleri .....	38
Şekil 4.2	HCC yönteminde simülasyon ile elde edilen dinamik cevap (a) 5 A'den 20 A'e yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'e düşürülmesindeki cevap .....	38
Şekil 4.3	SVPWM PI yönteminde simülasyon ile elde edilen dinamik cevap (a) 5 A'den 20 A'e yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'e düşürülmesindeki cevap .....	39
Şekil 4.4	SVPWM tabanlı tahmin edicili kontrolde simülasyon ile elde edilen dinamik cevap (a) 5 A'den 20 A'e yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'e düşürülmesindeki cevap .....	39
Şekil 4.5	Deneyisel sonuçlar (a) Şebeke gerilimin değişimi (V), (b) HCC (c) SVPWM-PI ve (d) SVPWM-tahmin edicili kontrolde 20 A akım referansı için çıkış akımı değişimleri .....	40
Şekil 4.6	SVPWM tabanlı tahmin edicili akım kontrolöründe farklı endüktans değerlerinde çıkış akımlarının değişimi (a) L=1,5 mH (b) L=2 mH (c) L=2,5 mH.....	41
Şekil 4.7	HCC yönteminde elde edilen dinamik cevap (a) 5 A'den 20 A'e yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'e düşürülmesindeki cevap .....	42
Şekil 4.8	SVPWM-PI kontrolörün dinamik cevabı (a) 5 A'den 20 A'e yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'e düşürülmesindeki cevap .....	42
Şekil 4.9	SVPWM tahmin edicili kontrolörün dinamik cevabı (a) 5 A'den 20 A'e yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'e düşürülmesindeki cevap .....	43
Şekil 5.1	Histerezis Akım Kontrollü Gerilim Beslemeli PWM İnverterin MATLAB/Simulink modeli .....	44
Şekil 5.2	Simulink HCC kontrol şeması.....	45
Şekil 5.3	HCC yönteminde $V_{dc}= 700$ V, $\Delta I =1$ A ve L=3 mH için inverter çıkış akımı değişimleri .....	45
Şekil 5.4	HCC yönteminde $V_{dc}= 700$ V, $\Delta I =2$ A ve L=3 mH için inverter çıkış akımı değişimleri .....	46
Şekil 5.5	HCC yönteminde $V_{dc}= 900$ V, $\Delta I =1$ A, L=3 mH için inverter çıkış akımı değişimleri .....	46
Şekil 5.6	HCC yönteminde $V_{dc}= 700$ V, $\Delta I =1$ A, L=1 mH için inverter çıkış akımı değişimleri .....	46

Şekil 5.7	HCC yönteminde $V_{dc}= 900$ V, $\Delta I =0.5$ A ve $L=5$ mH için inverter çıkış akımı değişimleri .....	47
Şekil 5.8	Nötr noktasının DC baranın ortasına bağlı olmaması durumunda güç devresi....	47
Şekil 5.9	HCC yönteminde $V_{dc}=900$ V, $\Delta I =0.5$ A ve $L=5$ mH için inverter çıkış akımı değişimleri (Şebeke nötrü DC baranın ortasına bağlı değil) .....	48
Şekil 5.10	HCC yönteminde $V_{dc}= 700$ V, $\Delta I =1$ A ve $L=3$ mH için inverter çıkış akımı değişimleri (Şebeke nötrü DC baranın ortasına bağlı değil) .....	48
Şekil 5.11	HCC yönteminde $V_{dc}= 700$ V, $\Delta I =2$ A ve $L=3$ mH için inverter çıkış akımı değişimleri (Şebeke nötrü DC baranın ortasına bağlı değil) .....	49
Şekil 5.12	HCC yönteminde $V_{dc}= 700$ V, $\Delta I =2$ A ve $L=5$ mH için inverter çıkış akımı değişimleri (Şebeke nötrü DC baranın ortasına bağlı değil) .....	49
Şekil 5.13	HCC yönteminde $V_{dc} = 700$ V, referans akım 20 A için farklı endüktans $\Delta I$ bandına bağlı olarak anahtarlama frekansının değişimleri .....	50
Şekil 5.14	HCC yönteminde $V_{dc} = 800$ V, referans akım 20 A için farklı endüktans $\Delta I$ bandına bağlı olarak anahtarlama frekansının değişimleri .....	50
Şekil 5.15	HCC yönteminde $V_{dc} = 900$ V, referans akım 20 A için farklı endüktans $\Delta I$ bandına bağlı olarak anahtarlama frekansının değişimleri .....	51
Şekil 5.16	HCC yönteminde $V_{dc} = 800$ V, $L=1$ mH ve farklı referans akımları için $\Delta I$ bandına bağlı olarak anahtarlama frekansı değişimleri .....	52
Şekil 5.17	Gerilim beslemeli SVPWM inverterin MATLAB/Simulink modeli .....	55
Şekil 5.18	SVPWM yönteminin kontrol blok diyagramı .....	55
Şekil 5.19	SVPWM yönteminde sektörün (bölge) tespit edilmesi.....	56
Şekil 5.20	$L=2$ mH ve $f_s=10$ kHz için inverter çıkış akımı değişimleri .....	57
Şekil 5.21	$L=2$ mH ve $f_s=20$ kHz için inverter çıkış akımı değişimleri .....	57
Şekil 5.22	$L=4$ mH ve $f_s=10$ kHz için inverter çıkış akımı değişimleri .....	57
Şekil 5.23	$L=2$ mH ve $f_s=10$ kHz için $T_a$ , $T_b$ ve $T_c$ sinyallerinin değişimi.....	58
Şekil 5.24	$L=2$ mH, $f_s=10$ kHz, $K_p=1$ ve $K_i=5$ için inverter çıkış akımı değişimleri.....	58
Şekil 5.25	$V_{dc}= 600$ V, $L=2$ mH, $f_s=10$ kHz, $K_p=25$ ve $K_i=5$ için inverter çıkış akımı değişimleri .....	59

## ÖNSÖZ

İnsan yaşamının temel ihtiyaçlarından biri haline gelen elektrik enerjisine olan ihtiyaç nüfusun artması ile hızla artmaktadır. Elektrik enerjisi üretiminde ilk zamanlarda su türbinleri kullanılmış, nüfus artışıyla fosil yakıtlar devreye girmiştir. Ülkemizde elektrik enerjisi ilk olarak 1902 yılında Tarsus'ta kurulan bir hidroelektrik santrali ile üretilmiştir. Türkiye Cumhuriyeti'nin ilk yıllarında Manisa Soma' da, termik santral inşa edilmiştir. Yıllar içinde elektrik üretim santrallerinin çeşidi ve sayısı artmıştır.

Su, güneş, rüzgâr, dalga, hidrojen gibi enerjisini tamamen doğadan alan ve hiçbir fosil yakıt kullanmayan yenilenebilir enerji sistemleri avantajlarından dolayı giderek yaygınlaşmaktadır. Yenilenebilir enerji sistemlerin önemi, günümüzde sera gazlarının dünyaya olumsuz etkisinden dolayı daha da artmış ve bu yönde son yıllarda devlet destekleri ( vergi muafiyeti, kurulum ücretinin belli oranlarda karşılanması, vb.) hızlanmıştır. Yenilenebilir enerji sistemlerin ilk kurulum maliyetinin yüksek olmasına rağmen işletme maliyeti zamana yayıldığında oldukça düşüktür. Yenilenebilir enerji uygulamalarında yayın olarak kullanılan üç fazlı inverterler üzerinde yapılan bu tez çalışmasının daha sonra bu konuda çalışacak olan araştırmacılara yararlı olmasını dilerim.

Tez çalışmalarım süresince yardımlarını esirgemeyen, beni daima destekleyen ve yönlendiren, tez danışmanım Yrd. Doç. Dr. Faruk BAKAN' a ve Arş. Gör. Evren İŞEN' e teşekkür ederim.

Hayatımdaki en büyük destekçim olan, bana maddi ve manevi her türlü imkânı sağlayan aileme şükranlarımı sunarım.

## ÖZET

Yenilenebilir enerji uygulamalarında enerjinin şebekeye aktarılması için yüksek güçlerde üç fazlı inverterler kullanılmaktadır. Şebekeye bağlı inverter olarak bilinen bu inverterlerin üç fazlı şebeke ile senkronize olması gerekmektedir. Şebekeye aktarılan enerjinin kaliteli olması için sistemin Toplam Harmonik Distorsiyonunun düşük olması istenmektedir. Kaliteli bir enerji elde edilmesi inverterdeki akım kontrol tekniğine doğrudan bağlıdır. Bu çalışmada üç fazlı inverterlerde farklı akım kontrol teknikleri kullanıldığında şebekeye aktarılan enerjinin kalitesi ve inverter çıkışında L filtre seçimi konusunda incelemeler yapılmıştır.

Güneş pilleri üzerindeki çalışmalar beklenen gelişimini henüz tamamlayamamış ve buna bağlı olarak sistemin toplam verimi oldukça düşmektedir. Enerji sistemlerinde kullanılan DC/AC dönüştürücülerin tasarımı günümüzde giderek önem kazanmaktadır. Güneş pillerinin düşük verimli yapıları bu paneller ile birlikte kullanılacak dönüştürücülerin yüksek verimli olmasını gerektirmektedir. Bu tezde, alternatif enerji sistemlerinde kullanılan ve şebekeye enerji aktaran üç fazlı inverterler incelenmiştir. Literatürdeki devreler incelenerek simülasyonu yapılmıştır. Üç fazlı inverterlerde farklı kontrol tekniklerinin kullanılmasının, DC bara geriliminin, şebeke akımının sistemin harmoniklerine olan etkisi ve inverterlerin anahtarlama frekansının hat akımına etkisi incelenmiştir. Şebeke gerilimleri ile senkronize üç fazlı akımların üretilmesi için kullanılan histerezis akım kontrol ve uzay vektör PWM teknikleri simülasyon ile incelenerek sonuçlar verilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Üç Fazlı Şebekeye Bağlı İnverterler, Histerezis Akım Kontrol (HCC) Tekniği, Uzay Vektör Modülasyon (SVPWM) Tekniği.

## **ABSTRACT**

In renewable energy applications energy transfer to the grid is realized with three phase inverters at high power levels. It is required to synchronize these inverters, which are also called as grid connected inverters to the grid. In order to increase energy quality it is required to decrease total harmonic distortion. Obtaining high quality energy depends on the control technique used in the inverter. In this study, three phase inverters are analyzed under different current control techniques, and selection criteria for L filter are given.

Research and developments on photovoltaic cells have not reached to the desired efficiency levels thus the efficiency of the total renewable system is still quite low. Today the design of DC/AC converters used in renewable energy systems are becoming more important. Due to the low efficiency of the PV panels, it is required that the converters used with these panels should have high efficiency. In this thesis, three phase inverters that are connected to the grid are analyzed in detail. Simulation of the converters given in the literature is realized. The effects of the use of different current control techniques, DC bus voltage, and switching frequency to the ac mains current harmonics are analyzed. The simulation results obtained from hysteresis current control and space vector current control PWM techniques are given.

**Key Words:** Three phase grid connected inverters, Hysteresis Current Control (HCC), Space Vector Modulation (SVPWM) Technique.

## 1. GİRİŞ

Fosil kaynaklı yakıtların, sürekli artan dünya nüfusuna karşı ne kadar daha dayanacağı tartışılırken, yakıtını tamamen doğadan sağlayan yenilenebilir enerji kaynaklarının önemi ise her geçen gün artmaktadır. İnsanoğlu, her geçen gün artan enerji ihtiyacını karşılamak için fosil kökenli enerjileri yoğun bir şekilde kullanmaya devam etmektedir. Bu kullanımın yaklaşık 100-150 yıllık bir geleceğinin kaldığı öngörülmekle birlikte, bu enerjilerin kullanımı ciddi çevre sorunlarına da yol açmaktadır. Fosil kökenli kaynakların kullanımı ile ortaya çıkan zararlı gazlar küresel ısınmalara, iklim değişiklerine ve çevre kirliliğine yol açmıştır. Son yıllarda gelişen teknoloji ile birlikte çevresel bilinç küresel olarak büyük artış göstermiş, ulusal ve uluslar arası yasal düzenlemeler hayata geçirilmiştir. Bunlara örnek olarak Kyoto protokolü ve Avrupa Birliğinin yenilenebilir enerji üretimi hedeflerini ortaya koyan beyaz belge örnek olarak gösterilebilir. Şebekeden bağımsız enerji üretimi (PV ve diğer yenilenebilir enerji sistemleri) teknolojilerine teşvik ve özendirme tedbirleri getirilmiştir. Fosil yakıtlarının insan yaşamına verdiği zararın her geçen gün hissedilir boyutta artması temiz enerji kaynaklarına olan ilgiyi arttırmaktadır.

1970' lerde ortaya çıkan enerji krizi ve çevre duyarlılığı ile temiz enerji üretilmesi için çalışmalar hızlanmıştır. ABD, Almanya, Japonya ve Hollanda gibi ülkeler Yenilenebilir Enerji Yasası konusunda önemli teşvikler sağlamaktadır. Destekler sayesinde güneş pilleri ile evlerde üretilen elektrik enerjisi depolanmakta veya enterkonnekte sisteme satılmaktadır. Bu tür sistemlere sahip evlerde iki ayrı elektrik sayacı bulunmaktadır. Sayaçlardan biri gün boyunca güneş pilleri ile üretilen ve sisteme satılan enerjiyi saymaktadır. Japonya'da uygulanan bir projede bir kentteki evlerin hepsinin çatısına güneş panelleri konulmuştur. Kentte çatıdaki panellerden gündüzleri üretilen ihtiyaç fazlası elektrik, endüstriyel tesislerde kullanılmaktadır. Evler sadece akşamları şebekeden elektrik kullanmaktadır.

İsviçre'deki Payerne pistinde "Solar Impulse" adında ilk güneş sistemli uçağın testi yapılmıştır. İsviçreli eski savaş pilotu Andre Borschberg kullandığı kanat genişliği 63 metre olan tek koltuklu uçak kalktığı piste geri inebilmiştir. Güneş enerjisiyle çalışan bu uçak ilk defa bir gece uçuşunu da gerçekleştirmiştir. Şekil 1.1'de görülen Solar Impulse'in dev kanatlarında, her biri 10 beygir gücünde olan dört elektrik motorunu besleyen ve 400 kilo ağırlığındaki lityum-polimer bataryaları şarj eden 12 bin PV hücre bulunmaktadır.



**Şekil 1.1** Güneş pili ile çalışan uçak

Şekil 1.2’de PV panellerle elektrik ihtiyacını karşılayan bir ev görülmektedir. Özellikle uzak noktalardaki evlerde bu sistemin verimi oldukça yüksektir. Uzak noktalarda dağıtım sistemlerinde oluşan gerilim düşümü ve hat kayıpları PV sistemler sayesinde ortadan kaldırılmıştır. Bu sistemin kurulması ile elektrik dağıtım şirketlerinin kullanıcı üzerine ekstra fatura ettiği hat kayıpları olmamaktadır. Böylece tüketiciye daha ucuz ve kayıpsız elektrik kullanma imkânı sağlanmaktadır.



**Şekil 1.2** PV panellerle elektrik üretilen ev

Dünyada PV santrallerin sayısı her geçen gün artmaktadır. Türkiye de ilk kez PV santral Trakya bölgesinde inşa edilmektedir. PV santrallerin kurulum bütçesi oldukça fazladır. Bundan dolayı çok fazla yaygınlaşmamıştır. PV sistemler gelecekte PV panel fiyatlarının düşmesi ve verimlerinin artması ile daha fazla yaygınlaşacaktır. Şekil 1.3'te PV santral ve yüksek gerilim iletim hattı görülmektedir.



**Şekil 1.3** Enterkonnekte sisteme enerji aktaran PV santral

Yenilenebilir enerji kaynaklarından olan güneş enerjisi konusunda ülkemiz büyük bir potansiyele sahip iken olmakla birlikte bu konudaki çalışmalar gerektiği hızda ilerlememektedir. Güneş enerjisi daha çok ülkemizde ısınma sistemlerinde kullanılmaktadır. Güneş pillerinin çevreye olumsuz etkisi çok azdır. Güneş pilleri ve güç elektroniğindeki gelişmelere paralel olarak PV panellerden elektrik enerjisi üretilmesi daha da yaygınlaşacaktır. Tablo 1.1'den görüldüğü gibi ülkemizin birçok bölgesinde güneş enerjisi potansiyeli oldukça yüksektir.

**Tablo 1.1** Türkiye’de bölgelere göre güneşlenme gün sayıları

<b>Bölge</b>	<b>Toplam Güneş Enerjisi (kWh/m<sup>2</sup>-yıl)</b>	<b>Güneşlenme Süresi (Saat/yıl)</b>
Güney Doğu Anadolu	1460	2993
Akdeniz	1390	2956
Doğu Anadolu	1365	2664
İç Anadolu	1314	2628
Ege	1304	2738
Marmara	1168	2409
Karadeniz	1120	1971

### 1.1 Konunun Tanıtımı

Güneş pillerinden elde edilen DC enerji, gün içerisinde güneş ışınlarındaki değişimlerine bağlı olarak değişkendir. Bundan dolayı gün içerisinde sabit bir DC gerilim/akım elde edilmesi oldukça zordur. Güneş pilleri dış ortam sıcaklığından da oldukça olumsuz etkilenmektedir. İşletmedeki toplam verimleri bundan dolayı oldukça düşüktür. Değişimlerin olumsuz etkisini azaltmak için pillerin çıkışında regülâtörler kullanılır. Güneş ışınlarının panellere geliş açısı da bu panellerden elde edilen DC enerjiyi doğrudan etkilemektedir. Bu olumsuzluğu gidermek için bazı uygulamalarda panellerin alt mekanizmaları hareketli yapılarak sensörleri ile açı kontrolü yapılmaktadır. Panellerden elde edilen verimin maksimum olmasını sağlamak için en iyi pozisyonu sağlayan sistemler geliştirilmiştir.



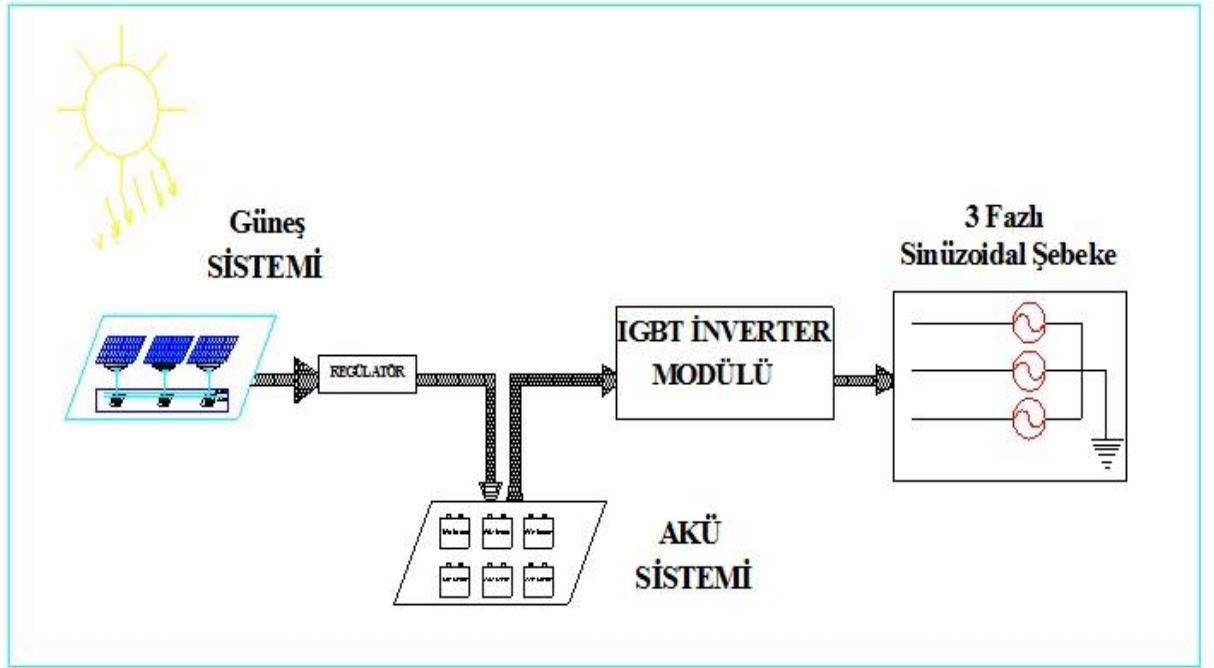
**Şekil 1.4** Hareketli mekanizmaların kullanıldığı PV panellerden oluşan bir elektrik santrali



**Şekil 1.5** PV panelin konumlandırılması

Güneş pillerinden elde edilen DC akım/gerilim, bir regülatörden geçirilir. Regülatör hem akü şarjını hem de DC gerilim regülasyonunu sağlar. Akü ömrünün uzun olması için akü geriliminin sabit tutulması ve akü içinden geçen akımın dalgalılığının azaltılması gerekir.

Tek fazlı veya üç fazlı inverterler, yarı iletken güç elemanları kullanılarak gerçekleştirilen DC gerilimi AC gerilime çeviren sistemlerdir. Kesintisiz güç kaynaklarında, güneş pillerinde, DC enerjinin AC'ye dönüştürülmesi gereken uygulamalarda kullanılır. PV sistemlerde inverter kayıplarının azaltılması son derece önemlidir. İverter kayıpları iletim ve anahtarlama kayıplarından oluşmaktadır. Anahtarlama kayıpları anahtarlama frekansı ile iletim kayıpları ise akım ile artmaktadır.



Şekil 1.6 Güneş enerjisinden elektrik enerjisi elde eden sistem

Genel bir PV sistemi aşağıdaki elemanlardan oluşmaktadır.

- ◆ Güneş panelleri
- ◆ İverter
- ◆ Aküler
- ◆ Regülâtör
- ◆ Kontrol ve Koruma Elemanları

## **1.2 Tezin Amacı ve Önemi**

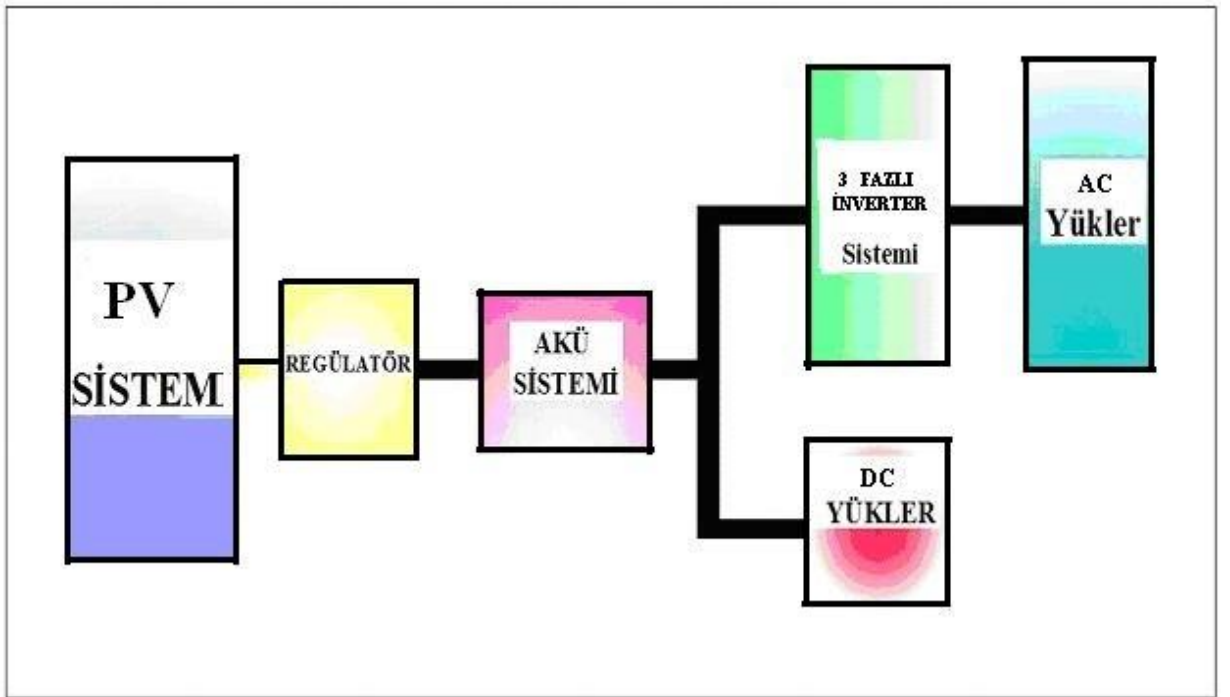
Bu çalışmada yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen değişken olan DC enerjinin üç fazlı AC bir şebekeye aktarılması incelenmiştir. Şebekeye enerji aktarılması, şebeke ile senkronize olan üç fazlı akımların üretilmesi anlamına gelmektedir. İnverterde kullanılan akım kontrol tekniklerine bağlı olarak üretilen üç fazlı akımların harmonikleri ve sistem dinamiklerinin incelenmiştir.

## **1.3 Tezin Organizasyonu**

İlk bölümde tez konusunda bir giriş sunulmuştur. İkinci bölümde güneş panelleri ve özellikleri incelenmiştir. Üçüncü bölümde üç fazlı inverterler ve kontrol teknikleri incelenmiştir. Dördüncü bölümde üç fazlı inverterler ile şebekeye enerji aktarımı konusunda literatürdeki bazı çalışmalar incelenmiştir. Beşinci kısımda MATLAB Simulink ve m-file tabanlı simülasyonlar ve sonuçları verilmiştir. Tez sonuç bölümü ile tamamlanmıştır.

## 2. GÜNEŞ PİLLERİ VE ÖZELLİKLERİ

Güneş enerjisinden elektrik enerjisi üreten sistemlere PV sistemler denilmektedir. Şekil 2.1’de bir PV sistemin blok diyagramı gösterilmiştir. Elde edilen enerji ile doğrudan DC yükler beslenebilir. Uygulamada yükler genellikle AC olduğu için DC gerilim AC’ye çevrilerek kullanılmaktadır.



Şekil 2.1 PV sistemin blok diyagramı

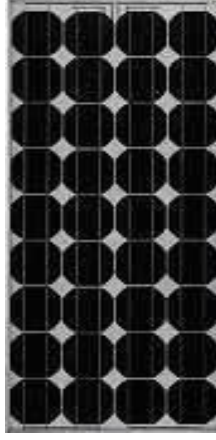
### 2.1 Güneş Pillerinin Tarihi

Güneş pillerinin PV etkisi ilk olarak 1839 yılında Fransız fizikçi Alexandre Edmond Becquerel tarafından keşfedildi. 1876 yılında ise William G. Adams ve Richard E. Day tarafından silisyum kristalleri bulundu. 1905'te PV etkisini tanımlayan Albert Einstein 1921 yılında Nobel Fizik Ödülünü kazandı.

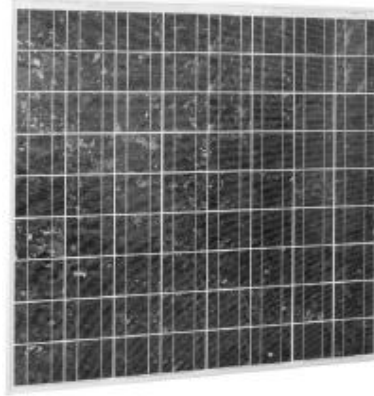
### 2.2 Güneş Pillerinin Yapısı ve Kullanım Alanları

Güneş enerjisinden elektrik üretiminde karşımıza çıkan photovoltaik terimi, ışıktan gerilim üretilmesi anlamına gelir ve genellikle PV ile gösterilir. Güneş pilleri, enerjinin korunumu

yasasına uygun olarak, ışık enerjisini elektrik enerjisine dönüştürür. Işık kaynağı ortadan kalktığında, pilin ürettiği elektrik de kesilecektir. Mevcut enerji üretim kaynaklarının hızla tükenmesi, hammadde fiyatlarının artması, çevre ve insan sağlığı üzerine olan olumsuz etkileri, kullanımlarındaki bir takım zorluklar son yıllarda yenilenebilir enerji kaynakları üzerinde yapılan çalışmaları arttırmıştır. Her şeyden önce PV enerji, temiz, çevreye ve canlılara zararı olmayan ve hiçbir atık içermeyen bir enerjidir. Çevre dostu olmalarının yanı sıra PV sistemler aynı zamanda modülerdir. Yani ihtiyaca göre istenilen yere monte edilebilir. PV sistemlerin işletme ve bakım maliyetleri, diğer enerji üretim sistemlerine göre son derece düşük hatta yok denecek kadar azdır. Bu sistemlerin ömürleri 20 yıl civarındadır.



**Şekil 2.2** Güneş pili modülü



**Şekil 2.3** Güneş paneli

Güneş pillerinden elde ettiğimiz elektrik enerjisi doğru akım şeklindedir. Kullanım amacına göre doğru akım alternatif akıma dönüştürülür. Bu işlem güç elektroniği dönüştürücüleri ile gerçekleştirilir. Bu dönüştürücülerde güç ve frekansa bağlı olarak MOSFET, IGBT veya SCR yarı iletken elemanları kullanılır. Güneş pilleri birbiri ile paralel ve seri bağlanarak istenilen

güç, akım ve gerilim değerleri elde edilir. Birkaç modülün seri/paralel bağlanması ile paneller oluşturulur. Şekil 2.4’de görüldüğü gibi büyük sistemlerin kurulduğu santrallerde güneşi izleyen sistemler kullanılır. Eğer güneş izleme sistemi yoksa panellerin optimum şekilde yönlendirilmesi ve panellerin eğim açısının doğru bir şekilde ayarlanmış olması gereklidir.



Şekil 2.4 Yüksek güçlü güneş sistemlerin kurulduğu santraller



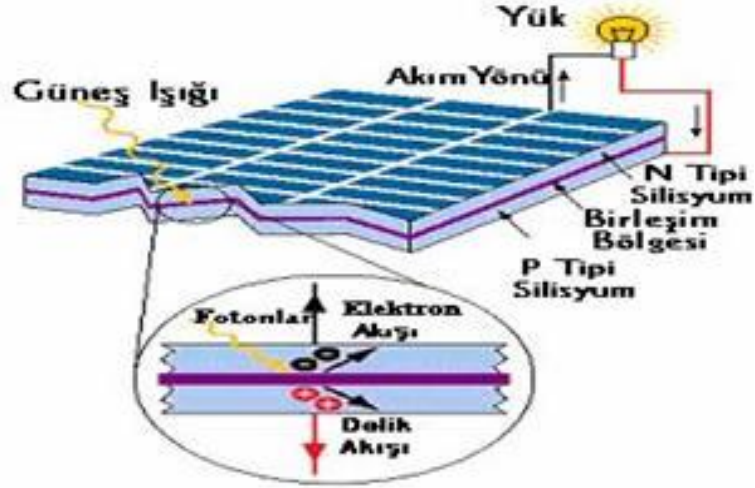
Şekil 2.5 Yüksek güçlerin üretildiği paneller 200 kW-1 MW



Şekil 2.6 Düşük güçlerin üretildiği paneller (2-5 kW)

### 2.3 Güneş Pilinin Çalışma Prensibi

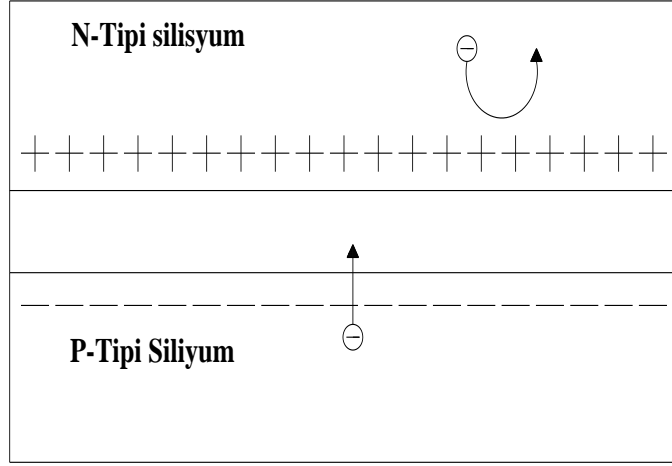
Enerji dönüşümü için, yarı iletken bir diyot olan PV eleman, güneş ışığının taşıdığı enerjiyi PV olayı sayesinde doğrudan elektrik enerjisine dönüştürür. Bu dönüşüm Şekil 2.7’ de gösterilmektedir.



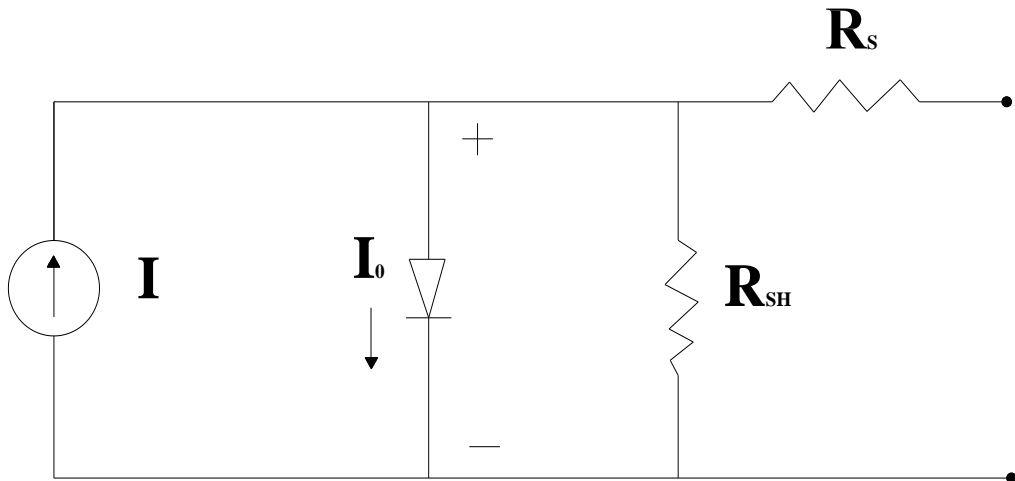
Şekil 2.7 Bir güneş pilinde PV olayı

Güneş pili, valans bandı ve iletkenlik bandı olmak üzere iki yarı iletken banttandır. Aralarında yasak enerji bandı vardır. Bu yasak enerji aralığına eşit veya daha büyük enerjili bir foton, yarı iletken tarafından soğurulduğunda, enerjisini valans bandındaki bir elektrona vererek elektronun iletkenlik bandına çıkmasını sağlar. Böylece boş elektron çifti oluşmuş olur. Bu olay, PN eklem güneş pilinin ara yüzeyinde meydana gelmiş ise, boşluk elektron çiftleri buradaki elektrik alanı tarafından birbirlerinden ayrılır. Bu şekilde güneş pili, elektronları N bölgesine, boşlukları P bölgesine iten bir enerji oluşur. Birbirlerinden ayrılan boşluk elektron çiftleri, güneş pilinin uçlarında çıkış gücü oluştururlar. Bu süreç yeniden bir

fotonun pil yüzeyine çarpması ile aynı şekilde devam eder. Yarı iletkenin iç kısımlarına gelen fotonlar tarafından boşluk elektron çiftleri oluşur. Fakat gerekli elektrik alanı olmadığı için elektron çiftleri tekrar birleşerek kaybolur. Üretim sırasında, pilin üst yüzeyine yakın yerde bir iç elektro statik bölge oluşturularak, bu elektronun serbest hale geçirilmesi sağlanır. Silisyum kristalinin içine diğer elementler yerleştirilmiştir. Bu elementlerin kristal içinde bulunması, kristalin elektriksel olarak dengede olmasını önler. Işıkla karşılaşan malzemede, bu atomlar dengeyi bozar, serbest elektronları diğer pile veya yüke gitmeleri için pilin yüzeyine doğru süpürürler. Milyonlarca foton pilin içine akarken, enerji kazanıp bir üst seviyeye çıkan elektronlar da, pil içindeki elektro-statik bölgeye ve oradan da pil dışına akarlar.



Şekil 2.8 Güneş pilinin çalışması prensibi



Şekil 2.9 Güneş pilinin elektriksel eşdeğer devresi

- $R_{SH}$  : Akım kaynağının paralel direnci  
 $R_S$  : Akım kaynağının seri direnci  
 $I_0$  : Kaynaktan ters akımları önleyen diyotun akım  
 $I$  : Kaynak Akımı

Tipik bir silisyum güneş pili hücresi yaklaşık olarak 0,5 V civarında bir gerilim üretebilir. Pilleri birbirine seri bağlayarak üretilen gerilim değerini arttırmak olasıdır. Genellikle 30-36 adet güneş pili, 15-17 voltluk bir çıkış gerilimi vermek için birlikte bağlanabilir. Bu gerilim değeri 12 voltluk bir aküyü şarj etmek için yeterlidir. Farklı çıkış güçleri verecek şekilde imal edilmiş, farklı büyüklüklerde güneş pilleri bulmak mümkündür. Şekil 2.3'te görüldüğü gibi silisyum pillerinin seri bağlanması ile modüller, modüllerin birbirine bağlanması ile paneller oluşur. Bir modül, tipine göre dairesel veya kare alanlı PV hücrelerden 30-36 adedinin seri bağlanıp dış ortamdan etkilenmemeleri için hermetik bir kılıf içine yerleştirilmesiyle elde edilir.

#### **2.4 Güneş Pillerinin Yapımında Kullanılan Malzemeler**

Güneş pilleri pek çok farklı maddeden yararlanarak üretilir. Günümüzde en çok kullanılan maddeler aşağıda sıralanmıştır.

**Kristal Silisyum:** Önce büyütülüp daha sonra 200 mikron kalınlıkta ince tabakalar halinde dilimlenen tek kristal Silisyum bloklardan üretilen güneş pillerinde laboratuvar şartlarında %24, ticari modüllerde ise %15'in üzerinde verim elde edilmektedir. Dökme silisyum bloklardan dilimlenerek elde edilen çok kristal Silisyum güneş pilleri ise daha ucuza üretilmekte, ancak verim de daha düşük olmaktadır. Bu elementlerle yapılan hücrenin verimi, laboratuvar şartlarında %18, ticari modüllerde ise %14 civarındadır.

**Galyum Arsenik (Ga As):** Bu malzemeyle laboratuvar şartlarında %25 ve %28 (optik yoğunlaştırıcılı) verim elde edilmektedir. Diğer yarı iletkenlerle birlikte oluşturulan çok eklemlili Ga As pillerde %30 verim elde edilmiştir. Ga As güneş pilleri uzay uygulamalarında ve optik yoğunlaştırıcılı sistemlerde kullanılmaktadır.

**Amorf Silisyum:** Kristal yapı özelliği göstermeyen bu Si pillerden elde edilen verim %10 dolayında, ticari modüllerde ise %5-7 mertebesindedir. Günümüzde daha çok küçük elektronik cihazların güç kaynağı olarak kullanılan amorf silisyum güneş pilinin bir başka önemli uygulama sahasının, binalara entegre yarı saydam cam yüzeyler olarak, bina dış koruyucusu ve enerji üretici olarak kullanılabilmesi tahmin edilmektedir.

Kadmiyum Tellürid (CdTe): Çok kristal yapıda bir malzeme olan CdTe ile güneş pili maliyetinin çok aşağılara çekileceği tahmin edilmektedir. Laboratuvar tipi küçük hücrelerde %16, ticari tip modüllerde ise %7 civarında verim elde edilmektedir.

Bakır İndiyum Diselenid (CuInSe<sub>2</sub>): Bu çok kristal pilde laboratuvar şartlarında %17,7 ve enerji üretimi amaçlı geliştirilmiş olan prototip bir modülde ise %10,2 verim elde edilmiştir.

Optik Yoğunlaştırıcı Hücreler: Gelen ışığı 10–500 kat oranlarda yoğunlaştıran mercekli veya yansıtıcı araçlarla modül verimi %17'nin, pil verimi ise %30'un üzerine çıkılabilmektedir. Yoğunlaştırıcılar basit ve ucuz plastik malzemeden yapılmaktadır. Ancak güneşi sürekli olarak dik açıda görmelerinin gerekliliği bu tip hücrelerin kullanımını kısıtlamaktadır (Mehmet Demirtaş, 2008).

Güneş pili yapımında kullanılan malzemenin rezerv durumları da oldukça önemlidir. Silisyum, doğada en çok bulunan element olması nedeniyle rezerv konusunda geleceğe yönelik bir problem yoktur. Malzemeleri oluşturan elementlerin rezerv durumları dünyadaki yıllık üretim ve 500 MW güç üretimi için gerekli miktar tabloda özetlenmiştir.

**Tablo 2.1** Malzemeleri oluşturan elementlerin rezerv durumları, dünyadaki yıllık üretim ve 500 MW güç üretimi için gerekli miktarlar

Element	Dünya Rezervleri	Dünya Yıllık Üretimi	500 MW güç için gereken Miktar Ton
CD	970000	20000	25
Te	39000	404	28
In	5700	180	25
Se	130000	2000	60
Ga	1000000	35	5

PV güneş pillerinin sürekli gelişimlerine bağlı olarak verimliliklerinin özetlendiği çizgilerin geçerlilik süreleri oldukça kısa olmaktadır. Ancak, karşılaştırılmalı bir kaynak olması amacı ile Fraunhofer Enstitüsü tarafından (ISE PV Charts) yapılan en yüksek verimlilikleri gösteren özet aşağıdaki tabloda verilmiştir.

**Tablo 2.2** Güneş pillerinde rapor edilmiş en yüksek verimlilikler

<b>PV Pili Cinsi</b>	<b>Alan (cm<sup>2</sup>)</b>	<b>Verimlilik (%)</b>	<b>Üretilen Birim</b>
Tek Kristalli Silisyum	4,00	24	UNSW, Sydney Avustralya
Çok kristalli Silisyum	21,2	17,4	ISE PV, Freiburg, Almanya
Amorf Silisyum	1	14,7	United Solar
Cu/In, GaSe <sub>2</sub>	0,4	17,7	NREL, ABD
CdTe/CdS	1	15,8	ABD
GaAs Tek kristal	1	23,9	K.Univ, Nijmegen Hollanda

New South Wales üniversitesinin güneş pili araştırmacıları güneş enerjisinden yüksek verim elde etmede büyük bir başarıya imza attılar. Çalışmalarının sonucunda güneş enerjisinden elektrik enerjisine %43' lük dönüşüm oranını yakalayarak dünya rekorunu kırdılar. Profesör Martin Green 'in (UNSW PV merkezinin araştırma yöneticisi) önderliğini yaptığı UNSW takımı iki ABD grup ile işbirliği yaparak çok hücreli bir kombinasyonu gerçekleştirdiler.

### 2.5 Optimum Eğim Açısı Araştırmaları

Optimum eğim açısı için önerilen basit kural şöyledir;

- Bütün yıl için yaklaşık olarak, eğim = enlem
- Yaz için, eğim = enlem – 10 derece
- Kış için, eğim = enlem + 10 derece

Benzer sonuçlara vararak yıllık optimum verim için (eğim = 0.9 x enlem) kuralını önerenler de mevcuttur. Konuyu ekonomik yönden inceleyenler ise kış için (eğim = enlem + 15 derece) kuralını geliştirmişlerdir.

Literatüre göre optimum açı için aşağıdaki kurallar saptanmıştır;

- Yıllık optimum verim için  $0.9 \times$  enlem
- 7 aylık kış mevsiminde optimum verim için enlem  $+ 15^\circ$
- Kış mevsiminde en soğuk üç ayda optimum için enlem  $+ 25^\circ$
- Yaz mevsiminde optimum verim için enlem  $- 25^\circ$

İklim şartları da önemli bir faktördür. Örneğin bir bölgede Aralık ve Ocak ayları %80 kapalı oluyorsa, modül bu aylara göre yönlendirilmelidir. İkinci önemli faktör sistemin kullanım amacıdır. İlkbahar veya sonbahar mevsimlerinde azami verimle çalışması gereken mevsimlik bir iş için sistem kurulacaksa eğim açısı buna göre hesaplanmalıdır.

## 2.6 Güneş Pili Verimlilikleri

Verimi etkileyen nedenler aşağıda maddeler halinde sıralanmıştır.

- PV güneş pili üzerindeki yansıma kayıpları
- Toplama kayıpları
- Foton enerjisinin tamamının elektron hol çiftinin oluşturulmasında kullanılmaması
- Güneş pilinin kalınlığı
- Tam olmayan soğurma
- Eğri etkeni
- Yüzey kirlenmesi
- Güneş pilinin sıcaklığı
- Güneş pilinin iç seri direncinden ileri gelen kayıplar

## 2.7 Güneş Pillerindeki Kayıplar

Güneş pilleri kayıplar nedeni ile düşük verimle çalışmaktadır. Bu bölümde güneş pili kayıplarının özellikle nereden kaynaklandığı üzerinde durulacaktır. Güneş pillerinde ilk çalışma anından başlayarak görülen kayıplar aşağıdaki gibidir.

**İşıksal Kayıplar:** Güneş ışığı fotonlarının soğurulmaması ve azınlık taşıyıcılarının üretilmemesinden kaynaklanan kayıplar.

**Elektriksel Kayıplar:** PV diyotların optimum elektrik parametrelerini azaltan kayıplar.

Ara Yüzey Kayıpları: Tabakaların her biri için hacim kayıplarına ek olarak ortaya çıkan kayıplar olarak sınıflandırabiliriz.

### **2.7.1 Işıksal Kayıplar**

Güneş pillerinin ürettiği akım, üretilen azınlık taşıyıcıları ve soğurulan güneş ışığı fotonlarının sayısı ile belirlenir. Işıksal kayıplar JL değerinde azalmalara yol açar. Bu kayıplar, her tabakada gerçekleşen yansıma kayıpları ile tabakalar veya ara yüzelerde görülen dış soğurulma kayıpları olarak iki kısımda incelenebilir.

### **2.7.2 Elektriksel Kayıplar**

Elektriksel kayıpları tanımlamanın en kolay yolu akım gerilim karakteristiğini kullanmaktır. Toplanıp çoğunluk taşıyıcılarına çevrilemeyen azınlık taşıyıcıları, akım kayıplarını belirler. Gerilim kayıpları, açık devre geriliminin beklenen değerinin altına düşmesi olarak tanımlanır. Seri ve paralel direnç kayıpları ile zayıf diyot karakteristikleri, elde edilecek akım gerilim değerlerini azaltır.

### **2.7.3 Akım Kayıpları**

Güneş pillerinde üretilen azınlık taşıyıcılarının kaybı pek çok yolla gerçekleşebilir. Hacim içinde yeniden birleşme kayıpları, uyarılan taşıyıcıların sonlu ömürlerinden kaynaklanır. Bu nedenle ortaya çıkan akım kaybı, yayılım uzaklıklarıyla soğurucu kalınlığı arasındaki orana bağlıdır. İyi tasarlanmış güneş pillerinde hacim içi yeniden birleşme kayıpları %5 ile %20 arasında değişir. Yüzey yeniden birleşmesi, bir malzemedeki her kesitin yeni elektronik koşullar üretmesinden kaynaklanmaktadır. Işınım ile üretilen ve yüzeye doğru yayınıma uğrayan taşıyıcılar, yüzey etkilerini önleyici özel önlemler alınmadığı veya taşıyıcıların yüzeye ulaşmaları engellendiği zaman yüzeyde yitirilirlenir. Yüzeyde bir oksit tabakanın oluşturulması, genellikle, yüzey koşullarının etkisini ve bundan dolayı da taşıyıcı kaybını azaltır. Yüzey yakınlarına uygulanan homojen olmayan bir katıştırma işlemi, bir iç elektrik alanı oluşumuna yol açarak, azınlık taşıyıcıların yüzeyden uzaklaştırılmasına ve akım kayıplarının azaltılmasına neden olur. Yüzeydeki bu yeniden birleşme kaybı en iyileştirilmiş güneş pillerinde %0-5 arasında değişim gösterir.

Kristal sınırları iç yüzeyler gibi davranabildiğinden, serbest bir yüzey ölçüsünde azınlık taşıyıcı kaybına neden olabilirler. Kristal sınırlarında pürüzler çok daha etkin olduğundan yapılacak bir katıştırma işlemi azınlık taşıyıcılarını uzaklaştıracak ve akım kayıplarını önlemede başarılı olacaktır (Ayşe Özgöçmen, 2007).

#### **2.7.4 Açık Devre Gerilimi**

Homojen eklemler, heterojen eklemler ve Schottky açık devre gerilimi, hacim içi yeniden birleşme ömrü, veya ara yüzey yeniden birleşme hızları ile denetlenir. Açık devre gerilimini kontrol eden ve etkileyen ek parametreler bant aralığı ve eklem n ve p taraflarının katıştırılma seviyeleridir. Açık devre gerilim kayıpları %4 ile %50 arasında değişir .

#### **2.7.5 Direnç Kayıpları**

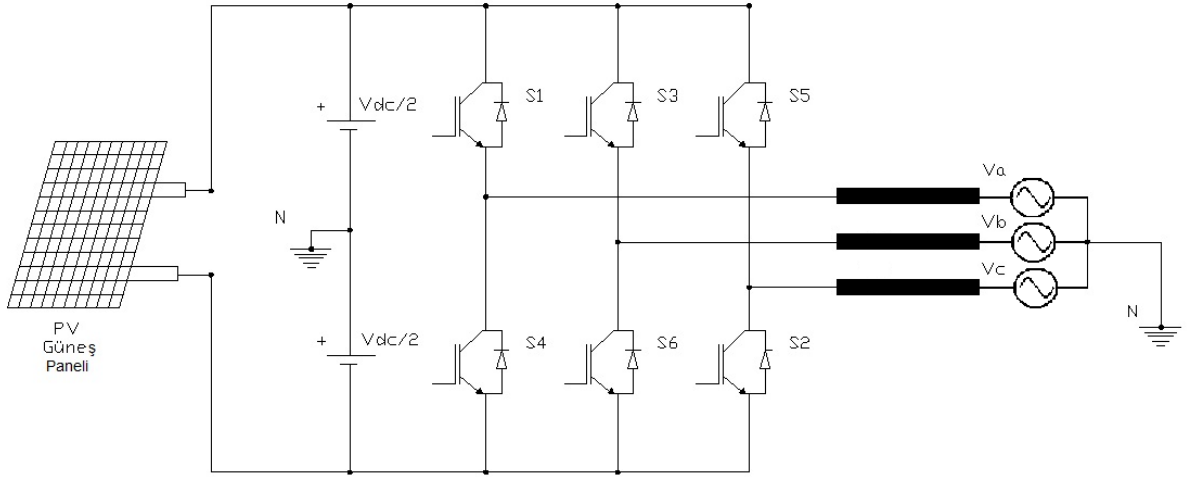
Seri direnç ve paralel iletkenlik güneş pillerinde arzu edilmeyen özelliklerdir. Paralel direnç değeri açık devre gerilimi üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. İdeal bir güneş pilinde paralel direnç sonsuza yakın olmalıdır. Bakır Sülfid /Kadmiyum Sülfid güneş pillerinde kalın ızgara, Kadmiyum Sülfid tabakasına kısmi kontak yaparak paralel bir iletkenlik oluşturur. Güneş pillerinde paralel iletkenlik ve seri direnç kayıpları %0-%10 mertebesindedir.

#### **2.8 Verim Kayıpları**

Güneş pillerinde maliyetin düşürülebilmesi, pil ömrünün uzun olması ile mümkündür. Günümüzde güneş pillerinin ömrüne ilişkin belirsizlikler vardır. Ancak genellikle, 20 yıllık bir süre için güneş pili veriminde %10 ile %20 arası düşüşler tasarımcı ve imalatçıların hedefi olmaktadır. Güneş pillerinin çıkış gücündeki azalmanın kolayca anlaşılabilen birkaç nedeni vardır. Pilin dış yüzeyinde, güneş ışınımının gelişini engelleyen toz ve pisliklerin birikmesi bu nedenler arasındadır (Ayşe Özgöçmen, 2007).

### 3. ÜÇ FAZLI GERİLİM BESLEMELİ İNVERTERLERDE KONTROL TEKNİKLERİ

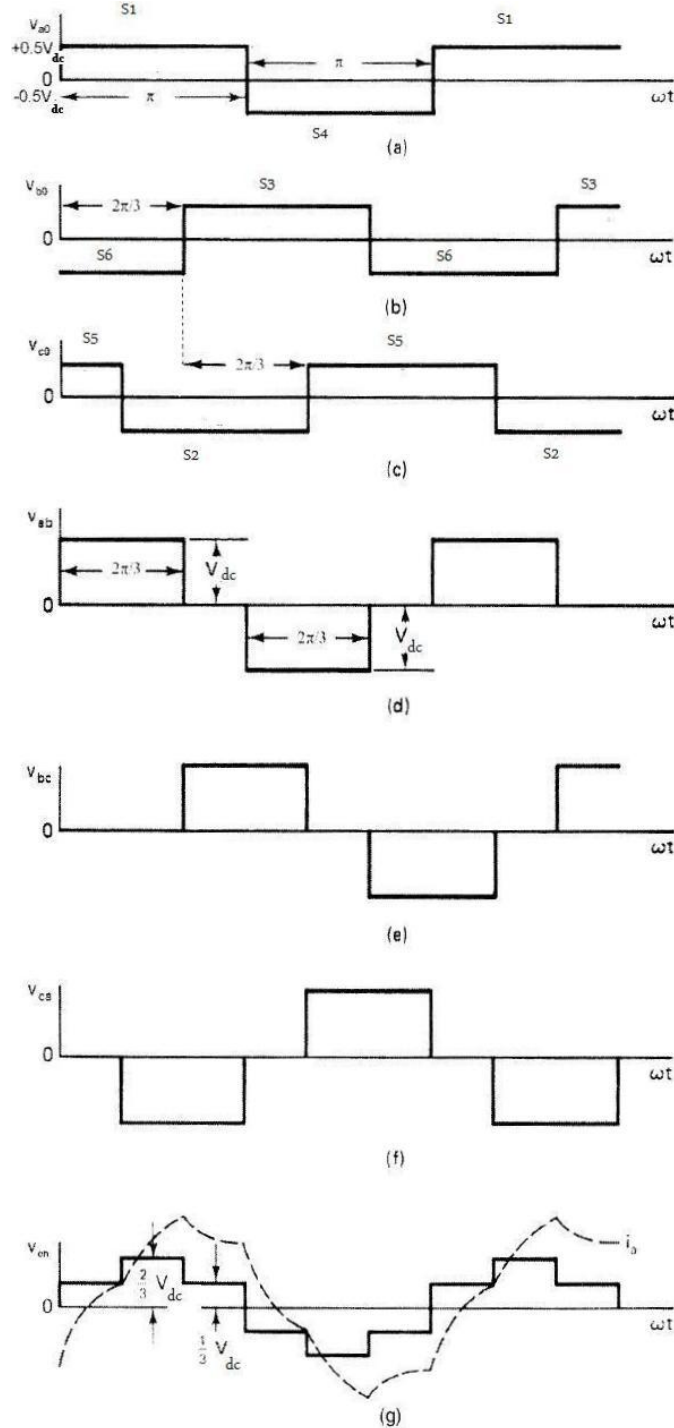
İnverterler yarı iletken güç elemanları kullanılarak DC gerilimi, tek fazlı veya üç fazlı AC gerilime çeviren sistemlerdir. Şekil 3.1’de üç fazlı gerilim beslemeli bir inverter ile şebekeye enerji aktarımı gösterilmiştir.  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  sıralı üç faz inverter çıkış gerilimleri,  $V_{dc}$  DC kaynak gerilimidir. DC kaynak gerilimi yüksek değerli iki kondansatör kullanılarak iki eşit parçaya bölünmüştür.  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$ ,  $S_6$  yarı iletken güç elemanlarıdır. İnverterde üst koldaki elemanlardan biri iletimde iken alt koldaki eleman kesimdedir. Aynı kolda aynı anda iki eleman iletimde olması DC gerilimde kısa devreye neden olur. Her bir eleman sadece 180 derece iletimde kalır. Üst koldaki anahtarın sürme sinyali ile alt koldaki elemanın sürme sinyali arasında ölü zaman mevcuttur. DC bara geriliminin ikiye bölünmesi ve şebekenin nötr noktasına bağlanması durumunda her bir faz kolu birbirinden bağımsız olarak çalışır. Şebekenin nötrü kaynağın orta noktasına bağlı değilse fazlar arası gerilimlerde üç ve üçün katı harmonikler ortadan kalkar (Bimal K. Bose, 2002).



**Şekil 3.1** Üç fazlı gerilim beslemeli inverter ile şebekeye enerji aktarımı

### 3.1 İnverter Faz Gerilimlerinin Fourier Serisine Açılımı

Üç fazlı gerilim beslemeli  $180^\circ$  iletimli kare dalga inverterlerde faz, fazlararası ve faz-nötr gerilimlerinin değişimleri Şekil 3.2’de verilmiştir.



Şekil 3.2 Üç fazlı gerilim beslemeli  $180^\circ$  iletimli inverterde dalga şekilleri (a)  $V_{a0}$  gerilimi (b)  $V_{b0}$  gerilimi (c)  $V_{c0}$  gerilimi (d)  $V_{ab}$  gerilimi (e)  $V_{bc}$  gerilimi (f)  $V_{ca}$  gerilimi (g)  $V_{an}$  gerilimi

180° iletimli kare dalga inverterde faz nötr ve fazlar arası gerilimlerin fourier serisi açılımları aşağıda verilmiştir.

$$V_{ao}(t) = \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt + \frac{1}{3} \sin 3wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \dots] \quad (3.1)$$

$$V_a(t) = \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \frac{1}{7} \sin 7wt + \dots] \quad (3.2)$$

$$V_{bo}(t) = \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt + \frac{1}{3} \sin 3wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \dots] \quad (3.3)$$

$$V_b(t) = \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \frac{1}{7} \sin 7wt + \dots] \quad (3.4)$$

$$V_{co}(t) = \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt + \frac{1}{3} \sin 3wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \dots] \quad (3.5)$$

$$V_c(t) = \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \frac{1}{7} \sin 7wt + \dots] \quad (3.6)$$

$$V_{ab}(t) = \sqrt{3} \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt - \frac{1}{5} \sin 5wt - \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \dots] \quad (3.7)$$

$$V_{bc}(t) = \sqrt{3} \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt - \frac{1}{5} \sin 5wt - \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \dots] \quad (3.8)$$

$$V_{ac}(t) = \sqrt{3} \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} [\sin wt - \frac{1}{5} \sin 5wt - \frac{1}{7} \sin 7wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \dots] \quad (3.9)$$

Fazlar arası gerilim ile faz nötr gerilimin maksimum değerleri 3.10 ve 3.11 eşitlikleri ile hesaplanır.

$$V_{a1m}(t) = \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} = 0,636 V_{dc} \quad (3.10)$$

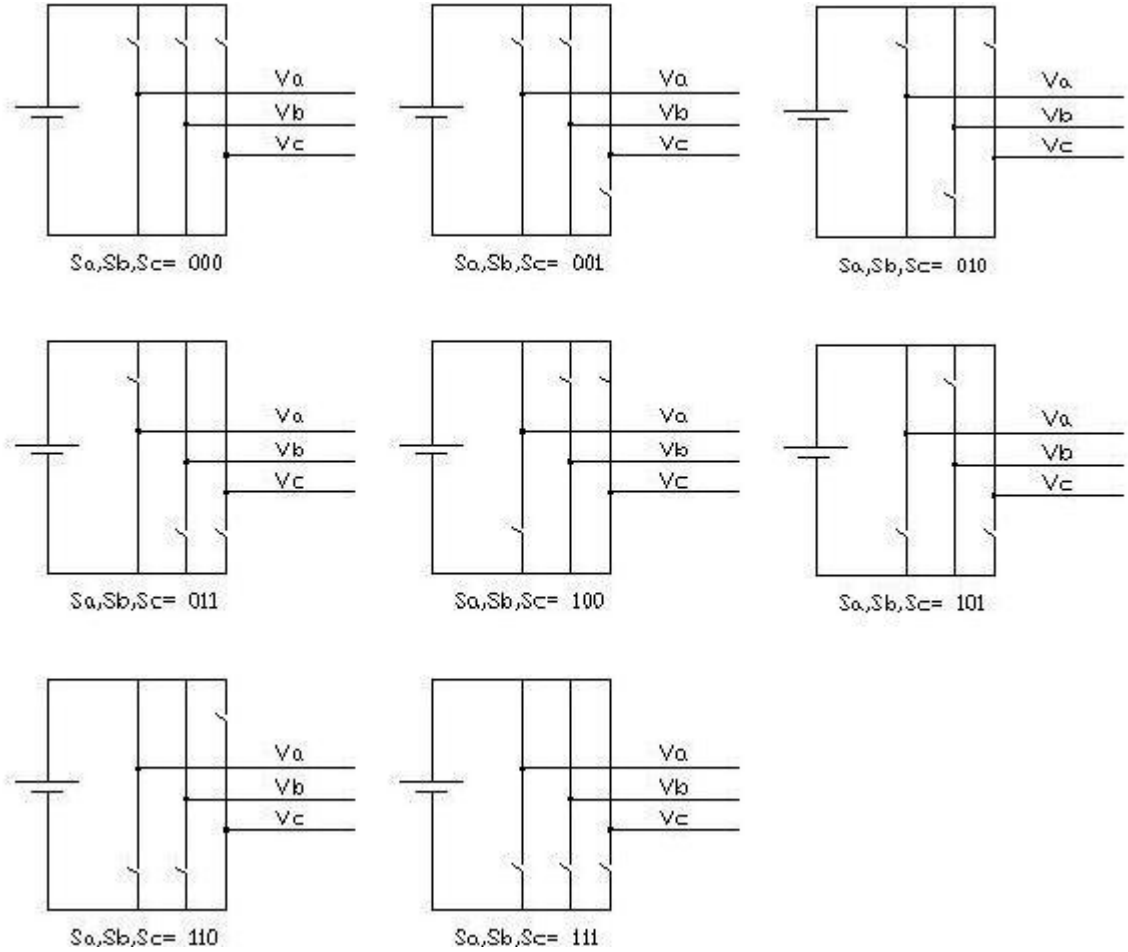
$$V_{ab1m}(t) = \sqrt{3} \frac{4}{\Pi} \frac{V_{dc}}{2} = 1,1 V_{dc} \quad (3.11)$$

### 3.2 Üç Fazlı İnverterde Anahtarlama Durumları

Üç fazlı inverterde anahtarlama durumları Şekil 3.3’de gösterilmiştir.  $S_a$ ,  $S_b$  ve  $S_c$  anahtarlama durumlarını ifade eder. İnverter çıkış gerilimleri DC bara gerilimi ve anahtarlama durumlarına göre (3.12) matrisi ile hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} * V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$S_a$ ’nın 1 olması üstteki elemanın iletimde olduğunu,  $S_a$ ’nın 0 olması ise alttaki elemanın iletimde olduğunu göstermektedir. İnverterlerde alt ve üst elemanların iletimde ve kesimde olmasına göre sekiz farklı durum oluşur. Anahtarlama durumlarının (1,1,1) olması durumunda tüm fazlar DC kaynağın pozitif ucuna, (0, 0, 0) olması durumunda ise DC kaynağın negatif ucuna bağlanmaktadır ve çıkış gerilimi sıfır olmaktadır (Bimal K. Bose, 2002; Jin-Woo Jung, 2005; P.Sanjeevikumar , 2007).



Şekil 3.3 Üç fazlı inverterde anahtarlama durumları

Anahtarlama durumları ve DC kaynak gerilimine bağılı olarak faz ve fazlar arası çıkış gerilimleri Tablo 3.1’de verilmiştir. İstenen çıkış geriliminin elde edilmesi için inverterde anahtarlama durumları arasında geçiş yapılır. Fazlar arası çıkış gerilimi  $+V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$  seviyelerinden oluşmaktadır. İstenen inverter çıkış gerilimi uygun modülasyon teknikleri ile sağlanır (Bimal K. Bose, 2002; Jin-Woo Jung, 2005; P.Sanjeevikumar, 2007).

**Tablo 3.1** İnverterde anahtarlama tablosu

Anahtarlama Durumları			Faz Gerilimleri			Fazlar Arası Gerilimler		
$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_a$	$V_b$	$V_c$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2/3*V_{dc}$	$-1/3*V_{dc}$	$-1/3*V_{dc}$	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
1	1	0	$1/3*V_{dc}$	$1/3*V_{dc}$	$-2/3*V_{dc}$	0	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
0	1	0	$-1/3*V_{dc}$	$2/3*V_{dc}$	$-1/3*V_{dc}$	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	0
0	1	1	$-2/3*V_{dc}$	$1/3*V_{dc}$	$1/3*V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$
0	0	1	$-1/3*V_{dc}$	$-1/3*V_{dc}$	$2/3*V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$
1	0	1	$1/3*V_{dc}$	$-2/3*V_{dc}$	$1/3*V_{dc}$	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Darbe genişlik modülasyon tekniği (PWM) yarı iletken güç elemanlarının uygun şekilde anahtarlama ile istenen çıkış frekans ve geriliminin elde edilmesi için en çok kullanılan yöntemdir. PWM tekniği gerçekleştirme yöntemine göre aşağıdaki şekilde sınıflandırılır. (Bimal K. Bose, 2002).

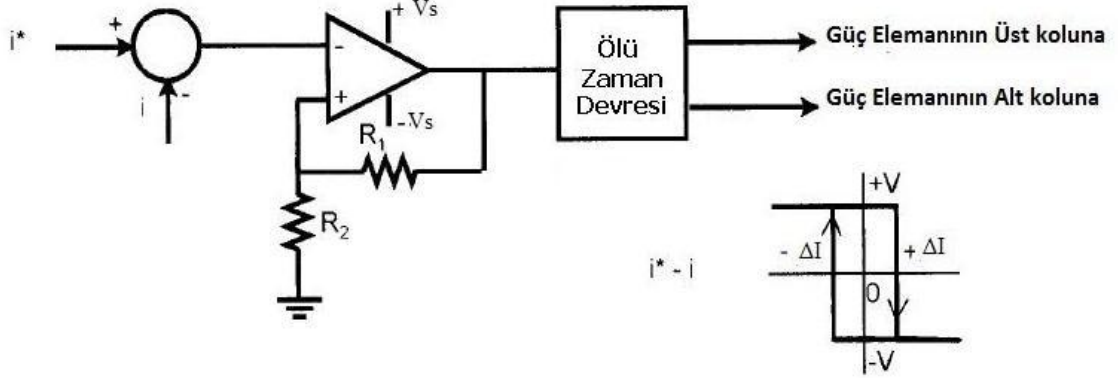
- ❖ Sinüzoidal PWM (SPWM)
- ❖ Seçilmiş Harmonik Eliminasyonlu PWM (SHE PWM)
- ❖ Histerezis Akım Kontrollü PWM
- ❖ Uzay vektör PWM (SVPWM)

Histerezis akım kontrol PWM ve Sinüzoidal PWM yöntemleri analog yöntemler kullanılarak gerçekleştirilebilirken, uzay vektör PWM yöntemi mikroişlemci ve DSP kullanımını gerektirmektedir. SVPWM metodunda bazı matematiksel işlemlerin yapılması ve yüksek frekanslarda anahtarlama sinyallerinin oluşturulması ancak çok hızlı mikroişlemcilerle veya DSP kullanımı ile gerçekleştirilebilmektedir.

Uzay vektör modülasyon tekniğinde, üç faz örnekleme sinyallerinden d-q sinyalleri ile elde edilirken sinüzoidal PWM tekniğinde 3 faz sinüzoidal sinyaller üçgen sinyalle doğrudan karşılaştırılır. SVPWM yönteminde DC bara gerilimi, sinüzoidal PWM tekniğine göre daha etkin kullanılır.

### 3.3 Histerezis Akım Kontrol Tekniği

Histerezis akım kontrol tekniği ani olarak akım geri beslemeli bir kontrol metodudur. Bu metot ile hat akımı referans akım etrafında belirlenen bant genişliğinde değişmektedir. Şekil 3.4'te HCC sinyallerinin elde edilmesi gösterilmiştir. Bu devre tek bir faz için HCC kontrolünü sağlar. Üç fazlı bir inverterde her faz için bu karşılaştırma devresi kullanılır.



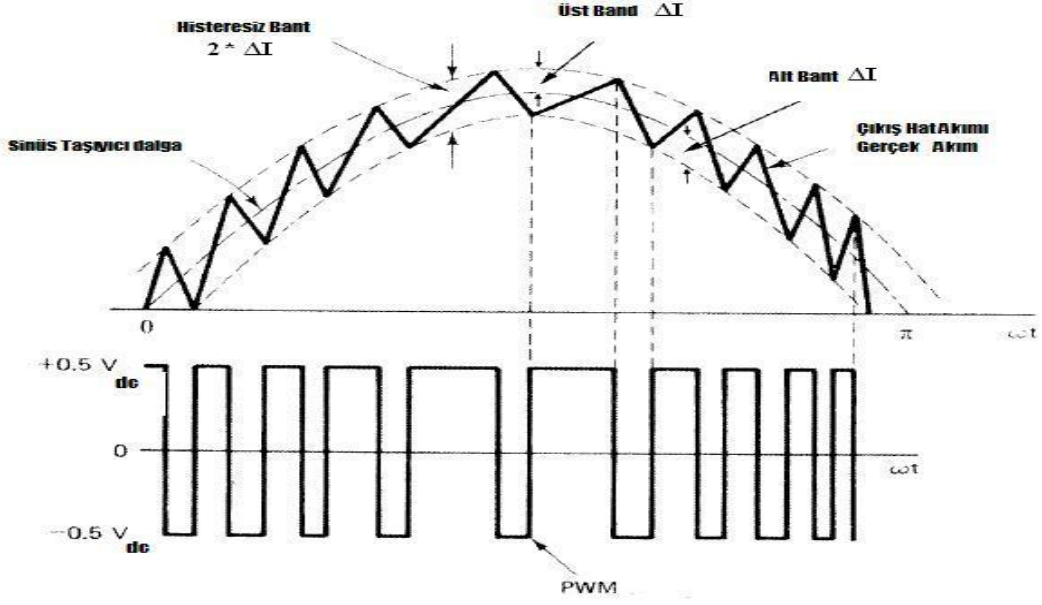
Şekil 3.4 HCC tekniğinde PWM sinyallerin elde edilmesi

$i^*$ : Akım referansı

$i$ : Çıkış akımı

Histerezis bant genişliği 3.13'e göre hesaplanır. Burada  $V_s$  karşılaştırıcının besleme gerilimidir.

$$\Delta I = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.13)$$



**Şekil 3.5** Histerezis bant içinde çalışma ve PWM sinyallerinin üretilmesi

Şekil 3.5'te faz akımının histerezis bant içerisinde tutulduğu görülmektedir. Çıkış akımının referans akımın üstüne çıkması durumunda alt koldaki anahtarlama elemanı ilettime sokulur. Çıkış akımı referans akımın altına düştüğünde üst koldaki anahtarlama elemanı ilettime sokulur. Bu işlem için bir çıkış sinyali üretilmesi yeterlidir. Üst koldaki elemana gelen sinyalin tersi ölü süre ilave edilerek alt koldaki elemana uygulanır. Akımın belirlenen  $\Delta I$  bandı içerisinde hareket etmesi beklenir. Çıkış endüktansının yüksek olması durumunda aşırı modülasyon oluşabilir ve değişken olan anahtarlama frekansı düşük değerler alabilir.

HCC PWM tekniğinin avantajları,

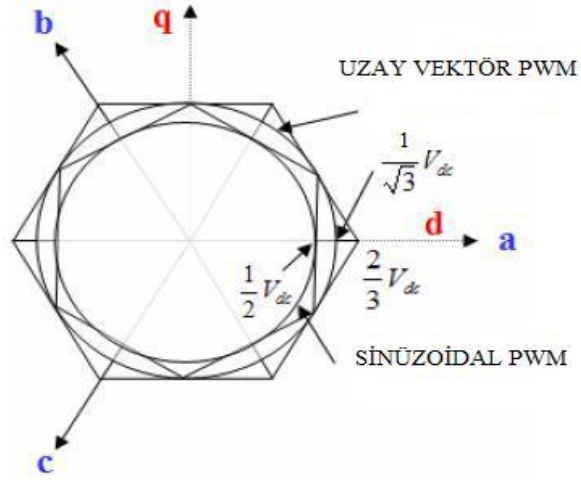
- Devrenin analog olarak uygulanmasına imkan vermesi
- Kontrolün DC bara gerilimindeki dalgalanmalarda fazla etkilenmemesi, dolayısıyla daha düşük değerli kondansatörlerin kullanılabilmesi
- Akım kontrol dinamiğinin çok hızlı olması
- Anahtarlama elemanından geçen akımın maksimum değerinin sürekli olarak sınırlanabilmesi

olarak sıralanabilir.

Bu yöntemin dezavantajı ise PWM frekansının sabit olmamasıdır. Bundan dolayı motor kontrolünde istenmeyen harmonik akımlar oluşabilir ve kayıplar artabilir.

### 3.4 Uzay Vektör PWM Modülasyon Tekniği (SVPWM)

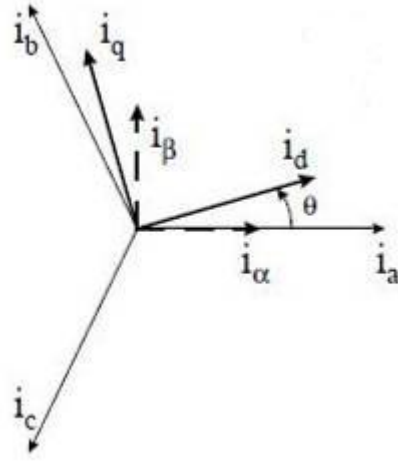
Gerilim beslemeli PWM inverterlerde, uzay vektör (SV) PWM kontrol tekniği DC bara gerilimini etkin olarak kullanılmaktadır. SVPWM metodunda  $V_{\max} = V_{dc}/\sqrt{3}$  iken SPWM metodunda  $V_{\max} = V_{dc}/2$  değerini alır (Bimal K. Bose, 2002; Jin-Woo Jung, 2005; P.Sanjeevikumar, 2007 ). Özellikle AC motor kontrolünde kullanılan SVPWM kontrol tekniği Clarke ve Park dönüşümleri gibi bazı matematiksel hesaplamalar gerekmektedir.



Şekil 3.6 SVPWM ve SPWM metodlarında üretilebilen maksimum gerilim

#### 3.4.1 Park ve Clarke Dönüşümleri

Uzay vektör PWM tekniğinde aralarında  $120^\circ$  faz farkı olan üç fazlı büyüklükler, senkron olarak dönen bir eksende veya sabit bir eksende iki faz büyüklüklerine dönüştürülür. Bu dönüşüme Clarke dönüşümü denilmektedir. Clarke dönüşümü ile üç faz (a, b, c) çıkış akımlarından  $\alpha$  ve  $\beta$  eksenine geçiş sağlanır. Park dönüşümü ile  $\alpha$  ve  $\beta$  ekseninden  $\theta$  açısı kadar açısal fark olan d ve q sistemine geçiş sağlanır.



Şekil 3.7 Üç fazlı sistemden d – q sistemine geçiş

### 3.4.2 Üç Faz Eksen Takımından $\alpha$ - $\beta$ ve d-q Eksenlerine Geçiş

Üç faz eksen takımından  $\alpha$  ve  $\beta$  eksenine dönüşüm (3.14)-(3.16) eşitlikleri ile elde edilir.

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3} i_a - \frac{1}{3} (i_b - i_c) \quad (3.14)$$

$$i_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \quad (3.15)$$

$$i_0 = \frac{2}{3} (i_a + i_b + i_c) \quad (3.16)$$

$\alpha$  ve  $\beta$  ekseninden üç faz eksen takımına dönüşüm (3.17)-(3.22) eşitlikleri ile elde edilir.

$$i_a = i_{\alpha} \quad (3.17)$$

$$i_b = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{\alpha} + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{\beta} \quad (3.18)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.19)$$

$$i_a = i_{\alpha} \quad (3.20)$$

$$i_b = -\frac{1}{2} i_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta} \quad (3.21)$$

$$i_c = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \quad (3.22)$$

Park dönüşümü ile  $\alpha$ - $\beta$  ekseninden aralarında  $\theta$  açısı kadar fark olan d-q eksenine geçiş (3.23)-(3.24) eşitlikleri ile yapılır.

$$i_d = i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \quad (3.23)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta) \quad (3.24)$$

d-q ekseninden  $\alpha$ - $\beta$  eksenine geçiş için (3.25)-(3.26) eşitlikleri kullanılır.

$$i_\alpha = i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta) \quad (3.25)$$

$$i_\beta = i_d \sin(\theta) + i_q \cos(\theta) \quad (3.26)$$

Clarke dönüşümü ile faz gerilimlerinin dönüşümü aşağıdaki denklemlerle tanımlanmıştır. Referans gerilim vektörü ve açısı (3.27)-(3.29)'da verilmiştir.

$$V_{\text{ref}} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (3.27)$$

$$|V_{\text{ref}}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (3.28)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) = \omega t = 2\pi f t \quad (3.29)$$

(3.27) eşitliğinde  $a = e^{j2\pi/3}$  konularak,

$$V_{\text{ref}} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + e^{\frac{j2\pi}{3}}V_b + e^{-\frac{j2\pi}{3}}V_c) \quad (3.30)$$

$$V_{\text{ref}} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + \cos\frac{2\pi}{3}V_b + \cos\frac{2\pi}{3}V_c) + j\frac{2}{3}(\sin\frac{2\pi}{3}V_b - \sin\frac{2\pi}{3}V_c) \quad (3.31)$$

$$V_\alpha = \frac{2}{3}(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c) \quad (3.32)$$

$$V_\beta = \frac{2}{3}(0 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_b - \frac{\sqrt{3}}{2}V_c) \quad (3.33)$$

Eşitlikleri elde edilir. Bu eşitliklerin matris haline dönüştürülmesi ile (3.34) eşitliği elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

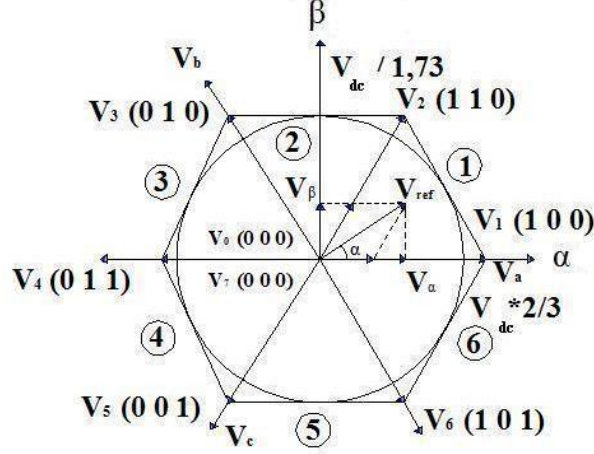
Yıldız bağlı dengeli üç fazlı bir sistemde  $V_a$ ,  $V_b$  ve  $V_c$  inverter faz gerilimlerinden (3.34)'te verilen ileri Clarke dönüşümü kullanılarak  $V_\alpha$  ve  $V_\beta$  uzay vektör gerilim bileşenleri hesaplanır. Üç fazlı gerilim beslemeli inverterde sekiz farklı anahtarlama durumu ve sekiz farklı uzay vektörü mevcuttur (P.Sanjeevikumar, 2007; Jin-Woo Jung, 2005).

$$V_n = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} & \dots\dots\dots n \rightarrow 1,2,3,4,5,6 \\ 0 & \dots\dots\dots n \rightarrow 0 \end{cases} \quad (3.35)$$

(3.35) eşitliği kullanılarak elde edilen uzay vektörleri ve bunlara karşılık gelen anahtarlama bileşenleri Tablo 3.2'de verilmiştir. Bu gerilim vektörlerinden ikisi sıfır vektördür. Diğer altı vektör arasındaki açı  $60^\circ$ 'dir. SVM metodunda her bir anahtarlama periyodunda en yakın iki aktif vektör ve sıfır vektör arasında güç elemanlarının anahtarlanması ile referans gerilim vektörü ( $V_{ref}$ ) elde edilir. Bunun için  $V_{ref}$  gerilim vektörüne komşu olan aktif vektörler ile sıfır vektörlerinin tespit edilmesi yani sektör numarasının belirlenmesi gereklidir.  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  gerilimleri ile sektörün belirlenmesinden sonra  $T_1$ ,  $T_2$  ve  $T_3$  süreleri hesaplanır. Böylece altı yarı iletken güç elemanının anahtarlama süreleri elde edilir (P.Sanjeevikumar, 2007; Jin-Woo Jung, 2005).

**Tablo 3.2** SVPWM metodunda gerilim vektörleri

Anahtarlama Durumu	Vektör	$\alpha/\beta$ Vektörel Bileşenler	
		$V_\alpha$	$V_\beta$
000	$V_0$	0	0
100	$V_1$	$2/3 V_{dc}$	0
110	$V_2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
010	$V_3$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
011	$V_4$	$-2/3 V_{dc}$	0
001	$V_5$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
101	$V_6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
111	$V_7$	0	0



Şekil 3.8 SVPWM metodunda gerilim vektörleri ve sektör numaraları

Anahtarlama periyodu  $T_s$  süresince referans vektörü oluşturan uzay vektörleri üretilir.  $T_s$  yeterince küçük kabul edilirse ortalama vektör bu aralık içinde sabit kabul edilir.

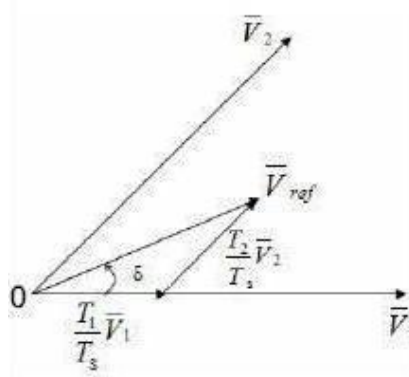
$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (3.36)$$

$$\frac{(n-1)\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \leq \frac{n\pi}{3} \quad (3.37)$$

Burada  $n$  değeri referans vektör indisidir.

### 3.4.3 Anahtarlama Sürelerinin Hesaplanması

Lineer çalışma bölgesinde referans vektör en yakın iki aktif ve sıfır vektörü ile elde edilir.



Şekil 3.9  $V_{ref}$  referans gerilim vektörünün elde edilmesi

Şekil 3.9' da verilen referans gerilim vektörünü üretmek için gerekli anahtarlama sürelerinin nasıl hesaplandığı aşağıda açıklanmıştır.

$$\int_0^{T_s} \overline{V_{ref}} \cdot dt = \int_0^{T_1} \overline{V_1} \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \overline{V_2} \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \overline{V_0} \cdot dt \quad (3.38)$$

$$T_s \cdot \overline{V_{ref}} = (T_1 \cdot \overline{V_1} + T_2 \cdot \overline{V_2}) \quad (3.39)$$

$$T_s \cdot \overline{V_{ref}} \begin{bmatrix} \cos(\delta) \\ \sin(\delta) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

$$0 \leq \delta \leq 60^\circ$$

$$T_1 = T_s \cdot \frac{|\overline{V_{ref}}| \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \delta)}{\frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \sin(\frac{\pi}{3})} \quad (3.41)$$

$$T_2 = T_s \cdot \frac{|\overline{V_{ref}}| \cdot \sin(\delta)}{\frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \sin(\frac{\pi}{3})} \quad (3.42)$$

$$T_3 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (3.43)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.44)$$

$\delta$  burada  $V_1$  gerilim vektörü ile referans gerilim vektörü arasındaki saat yönündeki açı olarak tanımlanmıştır. İnverterin bir faz kolundaki anahtarın PWM süresi, vektörün genliği ve faz açısına göre değiştirilir. SVM tekniğinde modülasyon indeksi,

$$M = \frac{2}{V_{dc}} |\overline{V_{ref}}|_{\max} \quad (3.48)$$

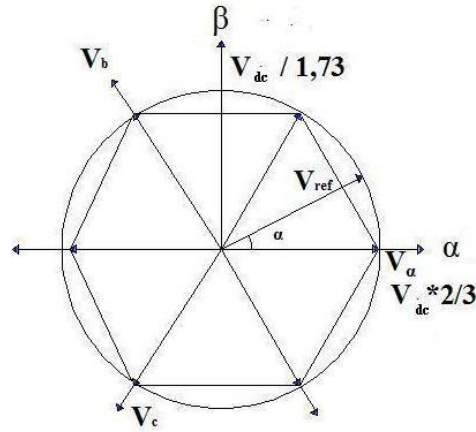
olarak hesaplanır. Modülasyon indeksi referans gerilimin genliğine göre 0 ile 1,15 arasında değişmektedir. Sektör durumlarına göre yarı iletken güç elemanlarının  $T_1$ ,  $T_2$  ve  $T_3$  sürelerinin hesabı ile anahtarlama süreleri Tablo 3.3'te verilmiştir (Bimal K. Bose, 2002; Jin-Woo Jung, 2005; P.Sanjeevikumar, 2007).

**Tablo 3.3 SVM tekniğinde sektör durumlarına göre anahtarlama süreleri**

Sektör	Üst Anahtarlar ( $S_1, S_3, S_5$ )	Alt Anahtarlar ( $S_4, S_6, S_2$ )
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	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
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	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

#### 3.4.4 İnverterlerde Lineer Çalışma Bölgesi ve Aşırı Modülasyon

İnverterlerde lineer çalışma bölgesi, maksimum fazlar arası gerilim ve referans gerilim vektörünün Şekil 3.8’de gösterilen altıgenin içinde kaldığı bölgedir. Lineer çalışma bölgesinde  $V_{ref}$  geriliminin aldığı maksimum efektif değer bu altıgen içindeki en büyük dairenin üzerine düşmektedir. Üçüncü derece harmonik içeren modülasyon fonksiyonu yerine sinüzoidal modülasyon fonksiyonu kullanıldığında maksimum gerilim kare dalga çalışmaya göre %78,5’ten %90,7’ye yükselir. SPWM ile karşılaştırıldığında SVPWM yönteminde faz geriliminde yaklaşık yüzde 15’lik bir artış sağlanır. Üçün katı olan harmoniklerin eklenmesi, uzay vektör bileşenini etkilemediği için referans uzay vektörü dairesel bir yörünge takip eder. Şekil 3.10’ da gösterildiği gibi referans gerilim vektörünün altıgenin dışına çıkması halinde  $T_1$  ve  $T_2$  sürelerinin toplamı  $T_s$ ’den büyük olur ve aşırı modülasyon oluşur.



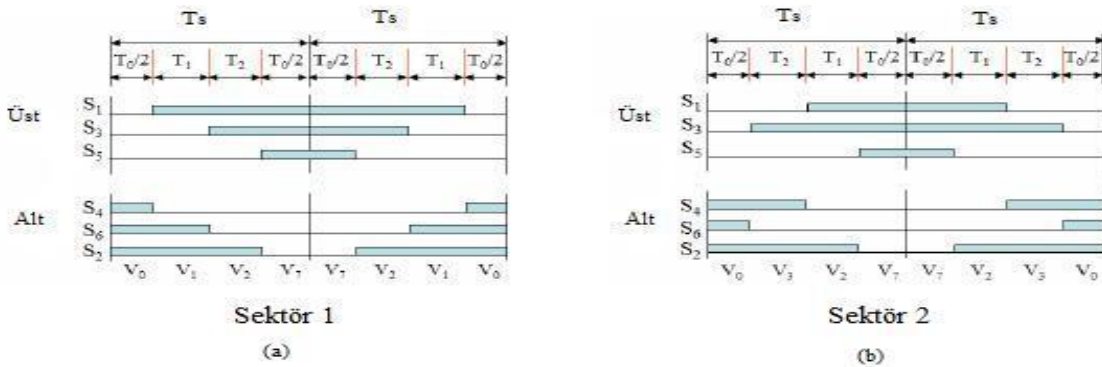
Şekil 3.10 Aşırı modülasyon

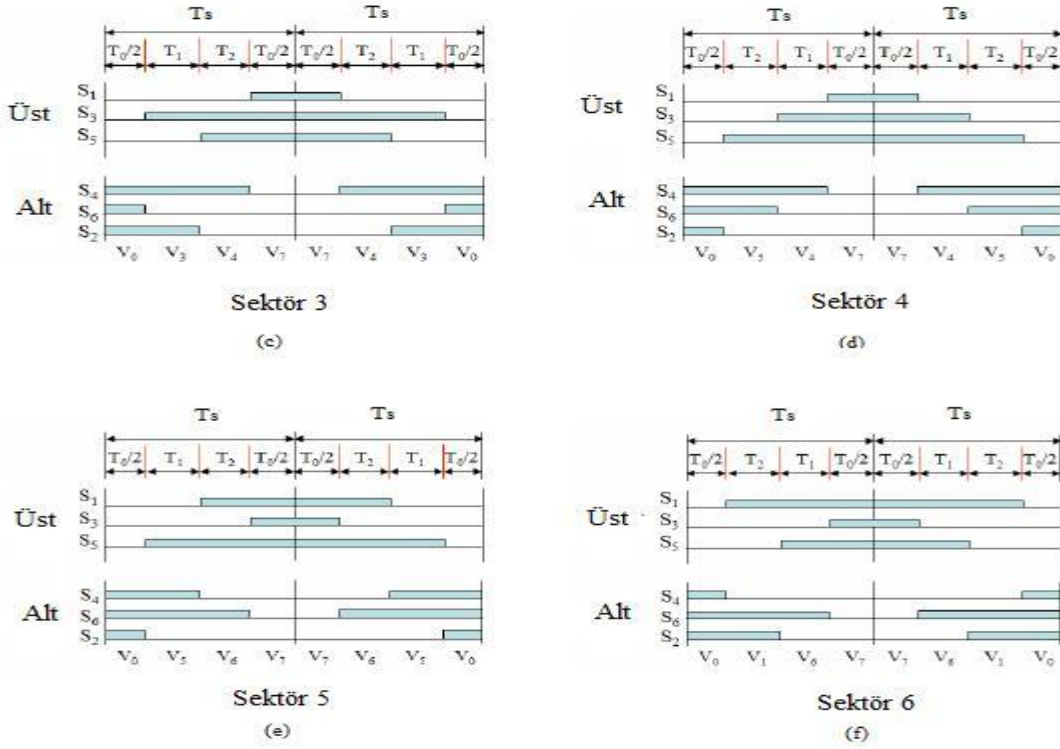
### 3.4.5 Anahtarlama Sinyallerinin Üretilmesi

SVM yönteminde modülasyon metodu sürekli veya süreksiz olabilir. Sürekli modülasyon metodu diğer yöntemlere göre daha yaygın olarak kullanılmaktadır.

#### 3.4.5.1 Sürekli Modülasyon Metodu

Bu metotta toplam sıfır süresi, iki sıfır durumu arasında paylaşılır. Bir inverter durumundan diğerine geçişte sadece bir inverter kolu anahtarlanır ve minimum inverter anahtarlama frekansı elde edilir. Şekil 3.11’ de tüm bölgeler için oluşturulan PWM sinyalleri görülmektedir. 1. bölgedeki anahtarlama periyodu,  $V_0$  (0,0,0) vektörü ile başlar ve her bir inverter kolu  $V_7$  vektörü (1,1,1) elde edilinceye kadar sırayla durum değiştirir. Simetrik darbe ile gerçekleştirilen bu sürekli modülasyon metodunda çıkış akım harmonikleri minimumdur (Bimal K. Bose, 2002; Jin-Woo Jung, 2005; P.Sanjeevikumar, 2007 ).





Şekil 3.11 Sektörlere göre anahtarlama durumları

### 3.4.5.2 Süreksiz Modülasyon Metodu

Bu metot ile her bir darbe yarı periyodunda sadece iki faz kolu anahtarlanır diğer üçüncü kol DC kaynak geriliminin pozitif veya negatif ucuna bağlanır. Bu anahtarlama ile bir bölgedeki anahtarlama sadece iki inverter kolu kullanılarak yapılır. Kollardan biri DC kaynak geriliminin pozitif veya negatif ucuna bağlanır. Böylece anahtarlama sayısı azaltılmış olur. Üç faza ait PWM periyodu, sürekli modülasyonda altı anahtarlama noktasına göre tanımlanırken süreksiz modülasyonda dört anahtarlama noktasına göre tanımlanır. Anahtarlama sayılarının düşürülmesi, PWM darbe sürelerinin hesaplanmasını kolaylaştırır fakat sıfır vektörleri, darbe yarı periyodunun başında veya sonunda bulunduğundan harmonik kayıplar artar. Buna karşılık, her faz kolu temel çıkış periyodunun üçte birinde anahtarlanmadığı için sürekli modülasyona göre ortalama anahtarlama kayıpları %33 azalır (Bimal K. Bose, 2002; Jin-Woo Jung, 2005; P.Sanjeevikumar, 2007 ).

#### 4. ŞEBEKEYE ENERJİ AKTARAN ÜÇ FAZLI PWM İNVERTERLERDE AKIM KONTROLÜ

Akım kontrollü gerilim kaynaklı PWM inverterler, dağıtılmış üretim sistemlerinde oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Gerilim kaynaklı PWM inverterler için birçok akım kontrol tekniği geliştirilmiştir. Bu inverterlerde genellikle Histerezis Akım Kontrol ve Uzay Vektör PWM Modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. Üç fazlı PWM inverterlerin kullanıldığı AC motor kontrolü, aktif filtre, kesintisiz güç kaynakları gibi uygulamalarda da akım kontrol yöntemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Akım kontrol yöntemleri iki gruba ayrılabilir.

- ◆ Kapalı çevrim lineer olmayan kontrolörler
- ◆ Açık çevrim lineer kontrolörler

Histerezis akım kontrolörü lineer olmayan bir kontrolördür ve çok geniş kullanım alanı vardır. Akım hatası doğrudan PWM sinyalinin belirlenmesinde kullanılır. Akım hatasının kompanzasyonu ve PWM sinyallerin üretilmesi aynı kontrol biriminde ve aynı anda yapılır. Dinamik cevap bu kontrol tekniğinde çok iyidir. Fakat yüksek akım dalgalanması ve değişken anahtarlama frekansı genellikle akım kalitesinde düşmeye neden olur. Bu durumda çıkış filtre tasarımı zorlaşır (Qingrong Zeng ve Liuchen Chang, 2005).

Lineer kontrolörlerde akım kontrolünde SVPWM kullanılır. Bu teknikte akım hatasının kompanzasyonu ve PWM fonksiyonları ayrı ayrı gerçekleştirilir. Bu yöntemin avantajları

- ◆ Anahtarlama frekansının sabit olması
- ◆ Çıkış harmonik spektrumun düzgün olması
- ◆ Anahtarlamanın optimum olması
- ◆ DC bara gerilimin etkin kullanımı

olarak sıralanabilir. Bu sistemin dezavantajları lineer olmayan yüklerden fazla etkilenmesi ve aşırı akım korumasının bulunmaması olarak sıralanabilir. Burada akım hatasının kompanzasyonu oldukça önemlidir. Akım hata kompanzasyonu için PI kontrol ve tahmin edicili kontrol kullanılmaktadır. Üç fazlı şebekeye enerji aktaran inverter uygulamalarında, PI kontrol tekniği harmoniklerin yok edilmesinde tüm çalışma durumlarında iyi netice vermemektedir. Tahmin edicili kontrolör PI kontrolöre göre daha karmaşık ve sistem parametrelerine daha çok bağlıdır (Qingrong Zeng ve Liuchen Chang, 2005).

Şekil 3.1’de gösterilen üç fazlı şebekeye bağlı gerilim beslemeli PWM inverterler konusunda literatürde çok sayıda çalışma yapılmıştır. Aşağıda verilen sonuçlar Qingrong Zeng ve Liuchen Chang tarafından 2005 ve 2008 yıllarında yapılan çalışmalardan alınmıştır. Bu çalışmalarda HCC, SVPWM PI Kontrol, SVPWM tahmin edicili kontrol teknikleri üzerinde durulmuştur. Ölü zaman ve kontrol gecikmelerinin harmonik ve bozulma açısından etkileri incelenmiştir. Simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçlar verilmiş ve tartışılmıştır. Makalede gerçekleştirilen üç fazlı şebekeye enerji aktaran sistem AC-DC-AC güç dönüşümü içermektedir. Üç fazlı diyotlu doğrultucular değişken AC gerilimi DC gerilime dönüştürülmüştür. Temel yükseltici kısmı ise gerilimin belli bir seviyede sabit kalmasını ve düşük gerilimlerde yüksek kalitede akım geri beslemesi sağlamak için kullanılır. Üç faz gerilim beslemeli PWM inverter çıkışına endüktans bağlanmıştır. Uygulamada kontrol DSP (TMS320LF2407A) ile yapılmıştır.

Histerezis akım kontrolünde inverterin üç faz çıkış akımları ölçülerek akım referanslarıyla karşılaştırılır. Histerezis karşılaştırıcıdan elde edilen sonuç ve üç faz akım hataları doğrudan PWM sinyallerinin üretilmesinde kullanılır. Histerezis akım kontrolörü her yeni kontrol döngüsünde akımın histerezis bant aralığında kalmasını sağlayacak şekilde PWM sinyallerini üretir. HCC tekniği doğal bir aşırı akım korumasına ve mükemmel dinamik cevaba sahiptir. Üç faz akımları kontrol gecikmeleriyle birlikte bağımsız şekilde kontrol edilir. İnverter çıkışında sıfır gerilim vektörü üretilmediğinden çıkış akım dalgalanmaları ve çıkış akımındaki toplam harmonik bozulum (THD) yüksektir.

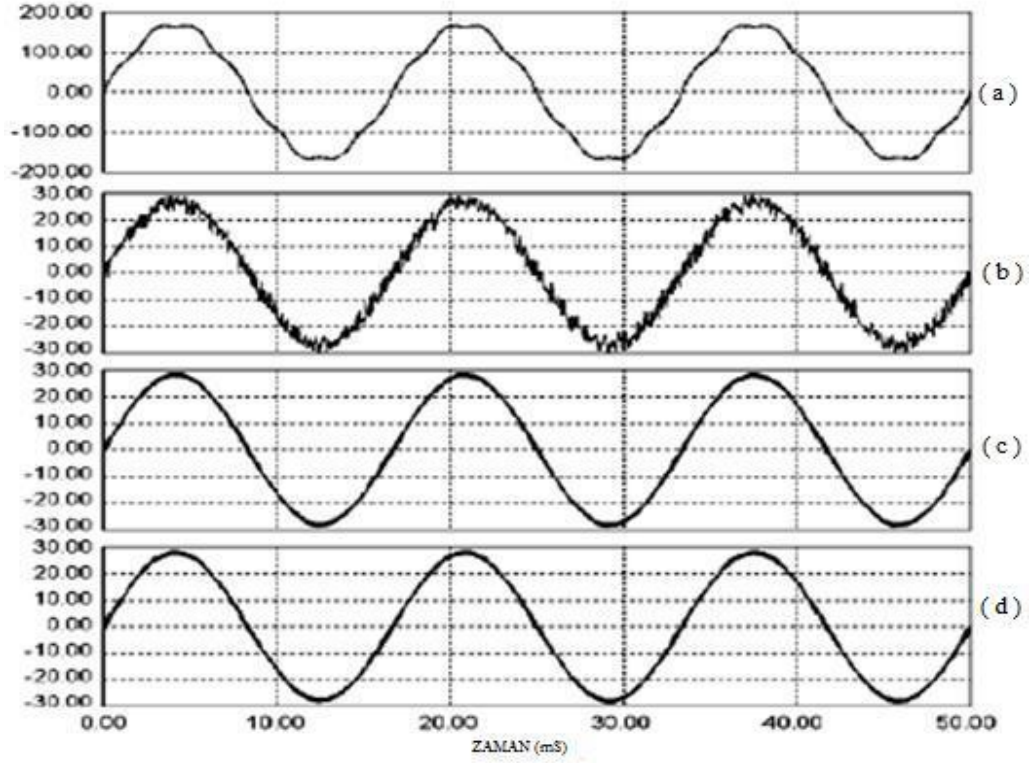
SVPWM tabanlı lineer kontrolör PI kontrolör içermektedir. İşlemler senkron hızda dönen eksen takımında yapıldığından lineer kontrol sağlanmaktadır. Bu yöntem üç fazlı şebekeye bağlı VSI’lerde yüksek çıkış akım kalitesi ve en uygun akım kontrol stratejisini sağlamaktadır. Tasarımda kontrol gecikmeleri ve ölü zamanın dikkate alınması gerekir. SVPWM tabanlı lineer akım kontrol stratejisi hem PI kontrolör hemde tahmin edicili kontrolör ile birlikte geliştirilmiştir. Akım kontrol performansını iyileştirmek için d-q senkron referans ekseninde SVPWM tabanlı PI akım kontrolör kullanılmıştır. Burada tüm AC değişkenler DC’ye dönüşür. Üç fazlı şebekeye bağlı VSI inverterde gerilim eşitlikleri Park dönüşümü ile senkron d-q referans ekseninde tanımlanmıştır. Şebeke gerilim vektörleri, şebeke harmoniklerini kompanze etmek için gerilim ileri besleme çevriminde kullanılmıştır. Akım geri çevrimi ve gerilim ileri çevriminde kullanılan tahmin edici ve filtrelerin çıkış akım ve gerilimin kalıcı hal ve dinamik performansına önemli etkisi mevcuttur.

Örnekleme frekansı PWM frekansının 4 katı seçilmiştir. Hızlı ADC dönüştürücü kullanılmıştır. Örnekleme ve hesaplama gecikmelerinin etkisini yok etmek için her kontrol periyodu sonunda ani çıkış akımları ve ortalama gerilim değerleri yeni PWM döngüsü için tahmin edilir. Dijital tahmin edicili algoritma ile akım hatasını yok etmek ve her PWM döngüsü için akım referansları oluşturmak amacıyla gerilim kaynaklı inverterlerde çıkış gerilim referansının hesaplanmasında akım hatası kompanzasyon bloğu kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan parametreler Tablo 4.1’de verilmiştir.

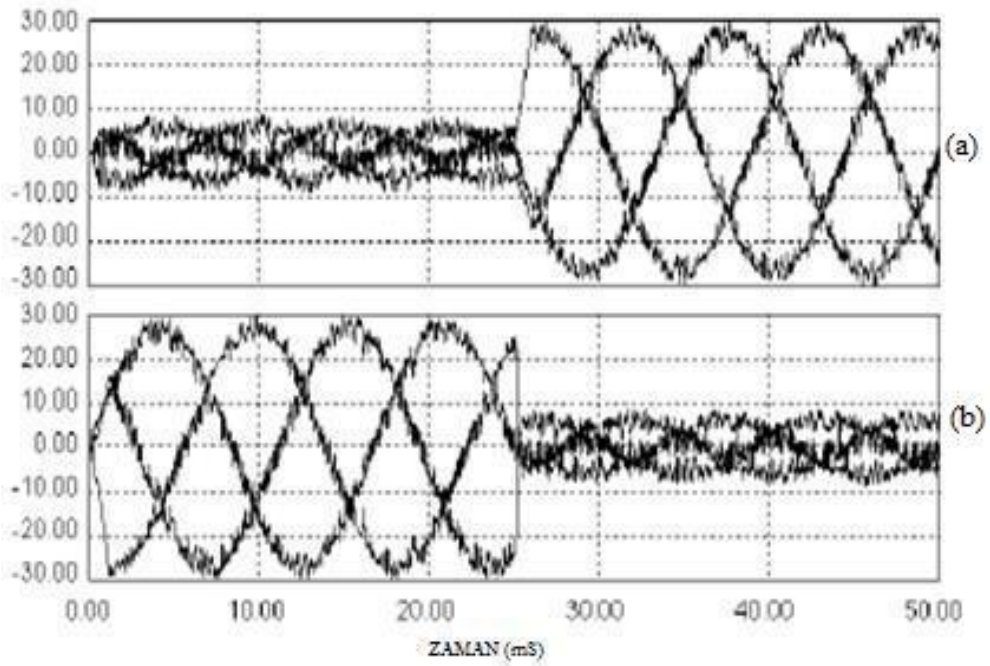
**Tablo 4.1** Makalede yapılan simülasyonlarda kullanılan parametreler

Çıkış faz gerilimi	$170 \sin(120\pi t)$ V
5. harmonik	$3 \sin(600\pi t)$ V
7. harmonik	$8 \sin(840\pi t)$ V
DC gerilim	360 V
Her faz için çıkış filtre endüktansı	2 mH
Anahtarlama ölü zamanı	4 $\mu$ s
HCC’ de anahtarlama frekansı	10 kHz (sabit)
Histerezis bant genişliği	0.3 A
SVPWM tabanlı akım kontrolörde anahtarlama frekansı	10 kHz
SVPWM tabanlı tahmin edicili akım kontrolörde örnekleme frekansı	40 kHz
PI regülatörler $K_p$ ve $K_i$	4 ve 0.02

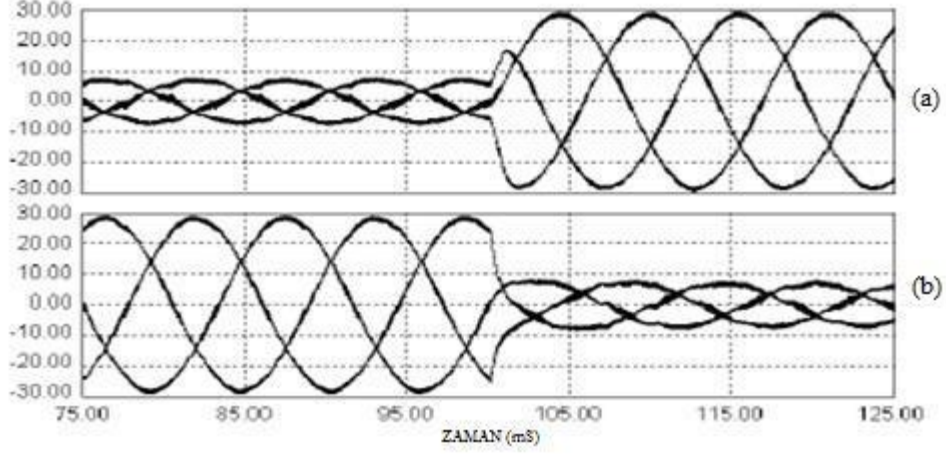
Simülasyon sonuçları Şekil 4.1-4.4’te ve deneysel sonuçlar Şekil 4.5-4.9’da verilmiştir. Simülasyon sonuçlarından görüldüğü gibi her iki SVPWM akım kontrolörünün kullanılması durumunda çıkış akımının kararlı hal cevabı histerezis kontrole göre daha iyi olmaktadır. SVPWM tabanlı PI akım kontrolünde sistem parametrelerine ihtiyaç duyulmaz. Fakat tahmin edicili yöntemde sistemin performansı sistem parametrelerine karşı hassastır. Özellikle çıkış filtre endüktansının lineer olmayan yapısından dolayı olumsuz etkilenir. Dinamik performans açısından HCC ve SVPWM tabanlı tahmin edicili kontrolörün cevabı SVPWM tabanlı PI kontrolör’den daha iyidir.



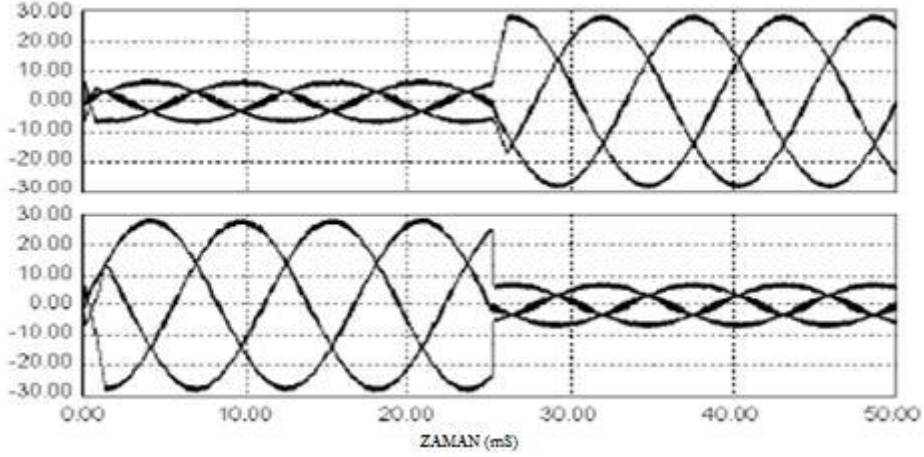
**Şekil 4.1** Simülasyon sonuçları (a) Şebeke gerilimin değişimi (V), (b) HCC (c) SVPWM-PI ve (d) SVPWM-tahmin edicili kontrolde 20 A akım referansı için çıkış akımı değişimleri



**Şekil 4.2** HCC yönteminde simülasyon ile elde edilen dinamik cevap (a) 5 A'den 20 A'e yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'e düşürülmesindeki cevap



**Şekil 4.3** SVPWM PI yönteminde simülasyon ile elde edilen dinamik cevap (a) 5 A'den 20 A'ye yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'ye düşürülmesindeki cevap



**Şekil 4.4** SVPWM tabanlı tahmin edicili kontrolde simülasyon ile elde edilen dinamik cevap (a) 5 A'den 20 A'ye yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'ye düşürülmesindeki cevap

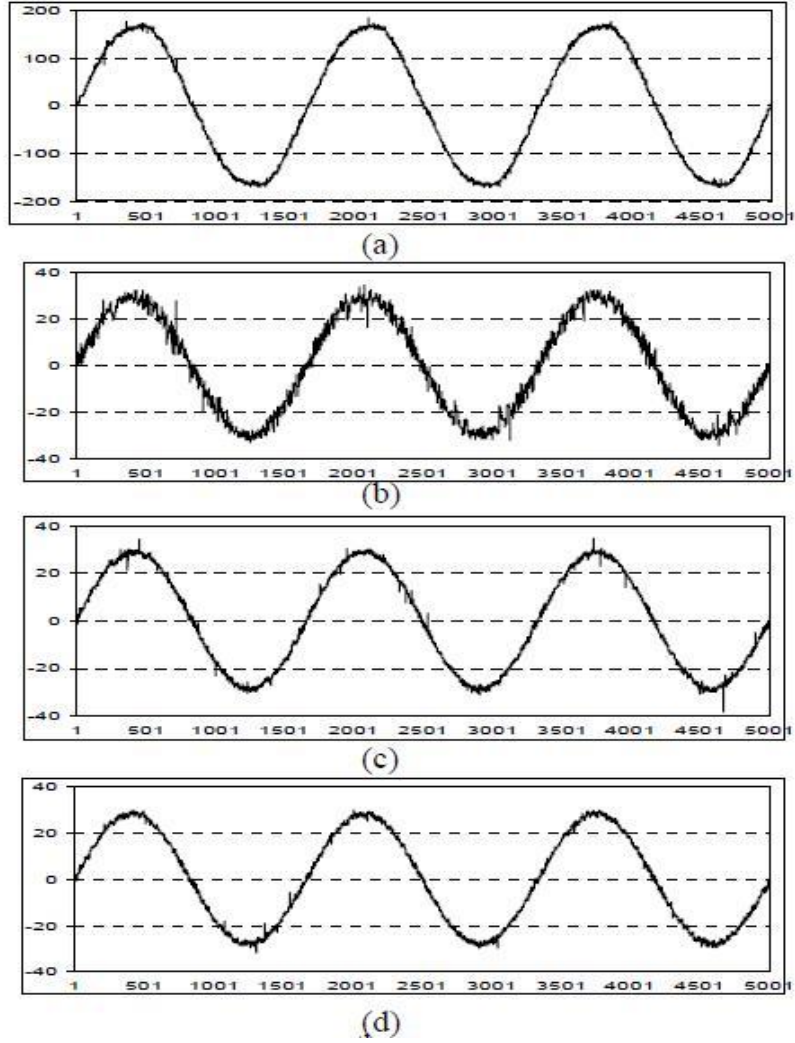
Laboratuvar testlerinde üç fazlı sistemin nominal faz gerilimi 208 V / 60 Hz, DC bara gerilimi 365 V ve çıkış filtre endüktansı her faz için 2 mH olarak ayarlanmıştır. ADC dönüştürücünün örnekleme frekansı 40 kHz, ölü zaman 4  $\mu$ s seçilmiştir. Histerezis akım kontrolü için maksimum IGBT anahtarlama frekansı 10 kHz ile sınırlandırılmıştır. Histerezis bant 0,3 A seçilmiştir. HCC için ölü zaman kompanzasyonuna ihtiyaç yoktur. İki SVPWM akım kontrolörü için, IGBT anahtarlama frekansı 9,766 kHz değerinde sabitlenmiştir. Anahtarlama ölü zamanının kompanzasyonu SVPWM algoritmaları ile sağlanmıştır.

Şekil 4.5'te, 20 A efektif akım referansı için üç farklı akım kontrol yönteminde elde edilen kararlı hal sonuçları verilmiştir. SVPWM'in gelişmiş akım kontrolörlerinde HCC'den daha düzgün çıkış akımı elde edildiği açıkça görülmektedir. Şebeke faz geriliminin harmonik

içeriği oldukça düşüktür ( $THD < \%3,0$ ). SVPWM tekniğinde çıkış akımları sinüzoidale oldukça yakındır. Çıkış akımların THD değerleri 51. harmoniğe kadar ölçülmüş ve Tablo 4.2’de sonuçlar verilmiştir.

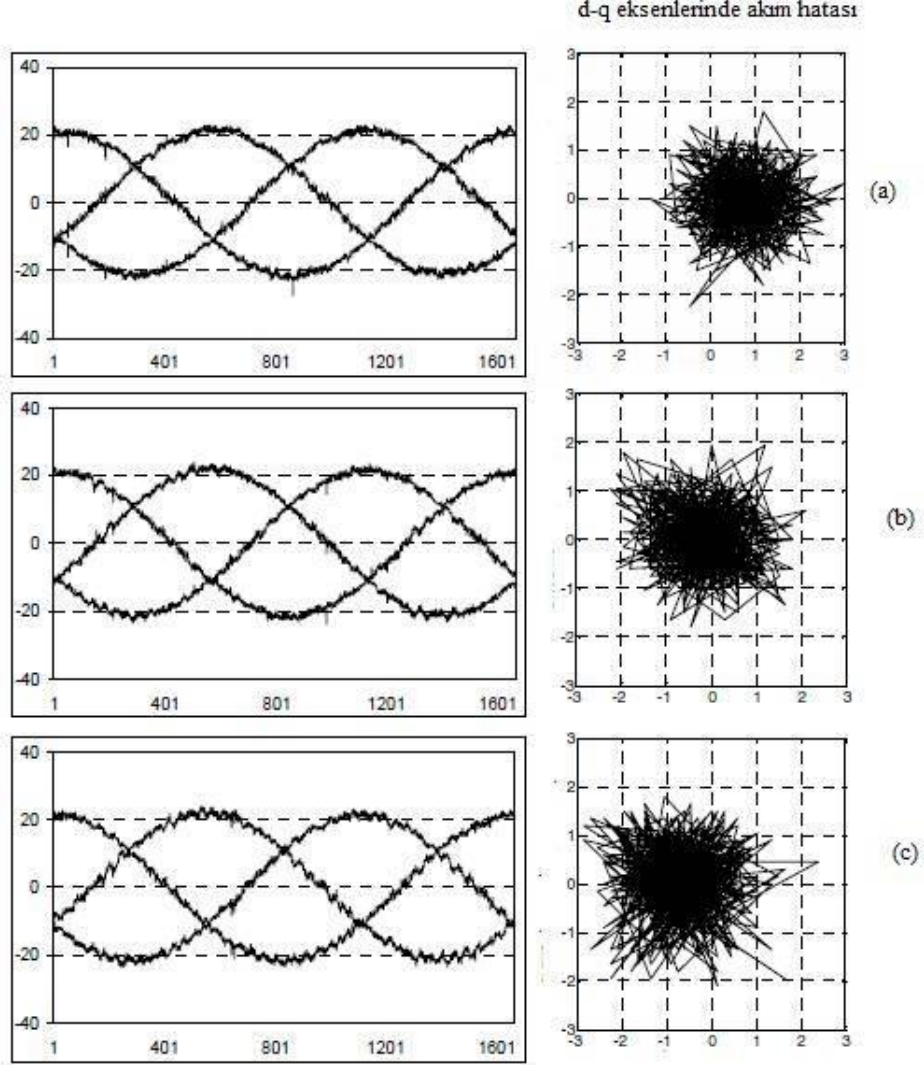
**Tablo 4.2** Farklı akım kontrol tekniklerinde THD değerleri

Gerilim Kontrol Stratejisi	Akım Dalga Şekli	THD
HCC	Şekil 4.5 (b)	3,2 %
SVPWM-PI Kontrol	Şekil 4.5 (c)	1,1 %
SVPWM-Ön Tanımlı Kontrol	Şekil 4.5 (d)	1,2 %



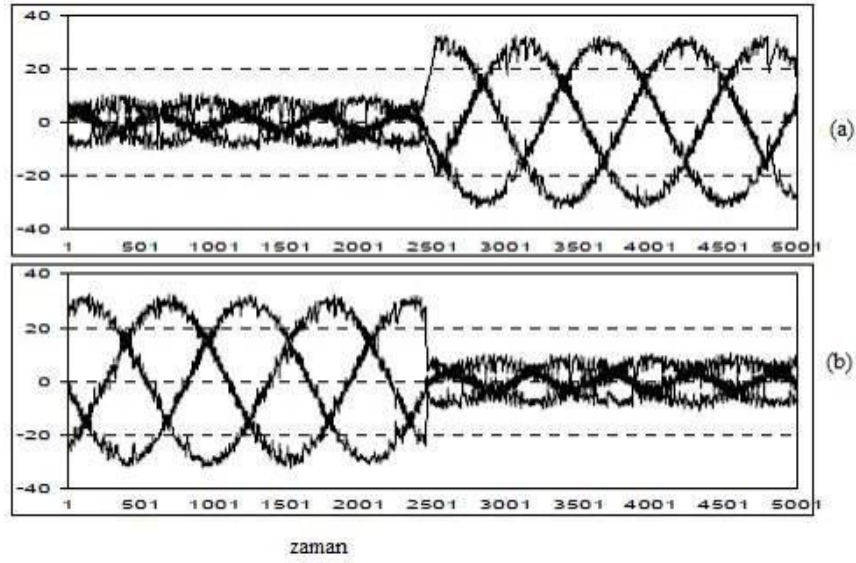
**Şekil 4.5** Deneysel sonuçlar (a) Şebeke geriliminin değişimi (V), (b) HCC (c) SVPWM-PI ve (d) SVPWM-tahmin edicili kontrolde 20 A akım referansı için çıkış akımı değişimleri

PI kontrolörlerinde performans  $K_p$  ve  $K_i$  değerlerinin uygun seçilmesine bağlıdır. Deneylede  $K_p$  ve  $K_i$  sırasıyla 2 ve 0,02 olarak seçilmiştir. Çıkış filtre endüktansında parametre değişimleri SVPWM tabanlı tahmin edicili kontrolörün performansını etkilemektedir. Farklı endüktans değerleri için tahmin edicili yapılan testler Şekil 4.6'da verilmiştir. Tahmin edicide kullanılan değer çıkış endüktans değerinden düşük veya yüksek olması durumunda kalıcı hal hataları artmakta, büyük olması durumunda ise sistemin kararlılığı bozulmaktadır.

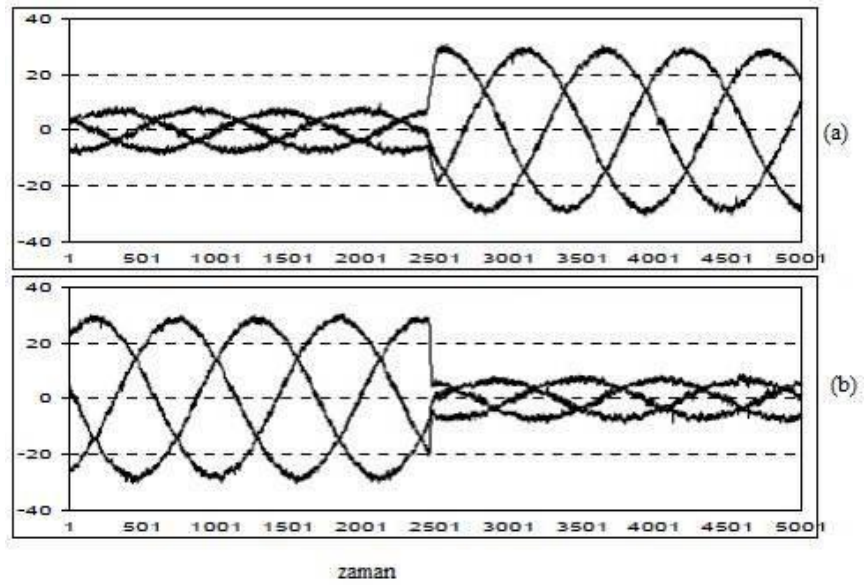


**Şekil 4.6** SVPWM tabanlı tahmin edicili akım kontrolöründe farklı endüktans değerlerinde çıkış akımlarının değişimi (a)  $L=1,5$  mH (b)  $L=2$  mH (c)  $L=2,5$  mH

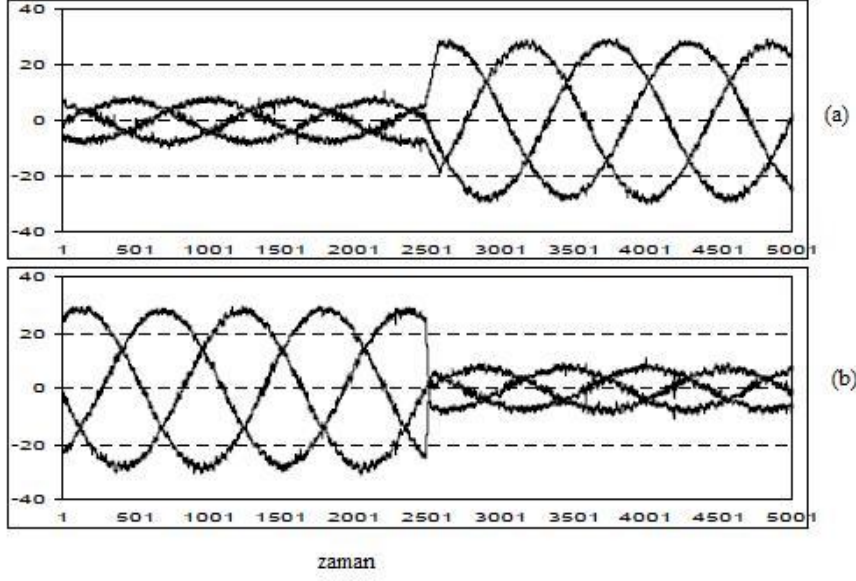
Akım kontrolörlerinin dinamik cevapları, Şekil 4.7-4.9'da verilmiştir. Zaman ekseninde her bir örnek  $100 \mu s$ ' de bir gösterilmiştir. Deneysel sonuçlardan SVPWM kontrolörlerin dinamik cevabının HCC kadar iyi olduğu görülmektedir.



**Şekil 4.7** HCC yönteminde elde edilen dinamik cevap (a) 5 A'den 20 A'ye yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'ye düşürülmesindeki cevap



**Şekil 4.8** SVPWM-PI kontrolörün dinamik cevabı (a) 5 A'den 20 A'ye yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'ye düşürülmesindeki cevap



**Şekil 4.9** SVPWM tahmin edicili kontrolörün dinamik cevabı (a) 5 A'den 20 A'e yükseltilmesindeki cevap (b) 20 A'den 5 A'e düşürülmesindeki cevap

Makalede verilen simülasyon ve uygulama sonuçlarına göre HCC basit yapısı, sağlamlığı, son derece hızlı dinamik cevabı ve akım koruması özelliği ile ön plana çıkmaktadır. Yüksek akım dalgalanması ve değişken anahtarlama frekansı HCC'nin önündeki en büyük engeldir ve üç fazlı şebekeye bağlı VSI' da uygulamasını zorlaştırmaktadır.

SVPWM tabanlı PI akım kontrolörü, mükemmel kalıcı hal cevaba sahiptir. Kararlı rejimde çok düzgün sinüs çıkışı elde edilmektedir. Akım dalgalanması çok düşüktür. Sistem parametrelerine karşı duyarsızdır. Sistem modeline ihtiyaç duymadan kontrolör tasarlanabilir. Kontrolörün dinamik cevabı deneysel sonuçlarda birbirinden ayırmak çok zor olmasına rağmen HCC ve SVPWM tabanlı ön tanımlı akım kontrolörüne göre bir miktar daha düşüktür.

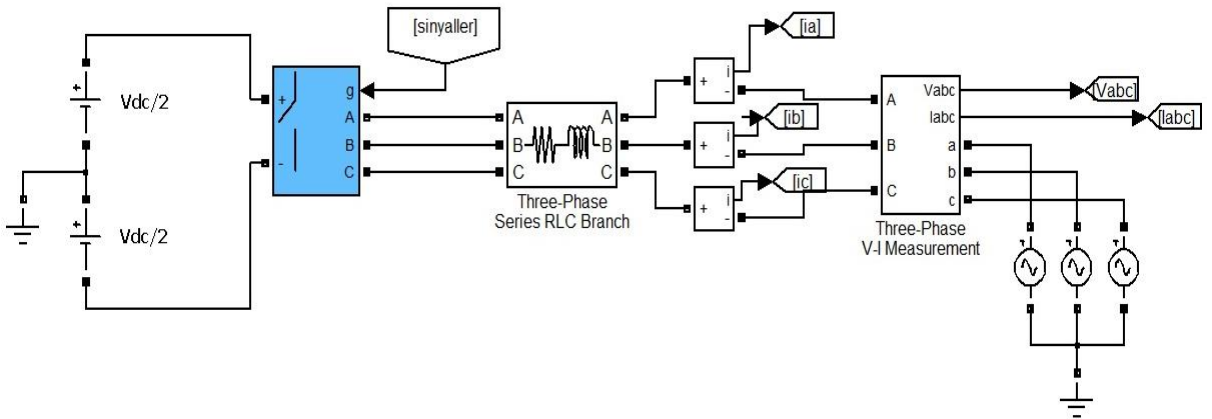
SVPWM tabanlı tahmin edicili akım kontrolörü mükemmel kalıcı hal cevabına ve aynı zamanda çok güzel dinamik performansa sahiptir. Fakat sistem parametrelerine duyarlıdır. Özellikle çıkış filtre endüktansının lineer olmamasından dolayı bu yöntemde uygulamada zorluklar oluşacağı anlaşılmaktadır.

## 5. ŞEBEKEYE ENERJİ AKTARAN ÜÇ FAZLI PWM İNVERTERLERİN SİMÜLASYONU

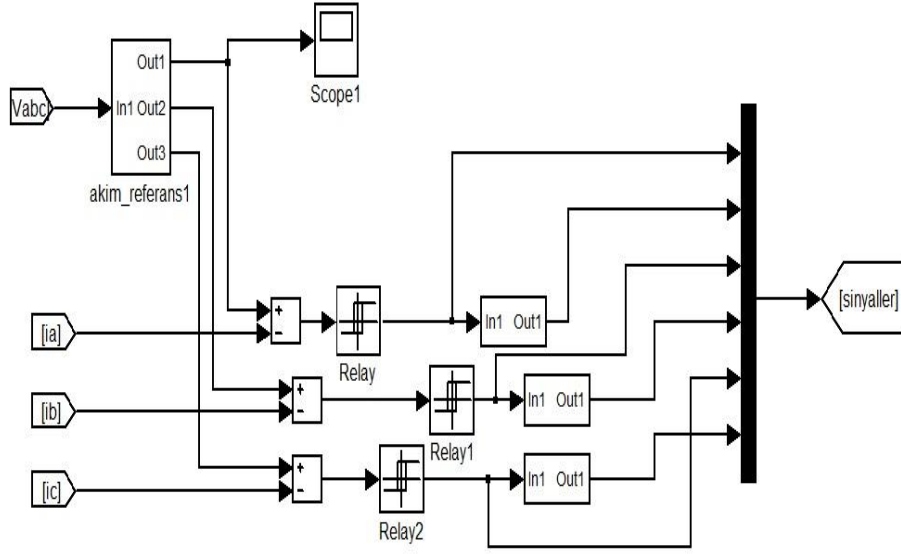
Bu bölümde üç fazlı şebekeye enerji aktaran gerilim beslemeli PWM inverterlerde anahtarlama frekansı, çıkış endükansı ve DC bara geriliminin belirlenebilmesi için muhtelif çalışma şartları için simülasyonlar yapılmıştır. Simulasyonlar HCC ve SVPWM kontrol yöntemleri için MATLAB/Simulink ortamında ve m-file yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar istenilen THD değerinin sağlanması için parametre seçimi konusunda bir fikir oluşturmak amacıyla yapılmıştır. Simülasyonlarda yarı iletken elemanlar ideal kabul edilmiştir. Şebeke senkronizasyonu için kullanılan yöntemler (PLL v.b.) ve anti-adalama konuları incelenmemiştir. Simülasyonlarda akım referansları şebeke ile aynı fazda olacak şekilde üretilmiştir.

### 5.1 Histerezis Akım Kontrol Simülasyonu

MATLAB/Simulink programında oluşturulan güç devresinin modeli şeması Şekil 5.1’ de gösterilmiştir. DC baranın orta ucu şebekenin nötrüne bağlanmıştır. Histerezis akım kontrol şeması Şekil 5.2’ de verilmiştir. DC baranın orta ucunun bağlı olmaması durumu Şekil 5.8’de gösterilmiştir. Bu durumda elde edilen simülasyon sonuçları Şeki 5.9-5.12’de verilmiştir.

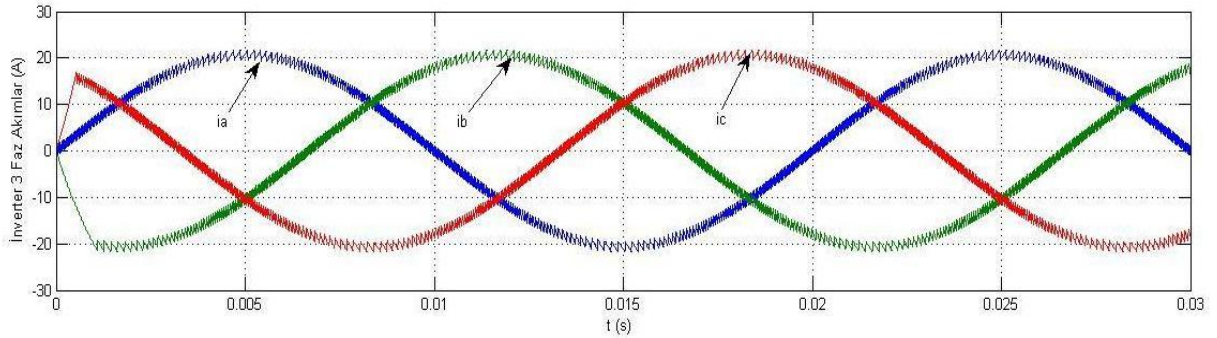


Şekil 5.1 Histerezis Akım Kontrollü Gerilim Beslemeli PWM İnverterin MATLAB/Simulink modeli



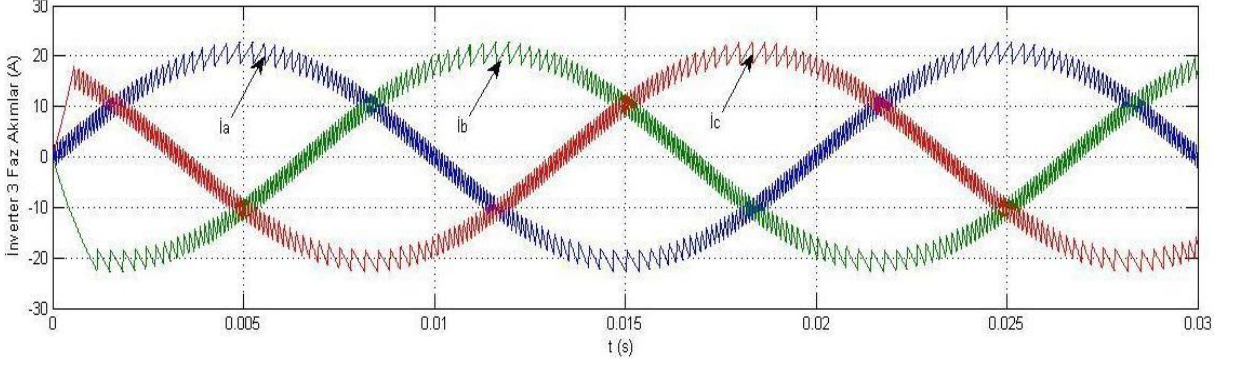
Şekil 5.2 Simulink HCC kontrol şeması

Histerezis akım kontrol yönteminde DC bara gerilimi  $V_{dc}$ , HCC kontrol akım bandı  $\Delta I$  ve çıkış endüktansı  $L$  değerlerine bağlı olarak üç faz çıkış akımları üretilmiş ve THD değeri elde edilmiştir. Endüktansın iç direnci  $R=0.02 \Omega$  seçilmiştir. Şekil 5.3' te  $V_{dc}=700 \text{ V}$ ,  $\Delta I = 1 \text{ A}$  ve  $L=3 \text{ mH}$  için elde edilen çıkış akım değişimleri verilmiştir. Çıkış akımlarının THD' si % 4,40 olarak hesaplanmıştır.



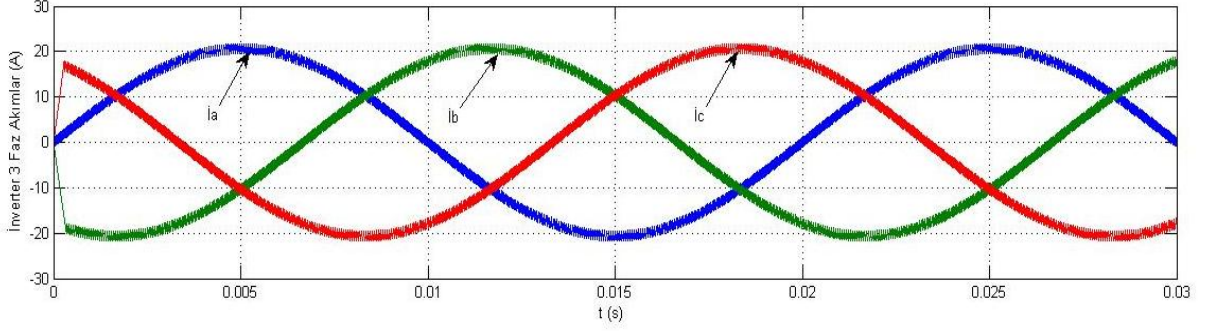
Şekil 5.3 HCC yönteminde  $V_{dc}= 700 \text{ V}$ ,  $\Delta I = 1 \text{ A}$  ve  $L=3 \text{ mH}$  için inverter çıkış akımı değişimleri

Şekil 5.4' te  $V_{dc}=700 \text{ V}$ ,  $\Delta I = 2 \text{ A}$  ve  $L=3 \text{ mH}$  için elde edilen değişimler verilmiştir. Bu değişimlerde çıkış akımlarının THD değeri % 8,36 bulunmuştur.



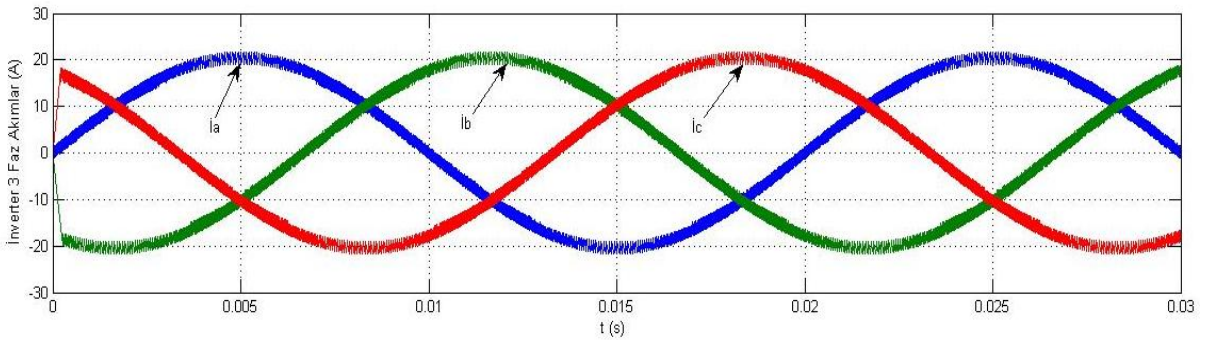
**Şekil 5.4** HCC yönteminde  $V_{dc}= 700$  V,  $\Delta I =2$  A ve  $L=3$  mH için inverter çıkış akımı değişimleri

Şekil 5.5’ te  $V_{dc}=900$  V,  $\Delta I =1$  A ve  $L=3$  mH için elde edilen çıkış akım değişimleri verilmiştir. Çıkış akımlarının THD’si % 4,54 olarak hesaplanmıştır.



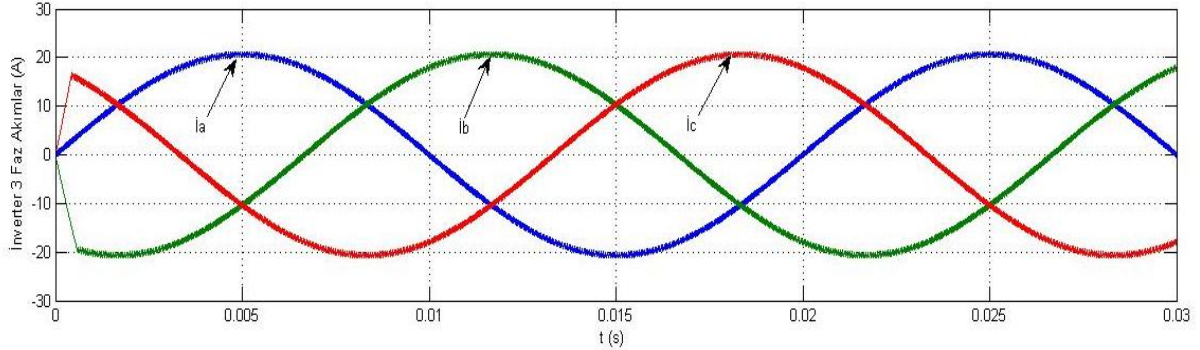
**Şekil 5.5** HCC yönteminde  $V_{dc}= 900$  V,  $\Delta I =1$  A,  $L=3$  mH için inverter çıkış akımı değişimleri

Şekil 5.6’ da  $V_{dc}=700$  V,  $\Delta I =1$  A ve  $L=1$  mH için elde edilen çıkış akım değişimleri verilmiştir. Çıkış akımlarının THD değeri % 5,31 olarak hesaplanmıştır.



**Şekil 5.6** HCC yönteminde  $V_{dc}= 700$  V,  $\Delta I =1$  A,  $L=1$  mH için inverter çıkış akımı değişimleri

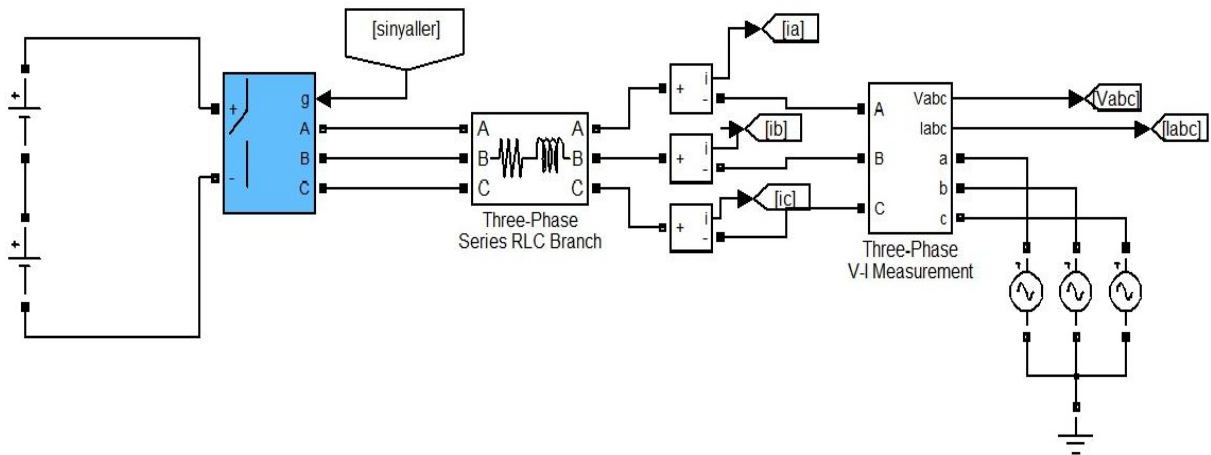
Şekil 5.7' de  $V_{dc}=900$  V,  $\Delta I=0.5$  A ve  $L=5$  mH için elde edilen çıkış akım değişimleri verilmiştir. Çıkış akımlarının THD değeri % 2,34 bulunmuştur.



**Şekil 5.7** HCC yönteminde  $V_{dc}= 900$  V,  $\Delta I =0.5$  A ve  $L=5$  mH için inverter çıkış akımı değişimleri

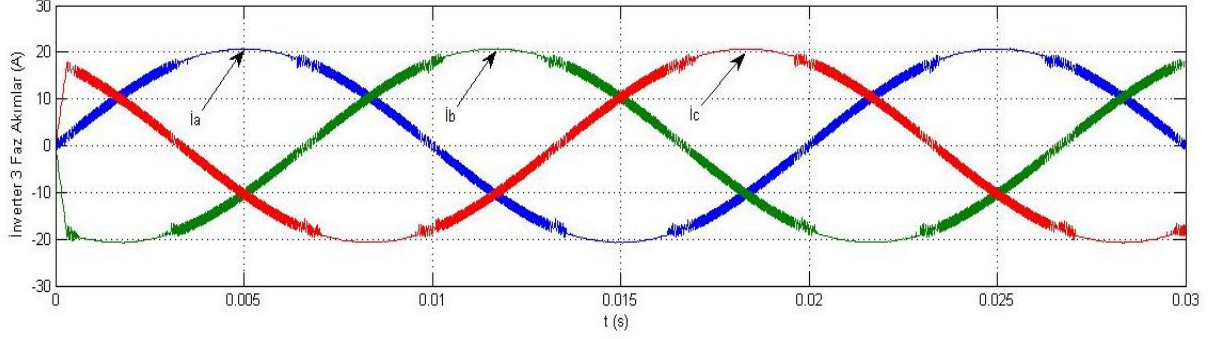
Simülasyon sonuçları incelendiğinde histerezis bandının azaltılmasının ve endüktans değerinin artırılmasının çıkış akımların THD değerini azalttığı görülmektedir. Ayrıca DC bara geriliminin değişmesi THD değerini etkilemektedir.

Nötr noktası DC bara gerilimin ortasına bağlı olmayan üç fazlı sistem Şekil 5.8' de verilmiştir. HCC kontrol yöntemi kullanıldığında akım dalga şekilleri bir önceki duruma göre oldukça farklı olmakta ve THD değerleri kötüleşmektedir. Elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 5.9-5.12' de verilmiştir.



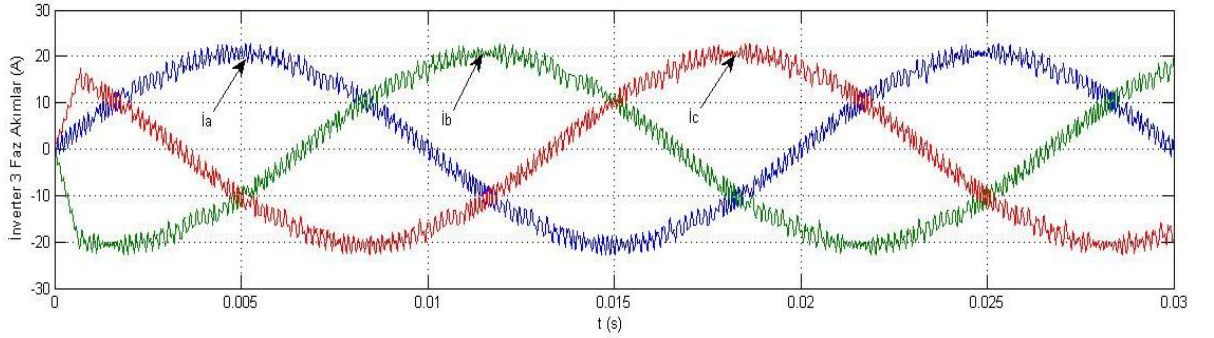
**Şekil 5.8** Nötr noktasının DC baranın ortasına bağlı olmaması durumunda güç devresi

$V_{dc}=900$  V,  $\Delta I=0.5$  A ve  $L=5$  mH için elde edilen değişimler Şekil 5.9' da verilmiştir. THD değeri % 1,98' dir.



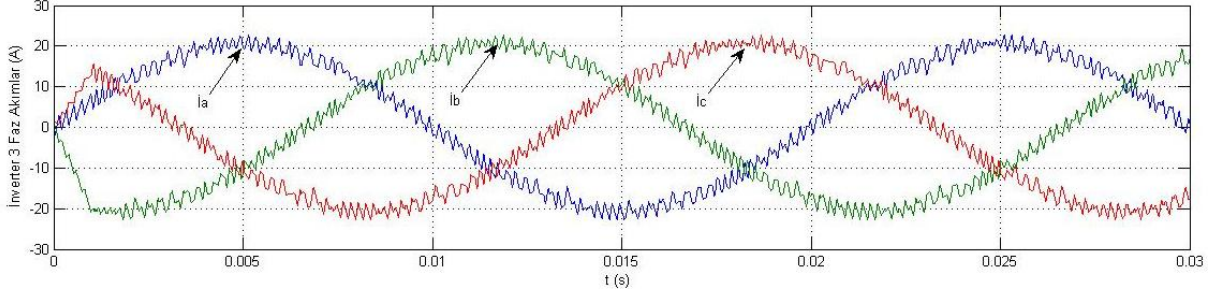
**Şekil 5.9** HCC yönteminde  $V_{dc}=900$  V,  $\Delta I=0.5$  A ve  $L=5$  mH için inverter çıkış akımı değişimleri (Şebeke nötrü DC baranın ortasına bağlı değil)

$V_{dc}=700$  V,  $\Delta I=1$  A ve  $L=3$  mH için elde edilen değişimler Şekil 5.10' da verilmiştir. THD değeri % 4.29' dur.



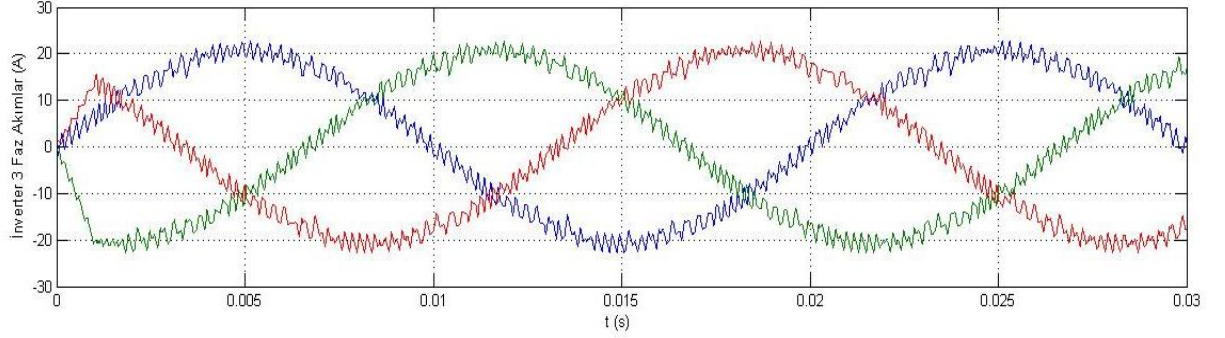
**Şekil 5.10** HCC yönteminde  $V_{dc}=700$  V,  $\Delta I=1$  A ve  $L=3$  mH için inverter çıkış akımı değişimleri (Şebeke nötrü DC baranın ortasına bağlı değil)

$V_{dc}=700$  V,  $\Delta I=2$  A ve  $L=3$  mH için elde edilen değişimler Şekil 5.11' de verilmiştir. THD değeri % 8.43' tür.



**Şekil 5.11** HCC yönteminde  $V_{dc}= 700$  V,  $\Delta I=2$  A ve  $L=3$  mH için inverter çıkış akımı değişimleri (Şebeke nötrü DC baranın ortasına bağlı değil)

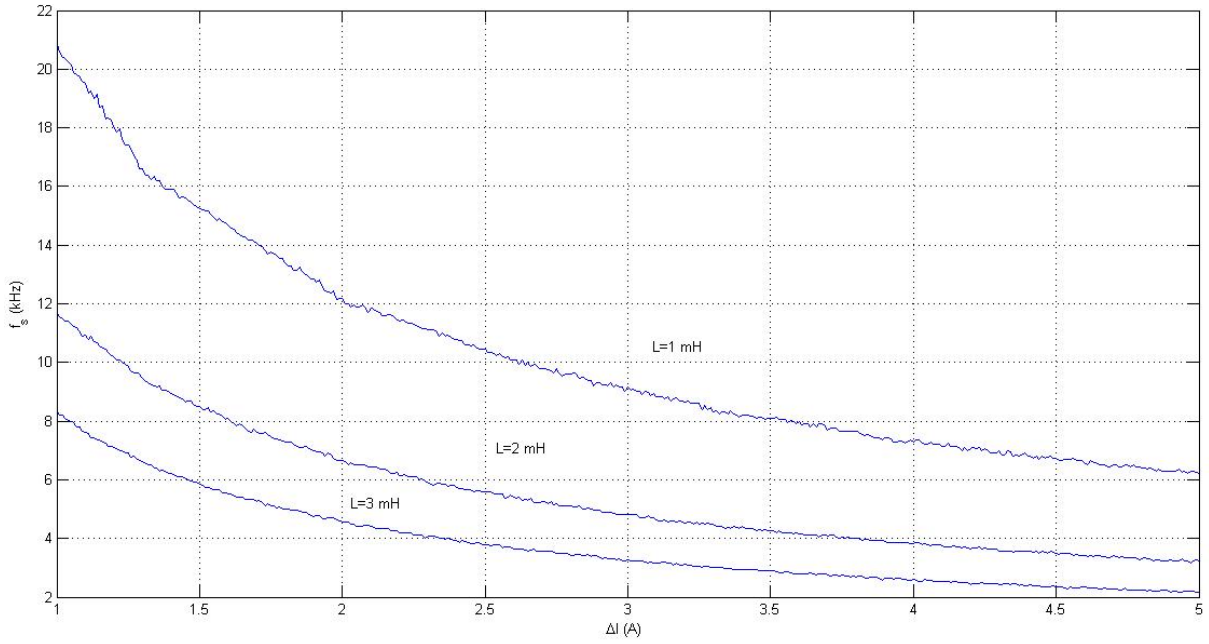
$V_{dc}=700$  V,  $\Delta I=2$  A ve  $L=5$  mH için elde edilen değişimler Şekil 5.12’ de verilmiştir. THD değeri % 8.30’ dur.



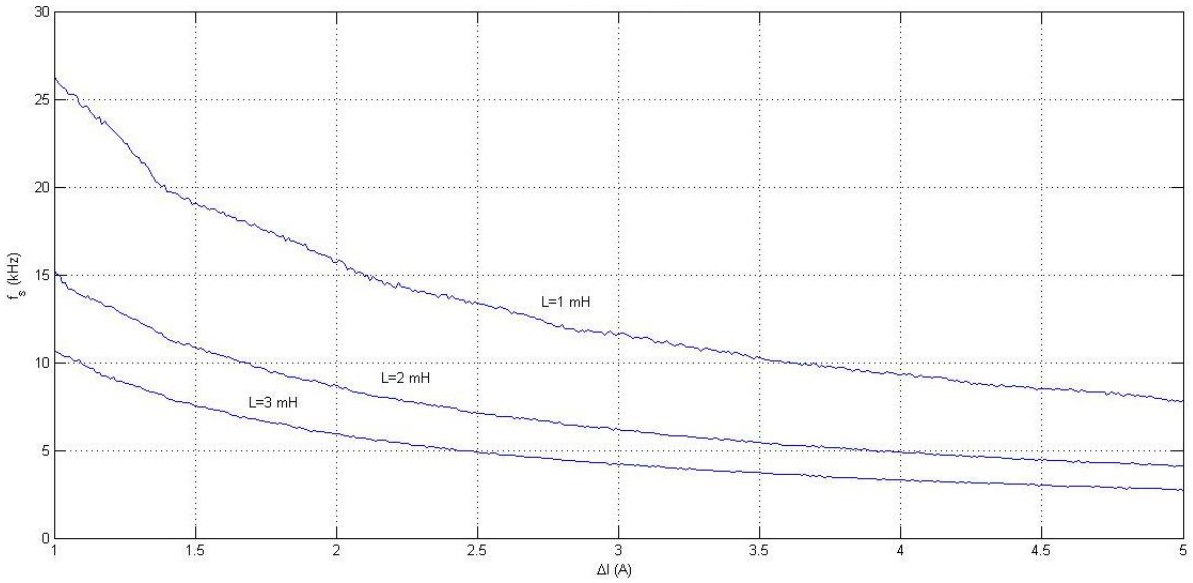
**Şekil 5.12** HCC yönteminde  $V_{dc}= 700$  V,  $\Delta I=2$  A ve  $L=5$  mH için inverter çıkış akımı değişimleri (Şebeke nötrü DC baranın ortasına bağlı değil)

HCC yönteminde muhtelif DC bara gerilimi ve çıkış endüktansı değerleri için inverter anahtarlama frekansının  $\Delta I$ ’ ya göre değişimleri yazılan m-file yardımıyla elde edilmiştir. m-file Ek-1’ de verilmiştir. M-file yardımıyla elde edilen sonuçlar Şekil 5.13-5.22’ de verilmiştir. Referans akım 20 A, çıkış endüktansı 1 mH, 2 mH ve 3 mH durumları için histerezis bandına göre anahtarlama frekansının değişimleri; DC bara gerilimi 700 V, 800 V ve 900 V için simüle edilmiş ve değişimler Şekil 5.13-5.15’ te verilmiştir. Simülasyonlarda şebekenin nötr noktası DC baranın ortasına bağlanmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre DC bara gerilimin artmasının anahtarlama frekansını artırdığı görülmektedir. Aynı DC bara geriliminde çıkış endüktansının artması anahtarlama frekansını azaltmaktadır. Anahtarlama frekansının düşük olması anahtarlama kayıplarını ve soğutma ihtiyacının azaltmaktadır. Endüktans değeri ile DC bara geriliminin seçimi istenilen kalitede akımının sağlandığı mümkün olan en düşük anahtarlama frekansına göre belirlenmelidir. Bu açıdan çıkış

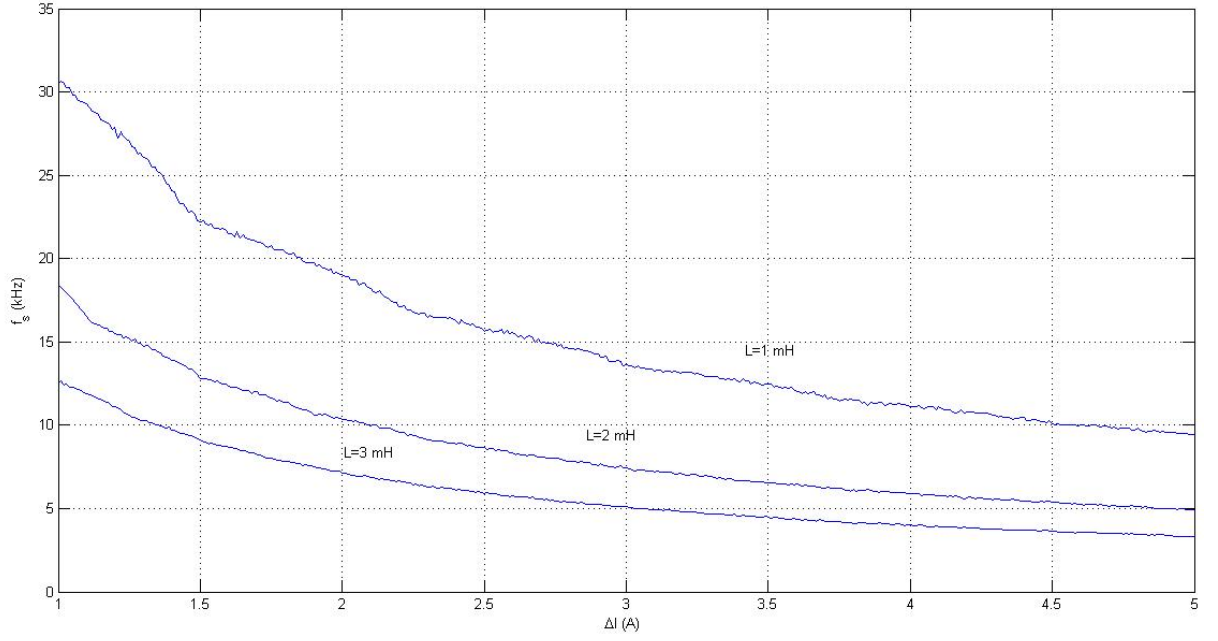
endüktansının mümkün mertebe büyük seçilmesi ve DC bara gerilimin çok yüksek olmaması daha uygundur.



**Şekil 5.13** HCC yönteminde  $V_{dc} = 700$  V, referans akım 20 A için farklı endüktans  $\Delta I$  bandına bağlı olarak anahtarlama frekansının değişimleri

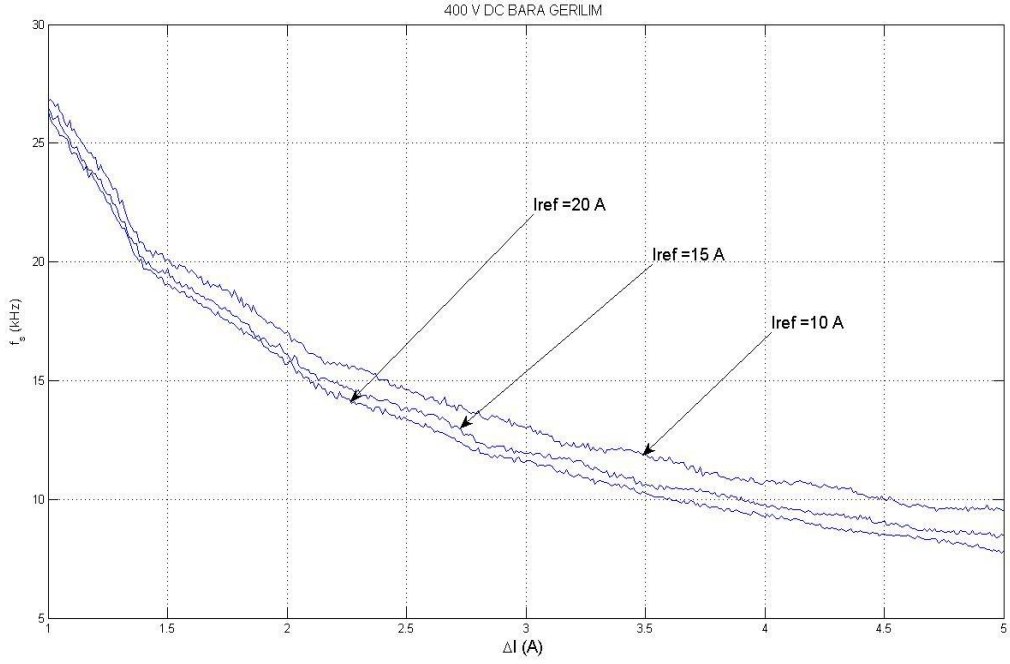


**Şekil 5.14** HCC yönteminde  $V_{dc} = 800$  V, referans akım 20 A için farklı endüktans  $\Delta I$  bandına bağlı olarak anahtarlama frekansının değişimleri



**Şekil 5.15** HCC yönteminde  $V_{dc} = 900$  V, referans akım 20 A için farklı endüktans  $\Delta I$  bandına bağlı olarak anahtarlama frekansının değişimleri

DC bara gerilimi 400 V, hat çıkış endüktansı 1mH histerezis bandına göre anahtarlama frekansının değişimleri,  $I_{ref}$  referans akımı 10 A, 15A ve 20 A için simüle edilmiş ve değişimler Şekil 5.16' da verilmiştir. Değişimlerden referans akım ile anahtarlama frekansı arasında önemli bir ilişki olmadığı görülmektedir. Aynı DC bara geriliminde çalışırken referans akımın yükseltilmesi anahtarlama frekansında çok az bir azalmaya neden olmaktadır.



**Şekil 5.16** HCC yönteminde  $V_{dc} = 800$  V,  $L=1$  mH ve farklı referans akımları için  $\Delta I$  bandına bağlı olarak anahtarlama frekansı değişimleri

Ek.1' deki m-file ile farklı çalışma durumlarında ( $V_{dc}$ ,  $\Delta I$ ,  $L$ ,  $I_{ref}$  değiştirilerek) elde edilen çıkış akım değişimleri MATLAB Simulink programı analiz edilerek THD değerleri elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Tablo 5.1-5.6' da verilmiştir.

**Tablo 5.1**  $V_{dc} = 700$  V ve  $\Delta I = 1$  A iken  $I_{ref}$  akımına göre THD değerleri

$I_{ref}$ (A)	THD			
	$L=0,5$ mH	$L=1$ mH	$L=2$ mH	$L=3$ mH
20	2,82	2,94	4,03	4,43
18	3,17	3,29	4,51	4,92
16	3,54	3,68	5,07	5,52
14	4,08	4,25	5,83	6,33
12	4,81	4,96	6,82	7,4
10	5,62	5,96	8,22	8,89
8	7,33	7,49	10,29	11,14
6	9,79	10,17	13,92	14,9
4	14,93	15,37	21,3	22,37
2	34,12	33	45,15	45,96

**Tablo 5.2**  $V_{dc}=700\text{ V}$  ve  $\Delta I=2\text{ A}$  iken  $I_{ref}$  akımına göre THD değerleri

$I_{ref}$ (A)	THD			
	L=0,5 mH	L=1 mH	L=2 mH	L=3 mH
20	5,95	8,2	8,97	8,75
18	6,63	9,2	9,95	9,73
16	7,53	10,35	11,23	10,95
14	8,61	11,83	12,85	12,53
12	10,07	13,91	15	15,63
10	12,17	16,61	18,14	17,62
8	15,49	21,2	22,69	22,06
6	21,07	29,08	30,61	29,08
4	32,97	45,38	46,74	44,9
2	75,88	104,82	98,47	93,05

**Tablo 5.3**  $V_{dc}=800\text{ V}$  ve  $\Delta I=1\text{ A}$  iken  $I_{ref}$  akımına göre THD değerleri

$I_{ref}$ (A)	THD			
	L=0,5 mH	L=1 mH	L=2 mH	L=3 mH
20	2,45	2,17	3,36	4,47
18	2,68	2,39	3,68	4,98
16	3,15	2,7	4,19	5,58
14	3,47	3,1	4,77	6,4
12	4,13	3,61	5,55	7,48
10	5,02	4,39	6,73	8,97
8	6,1	5,54	8,42	11,3
6	8,39	7,41	11,38	15,06
4	12,61	11,36	17,15	22,83
2	28,22	24,55	35	46,95

**Tablo 5.4**  $V_{dc}=800\text{ V}$  ve  $\Delta I=2\text{ A}$  iken  $I_{ref}$  akımına göre THD değerleri

$I_{ref}$ (A)	THD			
	L=0,5 mH	L=1 mH	L=2 mH	L=3 mH
20	4,35	6,76	8,75	8,71
18	4,86	7,45	9,77	9,64
16	5,5	8,38	10,96	10,88
14	6,37	9,65	12,5	12,47
12	7,45	11,33	14,69	14,54
10	8,97	13,6	17,62	17,48
8	11,57	17,24	22,09	21,88
6	15,61	22,8	29,52	29,36
4	24,49	35,31	44,88	44,25
2	58,72	76,28	93,05	90,96

**Tablo 5.5**  $V_{dc}= 900$  V ve  $\Delta I= 1$  A iken  $I_{ref}$  akımına göre THD değerleri

$I_{ref}$ (A)	THD			
	L=0,5 mH	L=1 mH	L=2 mH	L=3 mH
20	2,4	1,15	2,35	3,91
18	2,63	1,31	2,71	4,41
16	2,94	1,46	3,03	4,9
14	3,6	1,6	3,42	5,59
12	4,1	1,97	4,08	6,61
10	4,82	2,35	4,83	7,98
8	6,07	2,95	6,07	9,92
6	8,47	3,99	8,05	13,48
4	12,83	6,04	12,33	20,44
2	27,98	12,88	25,82	42,19

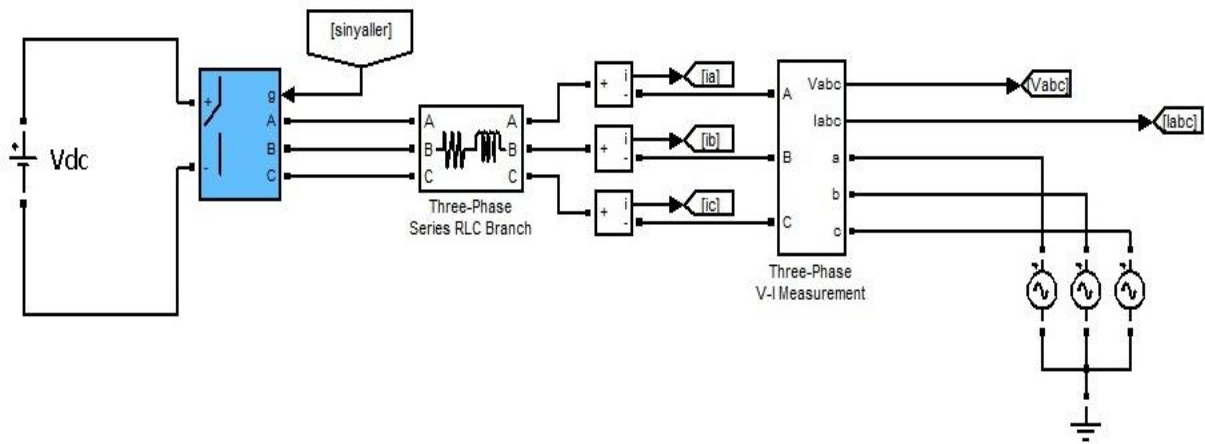
**Tablo 5.6**  $V_{dc}= 900$  V ve  $\Delta I= 2$  A iken  $I_{ref}$  akımına göre THD değerleri

$I_{ref}$ (A)	THD			
	L=0,5 mH	L=1 mH	L=2 mH	L=3 mH
20	2,4	4,84	8,88	8,8
18	2,67	5,53	9,88	9,78
16	2,94	6,07	11,12	11,05
14	3,42	6,98	12,75	12,63
12	4	7,97	14,89	14,72
10	4,96	9,88	17,89	17,76
8	6,19	12,86	22,44	22,26
6	8,29	16,67	30,01	29,85
4	13,58	25,97	45,6	45,34
2	32,17	54,11	95,77	94,42

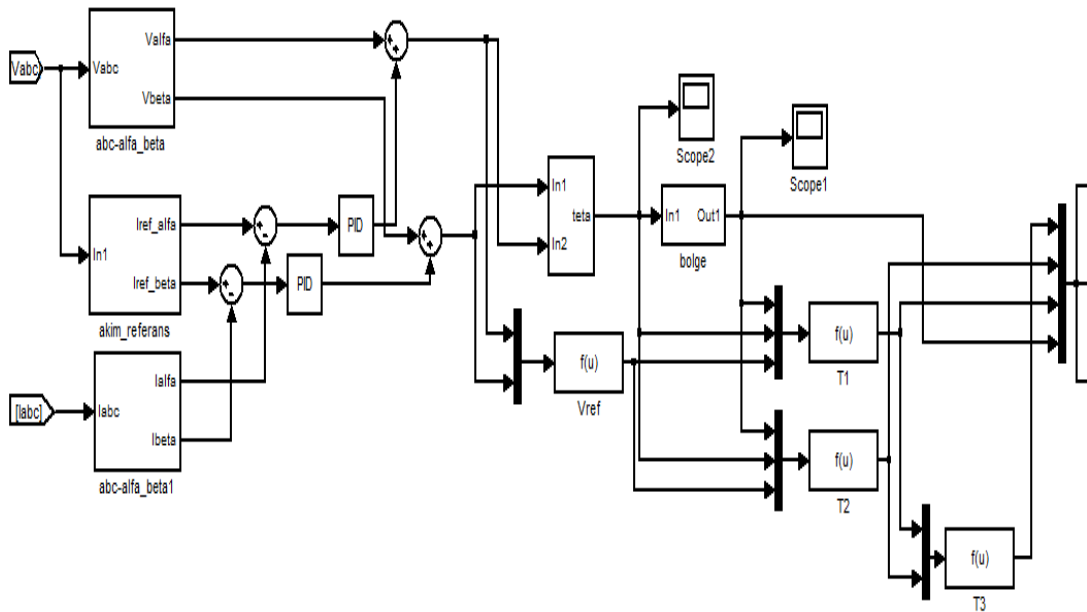
Tabloda verilen sonuçlara göre aynı DC bara geriliminde  $\Delta I$  değerinin artırılması akım kalitesini bozmakta ve THD değerini arttırmaktadır. Aynı DC bara geriliminde çalışılırken çıkış endüktansının artırılması da THD değerini arttırabilir. THD'nin oransal bir tanım olması nedeniyle akım referansının düşmesi ile THD değerinin artması beklenen bir sonuçtur.

## 5.2 Uzay Vektör PWM (SVPWM) Simülasyonu

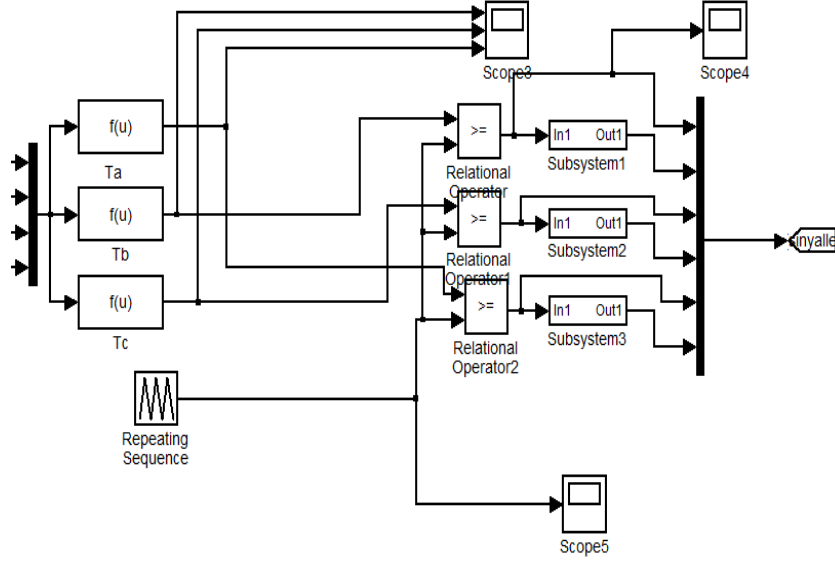
Şebekeye bağlı gerilim beslemeli SVPWM inverterin MATLAB/Simulink modeli Şekil 5.17’ de verilmiştir. SVPWM güç devresi Şekil 5.1’ de verilen HCC güç devresine benzemektedir. DC bara geriliminin orta ucu ile nötr noktası arasında bağlantı yapılmamıştır. İnverter ile üç fazlı şebeke arasında L filtre kullanılmıştır. İnverter sinyallerinin üretilmesi için gereken kontrol devresi HCC yöntemine göre oldukça karmaşıktır. Kontrol devresinin Simulink modeli Şekil 5.18-5.19’ da gösterilmiştir.



Şekil 5.17 Gerilim beslemeli SVPWM inverterin MATLAB/Simulink modeli



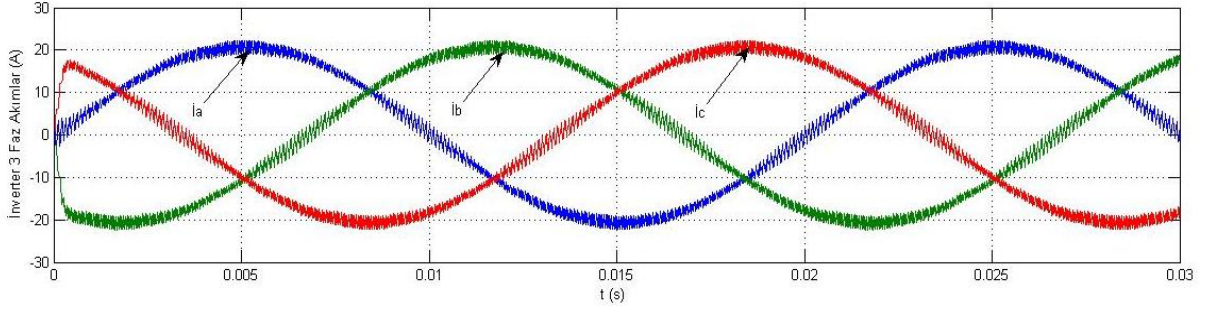
Şekil 5.18 SVPWM yönteminin kontrol blok diyagramı



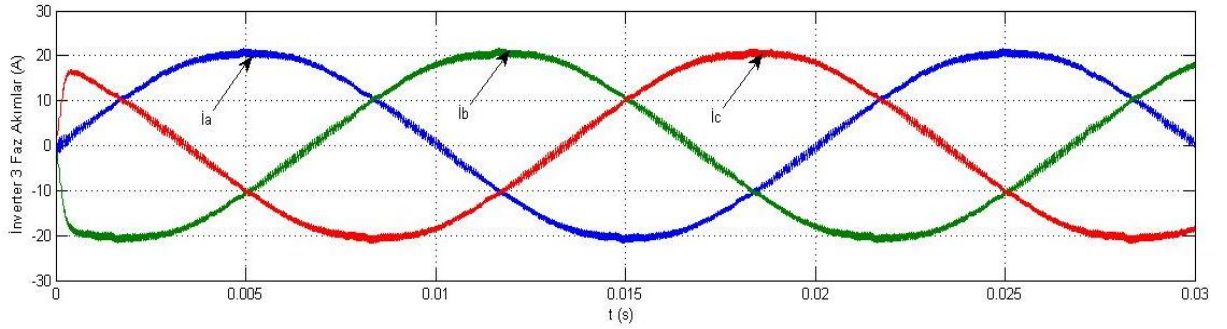
Şekil 5.19 SVPWM yönteminde sektörün (bölge) tespit edilmesi

Şekil 5.18’de gösterilen SVPWM kontrol devresinde üç faz şebeke gerilimleri ile üç faz inverter akımları vektörel dönüşüm yapılarak  $\alpha$  ve  $\beta$  eksenine dönüştürülmüştür.  $\alpha$  ve  $\beta$  eksenindeki akım referanslarından inverter çıkış akımlarının  $\alpha, \beta$  bileşenleri çıkartılarak hata elde edilmiş, elde edilen hata PI kontrolörlere verilmiştir. PI kontrolörlerin  $K_p$  ve  $K_i$  katsayıları istenilen çıkış akımı dalga şekli ve sistemin dinamik cevabı sağlayacak şekilde seçilmiştir. PI kontrolörlerin çıkışı ile şebeke gerilimlerinin  $\alpha, \beta$  bileşenleri toplanarak inverterin üretmesi gerilimin  $\alpha, \beta$  bileşenleri elde edilmiştir. Bu bileşenler kullanılarak gerilim vektörünün açısı elde edilmiştir. SVPWM için sektör bilgisine ihtiyaç duyulduğundan inverterin üretmesi gereken  $\alpha, \beta$  bileşenleri kullanılarak Şekil 5.19’ da gösterilen sektör hesabı yapılmıştır. Bir sonraki aşamada sektör ve  $\alpha, \beta$  bileşenleri kullanılarak  $T_1, T_2$  ve  $T_3$  değerleri elde edilmiştir. Bu değerler üçgen sinyalle karşılaştırılarak SVPWM anahtarlama sinyalleri elde edilmiştir. SVPWM algoritmasında matematiksel işlemlerin fazla olması nedeniyle uygulamalarda hızlı mikroişlemci veya DSP kullanılması gerekmektedir. Simülasyonlarda şebeke faz gerilimleri 220 V ve endüktansın iç direnci  $R=0.02 \Omega$  seçilmiştir. Şekil 5.20-5.23’ te DC bara gerilimi 800 V,  $K_p=25$  ve  $K_i=5$  seçilmiştir. Akımların THD değerleri Simulink programı ile elde edilmiştir.

Şekil 5.20’ te ve Şekil 5.21’ de verilen inverter çıkış akımlarının THD değerleri sırasıyla %5.62 ve %3 olarak hesaplanmıştır. Buradan aynı endüktans değeri için anahtarlama frekansının iki kat artırılmasının THD değerini yaklaşık olarak yarıya düşüreceği söylenebilir.

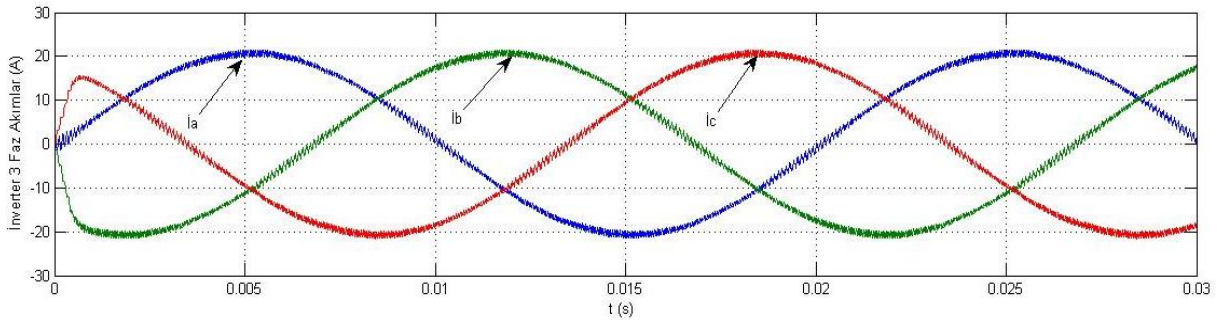


Şekil 5.20  $L=2$  mH ve  $f_s=10$  kHz için inverter çıkış akımı değişimleri

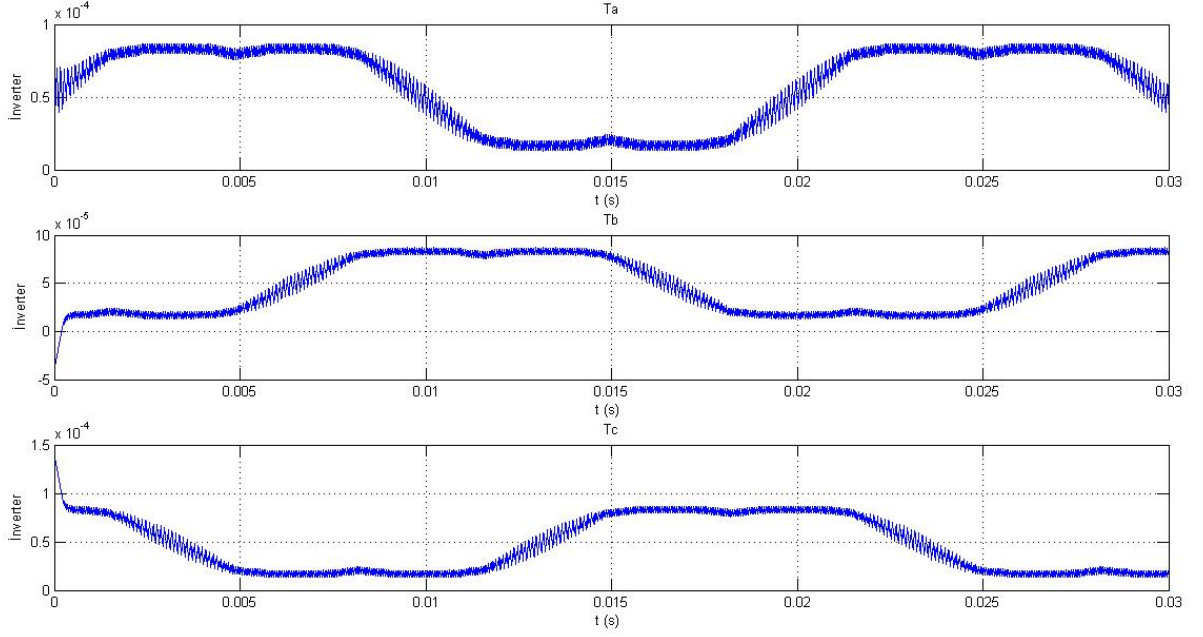


Şekil 5.21  $L=2$  mH ve  $f_s=20$  kHz için inverter çıkış akımı değişimleri

Şekil 5.22' de verilen akım değişimlerinin THD değeri % 1,61 olarak hesaplanmıştır. Endüktans değerinin 2 kat artırılması ile THD değeri %5.62' den 1,61' e düşmüştür. Şekil 5.23' te  $L=2$  mH ve  $f_s=10$  kHz için  $T_a$ ,  $T_b$  ve  $T_c$  sinyallerinin değişimleri verilmiştir. Şekilde uzay vektör modülasyonunda kontrol sinyallerinin üçüncü dereceden harmonik içerdiği görülmektedir.

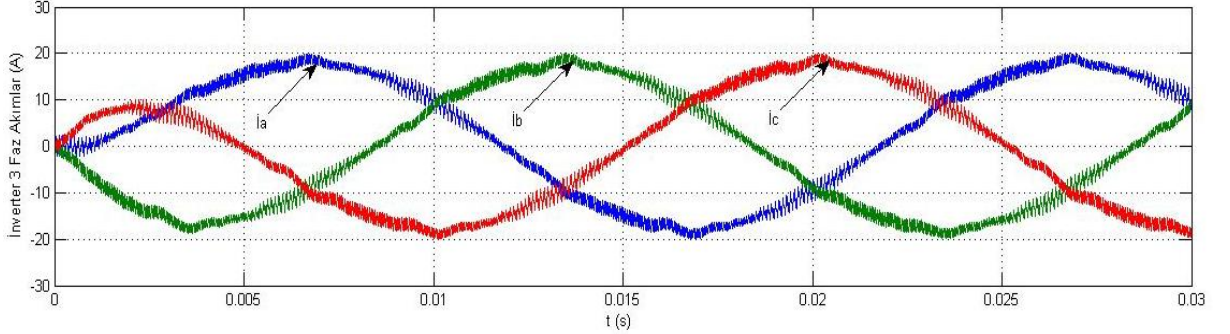


Şekil 5.22  $L=4$  mH ve  $f_s=10$  kHz için inverter çıkış akımı değişimleri



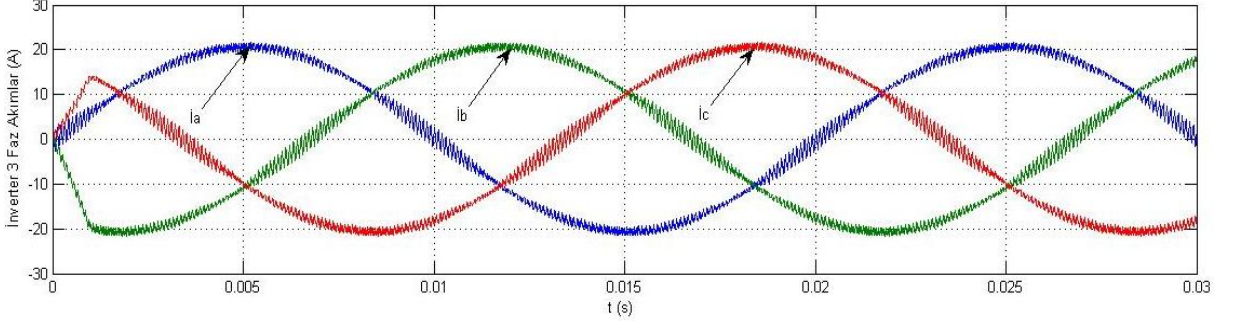
**Şekil 5.23**  $L=2$  mH ve  $f_s=10$  kHz için  $T_a$ ,  $T_b$  ve  $T_c$  sinyallerinin değişimi

Şekil 5.24' te PI katsayılarının uygun seçilmemesi durumunda inverter çıkış akımları ve THD değerinin kötüleştiği gösterilmiştir.



**Şekil 5.24**  $L=2$  mH,  $f_s=10$  kHz,  $K_p=1$  ve  $K_i=5$  için inverter çıkış akımı değişimleri

Uzay vektör modülasyonu ile DC bara geriliminin etkin olarak kullanılmasını incelemek üzere DC bara gerilimi 600 V yapılarak sistem simüle edilmiştir. Şekil 5.25' te verilen sonuçlara göre inverter çıkış akımlarının bozulmadığı gözlenmiştir. Akımların THD değeri %2.54 olarak ölçülmüştür. Aynı endüktans değeri ve aynı anahtarlama frekansı fakat 800 V' luk DC bara geriliminde elde edilen değişimler ile karşılaştırıldığında DC bara geriliminin düşük seçilmesinin daha avantajlı olabileceği sonucuna varılmıştır.



**Şekil 5.25**  $V_{dc}= 600$  V,  $L=2$  mH,  $f_s=10$  kHz,  $K_p=25$  ve  $K_i=5$  için inverter çıkış akımı değişimleri

Simülasyon sonuçlarına göre anahtarlama frekansının yükseltilmesi ile sistemin THD değerinin azaldığı görülmüştür. Fakat anahtarlama frekansının yükseltilmesi anahtarlama kayıplarını ve soğutma ihtiyacını arttıracığından tercih edilmeyen bir durumdur. DC bara geriliminin azaltılması ve çıkış endüktans değerinin artırılması THD değerini düşürmektedir.  $K_p$  ve  $K_i$  değerlerinin uygun seçilmemesi dinamik cevabı ve THD değerini etkilemektedir.

## 6. SONUÇ

Yenilenebilir enerji uygulamalarında enerjinin şebekeye aktarılması için yüksek güçlerde üç fazlı inverterler kullanılmaktadır. Şebekeye aktarılan enerjinin kaliteli olması için sistemin Toplam Harmonik Distorsiyonunun düşük olması istenmektedir. Kaliteli bir enerji elde edilmesi inverterdeki akım kontrol tekniğine doğrudan bağlıdır. Bu çalışmada üç fazlı inverterlerde farklı akım kontrol teknikleri kullanıldığında şebekeye aktarılan enerjinin kalitesi ve inverter çıkışında L filtre seçimi konusunda incelemeler yapılmıştır.

Fotovoltaik uygulamalarda, özellikle güneş pillerinin veriminin düşük olmasından dolayı inverterlerin verimi oldukça önemli hale getirmiştir. İnverterlerde anahtarlama frekansının yükseltilmesi verim açısından tercih edilmemektedir. Bununla birlikte PV uygulamalarında şebekeye aktarılan akımların THD değerinin %5' in altında olması istenmektedir.

HCC yönteminde, DC bara geriliminin artırılması anahtarlama frekansının artmasına neden olmaktadır. Çıkış endüktansının artırılması ise anahtarlama frekansını düşürmektedir. Çıkış akım referansının değiştirilmesi anahtarlama frekansını çok fazla etkilememektedir.  $\Delta I$  değerinin düşürülmesi anahtarlama frekansının artmasına neden olmaktadır. Gerekli THD değerini sağlamak için  $\Delta I$  bandı, anahtarlama frekansı, çıkış endüktansı ve DC bara gerilimi değerlerinin optimize edilmesi gereklidir. HCC yöntemi analog olarak gerçekleştirilebilmesi, dayanıklı olması, hızlı dinamik cevabı ve yüksek akım koruması gibi özellikleri nedeniyle tercih edilmektedir. Bu yöntemin dezavantajı anahtarlama frekansının değişken olmasıdır.

SVPWM kontrol metodunun avantajları sabit anahtarlama frekansı, çıkış akımında düşük harmonik içeriği, optimum anahtarlama, DC bara geriliminin etkin kullanımı olarak bilinmektedir. SVPWM yönteminin HCC yöntemine göre uygulanması daha zordur. Ayrıca PI parametrelerinin ayarlanması gereklidir.

Bu çalışmada yapılan simülasyonlar ile HCC ve SVPWM yöntemlerinde çıkış akımında  $THD < \%5$  şartını sağlamak için gerekli parametrelerin (DC bara gerilimi, çıkış endüktansı, histerezis bandı ve anahtarlama frekansı) seçimi konusunda bir fikir oluşturulmaya çalışılmıştır. HCC veya SVPWM yöntemlerinden hangisinin seçileceği elde edilen simülasyon sonuçları, inverter gücü ve uygulamada çıkan problemler dikkate alınarak belirlenebilir.

**KAYNAKLAR**

Adoum Lamine, Imtiaz AshraP, MATLAB/Simulink Model of Space Vector PWM For Three-Phase Voltage Source Inverter, Mohibullah, 2008.

Anca D. Hansen, Poul Sørensen, Lars H. Hansen and Henrik Bindner, Models for a Stand-Alone PV System, Risø National Laboratory, Roskilde, Aralık 2000.

Ayşe Özgöçmen, Güneş Pilleri Kullanılarak Elektrik Üretimi, Gazi Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Ankara, Mayıs 2007.

Bimal K. Bose, Condra Chair of Excellence in Power Electronics, the University of Tennessee, Knoxville, 2002.

Clarke & Park Transforms, Texas Instruments Incorporated, 1997.

Detlef Schulz, Matthias Jahn and Thomas Pfeifer, Department of Electrical Engineering, Grid Integration Of Photovoltaics And Fuel Cells, Helmut-Schmidt-University, Hamburg, Germany, Fraunhofer Institut Keramische Technologien und Systeme Winterbergstraße 28, D-01277 Dresden, Germany, 2008.

Eyyüp Demirkutlu, Output Voltage Control Of A Four-Leg Inverter Based Three-Phase UPS By Meaans Of Stationary Frame Resonant Filter Banks, A Thesis Submitted To The Graduate School Of Natural And Applied Sciences Of Middle East Techical University, Aralık 2006.

Francisco M. González-Longatt, Model of Photovoltaic Module in MATLAB, 2005.

General Electric Global Research Z. Ye And M. Dame, B. Kroposki National Renewable Energy Laboratory, Grid-Connected Inverter, Anti-Islanding Test Results For General Electric Inverter-Based Interconnection Technology, National Renewable Energy Laboratory 1617 Cole Boulevard, Golden, Colorado, Temmuz 2005.

Jin-Woo Jung, Space Vector PWM Inverter, Mechatronic Systems Laboratory Department Of Electrical And Comuputer Engineering The Ohio State University, 2005.

Kelvin Lye Kwong Loong, Micro-Controller Based Space Vector Modulation (SVM) Signal Generator, Faculty of Electrical Engineerin University Teknologi Malasiya, Mayıs 2008.

Luigi Vanfretti, Rensselaer Polytechnic Institute EPOW-6890 Computer Methods in Electric Power Engineering, 3 Nisan 2006.

Lihua Li, Control of Three Phase Power Converters, University of California Irvine, 2007.

Mehmet Demirtaş, Güneş Ve Rüzgar Enerjisi Kullanılarak Şebeke İle Paralel Çalışabilen Hibrit Enerjisi Santrali Tasarımı ve Uygulaması, Gazi Üniversitesi, Doktora Tezi, Ocak 2008.

Nikola Celanovic, Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters, Eylül 2000.

N. Kroutikova, C.A. Hernandez-Aramburo and T.C. Green, State-Space Model of Grid-Connected Inverters Under Current Control Mode, 2007.

P.Sanjeevikumar, Electrical & Electronics Engineer, Department of Electrical & Electronics Engineering in IFET College of Engineering, Tamilnadu, India, Space Vector Pulse Width Modulation For Three Phase Voltage Source Inverter, 2007.

Qingrong Zeng and Liuchen Chang, Senior Member, IEEE, An Advanced SVPWM-Based Predictive Current Controller For Three-Phase Inverters In Distributed Generation Systems, Mart 2008.

Qingrong Zeng and Liuchen Chang, IEEE Senior Member Study of Advanced Current Control Strategies for Three-Phase Grid-Connected PWM Inverters for Distributed Generation Proceedings of the 2005 IEEE Conference on Control Applications Toronto, Canada, 28-31 Ağustos, 2005.

Qiang Zhang, Lewei Qian, Student Member, IEEE, Chongwei Zhang, And David Cartes, Member, IEEE, Study On Grid Connected Inverter Used In High Power Wind Generation System, 2006.

Qingrong Zeng and Liuchen Chang Dept. Elec. & Comp. Eng., Improved Current Controller Based On SVPWM For Three-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverters, University of New Brunswick Fredericton, NB, Canads, E3B 5A3, 2008.

Rourkela – 769008, Control of Voltage Source Inverters Using PWM/SVPWM for Adjustable Speed Drive Applications Department of Electrical Engineering, National Institute Of Technology Rourkela, Mayıs 2009.

Sabir Rustemli, Ferit Dinçadam, Metin Demirtaş, Güneş Pilleri İle Sıcak Su Elde Etme Ve Sokak Aydınlatması Güneş Pilleri İle Sıcak Su Elde Etme Ve Sokak Aydınlatması, Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Van, 2009

Svein Erik Evju, Fundamentals of Grid Connected Photo-Voltaic Power Electronic Converter Design Norwegian University of Science and Technology Department of Electrical Power Engineering, Temmuz 2007.

Z. Ye, R. Walling, L. Garces, R. Zhou, L. Li, And T. Wang, Study And Development Of Anti-Islanding Control For Grid-Connected Inverters , General Electric Global Research Center, Niskayuna, New York, National Renewable Energy Laboratory, Mayıs 2004.

Zitao Wang, Student Member, IEEE, And Liuchen Chang, Senior Member, IEEE, A DC Voltage Monitoring And Control Method For Three-Phase Grid-Connected Wind Turbine Inverters, 2008.

Zeng, L. Chang Dept. Elec. & Comp. Eng. SVPWM-Based Current Controller with Grid Harmonic Compensation For Three Phase Grid-Connected VSIQ. University of New Brunswick Fredericton, NB, Canads, E3B 5A3 P. Song School of Elec. & Electron. Eng. East China Jiaotong University Nanchang, Jiangxi, China 330013, 2004.

**EKLER**

Ek.1 MATLAB M-File programı;

```

clear
clc
w=314;
Vm=311;
Vdc = 2*350;
L = 1e-3;
Im = 20;
DI = 2;
Ts = 2e-6;
iA=0; iB=0; iC=0;
vA=0; vB=0; vC=0;
SA = 0;
SA_old = 0;
SW_A=0;
n=0;

for DI=1:0.01:5
    k=0;
    while(k<17000)
        k=k+1;
        t=(k-1)*Ts;
        if(t>15e-3 & t<16e-3) SW_A=0; end
        RefA = sin(w*t);
        RefB = sin(w*t-2*pi/3);
        RefC = sin(w*t-4*pi/3);

        vSA = Vm*RefA;
        vSB = Vm*RefB;
        vSC = Vm*RefC;
        IAref = Im*RefA;
        IBref = Im*RefB;
        ICref = Im*RefC;

        if(iA > (IAref + DI) ) vA = -Vdc/2; end
        if(iB > (IBref + DI) ) vB = -Vdc/2; end
        if(iC > (ICref + DI) ) vC = -Vdc/2; end
        if(iA < (IAref - DI) ) vA = Vdc/2; end
        if(iB < (IBref - DI) ) vB = Vdc/2; end
        if(iC < (ICref - DI) ) vC = Vdc/2; end

        iA = iA + (vA-vSA)*Ts/L;
        iB = iB + (vB-vSB)*Ts/L;
        iC = iC + (vC-vSC)*Ts/L;

        if (iA > 0)

```

```

        if(vA== Vdc) SA=1; end
        if(vA==-Vdc) SA=0; end
    end
    if(SA~=SA_old)
        SW_A = SW_A+1;
    end
    SA_old = SA;
    x(k)=t*1e3;
    y1(k)=iA;
    y2(k)=iB;
    y3(k)=iC;
    y4(k)=SW_A*50*0.5;
end
n=n+1;
z(n)=DI;
SW(n)=SW_A*50*0.5*0.001;
y(n)=Im;
end
fprintf('Bitti.\n');
plot(z,SW); xlabel('\delta I'); grid ;ylabel('f_s (kHz)'); hold on
plot(Im,SW); xlabel('Im');ylabel('f_s (kHz)'); hold on

```

## ÖZGEÇMİŞ



### Eğitim

Yüksek Lisans (2007 - Devam)	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği, Elektrik Makineleri ve Güç Elektroniği Anabilim dalı, Beşiktaş İstanbul
Lisans (2002 - 2007)	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği, Kontrol ve Otomasyon Anabilim dalı, Beşiktaş / İstanbul
Lise (1998-2001):	Türkiye Emlak Bankası Ataşehir Lisesi Fen Bilimleri Programı

### İş Deneyimleri

Eylül 2009 - Devam	TEİAŞ 15. İletim Tesis ve İşletme Bakım Grup Başmühendisliği, İşletme Mühendisi / Kars
Mayıs 2009 - Eylül 2009	İnter Teknoloji Lmt. Şirketi Alçak ve Orta Gerilim Elektrik Sistemleri Teklif Mühendisi / İstanbul
Haziran 2008 - Mart 2009	E.K.S. Elektrik İnş. Taah. San. Tic. Ltd. Şti. Alçak ve Orta Gerilim Elektrik Sistemleri Teklif Mühendisi / İstanbul

### Yapılan Stajlar

Ağustos 2006 - Eylül 2006	Mesleki Staj ABB Elektrik AŞ. Ümraniye / İstanbul
Temmuz 2006 - Ağustos 2006	Mesleki Staj Arçelik AŞ. Tuzla / İstanbul
Ağustos 2005 - Eylül 2005	Genel Staj Nortel Netaş, Ümraniye/ İstanbul

### Kimlik Bilgileri

Doğum Tarihi ve Yeri	1983, Amasya / Taşova
----------------------	-----------------------