

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BEŞ SEVİYELİ İNVERTERLERİN
SDGM İLE KONTROLÜ**

Erkan DENİZ

169261

Tez Yöneticisi
Yrd. Doç. Dr. Hüseyin ALTUN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2005

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

BEŞ SEVİYELİ İNVERTERLERİN SDGM İLE KONTROLÜ

Erkan DENİZ

Yüksek Lisans Tezi
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

Bu tez, 24.01.2005 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği / ~~oyçokluğu~~ ile başarılı / ~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Hüseyin ALTUN

H. Altun

Üye: Doç. Dr. Sedat SÜNTER

Sünter

Üye: Doç. Dr. Muammer GÖKBULUT

M. Gökbulut

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 22.01.2005 tarih ve 3/13 sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması süresince yardımlarını esirgemeyen ve değerli fikirleriyle bana yol gösteren danışman hocam, Sayın Yrd. Doç.Dr. Hüseyin ALTUN'a çok teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Yine tez çalışması süresince ilgi ve yardımlarını esirgemeyen, Öğr.Gör.Dr.Servet TUNCER'e, Arş.Gör Ahmet GÜNDOĞDU'ya ve Arş.Gör.Hakan ÇELİK'e en içten teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca bu noktaya gelebilmem için hiçbir fedakârlıktan kaçınmayan aileme sonsuz teşekkürlerimi ve sevgilerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

ŞEKİLLER LİSTESİ.....	IV
TABLOLAR LİSTESİ.....	VII
EKLER LİSTESİ.....	VIII
SİMGELER LİSTESİ.....	IX
KISALTMALAR LİSTESİ.....	XI
ÖZET.....	XII
ABSTRACT.....	XIII
1. GİRİŞ.....	1
2. GELENEKSEL İNVERTERLER.....	5
2.1. Gerilim Kaynaklı İnverter.....	5
2.2. Akım Kaynaklı İnverter.....	6
2.3. İnverter Devrelerinde Kullanılan Anahtarlar.....	6
2.4. Geleneksel İki ve Üç Seviyeli Gerilim Kaynaklı İnverterler.....	7
2.4.1. Yarım Köprü İnverter.....	7
2.4.2. Tam Köprü İnverter.....	8
2.5. Sürücü Sistemlerinde Harmonikler.....	8
2.5.1. Harmonik Faktörü.....	9
2.5.2. Toplam Harmonik Bozulması.....	10
2.5.3. Bozulma Faktörü.....	10
2.5.4. En Düşük Mertebeli Harmonik.....	10
2.5.5. Harmoniklerin Meydana Getirdikleri Etkiler.....	10
2.6. İnverter Çıkışının Kontrol Edilmesi.....	11
2.7. Darbe Genişlik Modülasyonu.....	12
2.8. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu.....	14
2.9. Anahtarlama Frekansı ve Frekans Modülasyon Oranının Seçilmesi.....	14
2.10. Aşırı Modülasyon.....	15
2.11. İki Seviyeli İnverterin Doğal Örnekleme Sinüzoidal DGM Kullanılarak Matlab/Simulink ile Benzetimi.....	17
2.11.1. Modülasyon İndeksi $M_a = 0.85$ ve Anahtarlama Frekansı $f_s = 1050$ Hz İçin Sonuçlar.....	17
2.11.2. Modülasyon İndeksi $M_a = 1.5$ ve	

Anahtarlama frekansı $f_s = 1050$ Hz için Sonuçlar.....	19
2.11.3. Modülasyon İndeksi $M_a = 0.85$ ve Anahtarlama frekansı $f_s = 5$ kHz için Sonuçlar.....	22
2.11.4. Modülasyon İndeksi $M_a = 1.5$ ve Anahtarlama frekansı $f_s = 5$ kHz için Sonuçlar.....	24
2.12. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	26
2.12.1. $f_s = 1050$ Hz için Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	26
2.12.2. $f_s = 5$ kHz için Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	27
3. ÇOK SEVİYELİ İNVERTERLER.....	28
3.1. Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterler.....	30
3.1.1. Diyot Kenetlemeli İnverter İçin Gerilim Dengesizlik Problemi.....	37
3.2. Kondansatör Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter.....	38
3.3. Kaskat Çok Seviyeli İnverter.....	46
3.4. Çok Seviyeli İnverter Türlerinin Karşılaştırılması.....	52
4. ÇOK SEVİYELİ İNVERTERLERDE KULLANILAN DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİKLERİ.....	53
4.1. Çok Seviyeli Taşıyıcı Temelli DGM Teknikleri.....	54
4.1.1. APO Dağılım.....	54
4.1.2. PO Dağılım.....	55
4.1.3. PH Dağılım.....	55
4.1.4. Faz Kaydırmalı Dağılım.....	56
4.1.5. Hibrit Dağılım.....	56
4.2. Çok Seviyeli İnverterler İçin SDGM Tekniği.....	57
4.3. Çok Seviyeli Kaskat İnverterin SDGM İle Benzetimi.....	59
4.4. Üç Seviyeli Kaskat İnverterin Benzetim Sonuçları.....	59
4.4.1. $m = 3$ Seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz İçin Benzetim Sonuçları.....	59
4.4.2. $m = 3$ Seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz İçin Benzetim Sonuçları.....	61
4.5. Beş Seviyeli Kaskat İnverterin Benzetim Sonuçları.....	64
4.5.1. $m = 5$ Seviyeli, $M_a = 0.9$, $f_s = 750$ Hz İçin Benzetim Sonuçları.....	64
4.5.2. $m = 5$ Seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz İçin Benzetim Sonuçları.....	66
4.6. Kaskat İnverter İçin Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	68
4.6.1. Üç Seviyeli Kaskat İnverter İçin.....	68
4.6.2. Beş Seviyeli Kaskat İnverter İçin.....	68

4.6.3.	Üç ve Beş Seviyeli Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması.....	69
4.7.	Çok Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverterin SDGM İle Benzetimi.....	69
4.8.	Diyot Kenetlemeli İnverterin Gerilim Dengesizlik Problemini Çözmek İçin Benzetimde Kullanılan Devre.....	70
4.9.	Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverterin Benzetim Sonuçları.....	71
4.9.1.	$m = 3$ Seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz İçin Benzetim Sonuçları.....	71
4.9.2.	$m = 3$ Seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz İçin Benzetim Sonuçları.....	73
4.10.	Beş Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverterin Benzetim Sonuçları.....	76
4.10.1.	$m = 5$ Seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz İçin Benzetim Sonuçları.....	76
4.10.2.	$m = 5$ Seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz İçin Benzetim Sonuçları.....	78
4.11.	Diyot Kenetlemeli İnverter İçin Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	80
4.11.1.	Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverter İçin.....	80
4.11.2.	Beş Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverter İçin.....	80
4.11.3.	Üç ve Beş Seviyeli Diyot Kenetlemeli Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	81
4.12.	Çok Seviyeli Diyot Kenetlemeli ve Kaskat İnverterlerin Karşılaştırılması.....	82
5.	ASENKRON MOTORUN ÇOK SEVİYELİ İNVERTER İLE V/f KONTROLÜ.....	83
5.1.	V/f Kontrol Yöntemi.....	85
5.2.	Asenkron Motorun α - β Modeli.....	86
5.3.	Asenkron Motorun V/f Hız Kontrolünün Matlab / Simulink Benzetimi.....	90
6.	SONUÇLAR.....	99
	KAYNAKLAR.....	101
	EKLER.....	104
	ÖZGEÇMİŞ.....	106

ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1	Gerilim kaynaklı inverter5
Şekil 2.2	Akım kaynaklı inverter.....6
Şekil 2.3	(a)Yarım köprü inverter devresi, (b) Çıkış gerilimi dalga şekli.....7
Şekil 2.4	(a)Tam köprü inverter devresi, (b) Çıkış gerilimi dalga şekli8
Şekil 2.5	(a) $m_f = 15$ için M_a yı değiştirerek gerilim kontrolü, (b) $M_a=2,5$ ve $m_f= 15$ için aşırı modülasyonda oluşan harmonikler..... 16
Şekil 2.6	Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM için $M_a=0.85$ ve $f_s=1050$ Hz durumunda (a)Üçgen ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu17 (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı19
Şekil 2.7	Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM için $M_a= 1.5$ ve $f_s=1050$ Hz durumunda (a)Üçgen ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu20 (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı21
Şekil 2.8	Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM için $M_a=0.85$ ve $f_s= 5000$ Hz durumunda (a)Üçgen ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu22 (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı23
Şekil 2.9	Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM için $M_a= 1.5$ ve $f_s= 5000$ Hz durumunda (a)Üçgen ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu24 (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı25
Şekil 3.1	(a) 2-Seviyeli, (b) 3-Seviyeli, (c) m-Seviyeli inverterin faz bacağının devresi.....28
Şekil 3.2	Üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterin tek faz devre şeması.....30
Şekil 3.3	Tek fazlı üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterin akım yolları.....32
Şekil 3.4	Üç seviyeli diyot kenetlemeli tam köprü inverter devresi.....32
Şekil 3.5	Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin tek faz devresi.....33
Şekil 3.6	Tek Fazlı Beş Seviyeli diyot kenetlemeli inverterin yük akım yolları.....35
Şekil 3.7	Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin 3 faz devresi.....36
Şekil 3.8	Tek fazlı m- seviyeli diyot kenetlemeli inverter devresi.....36
Şekil 3.9	Üç seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin tek faz devre şeması.....38
Şekil 3.10	Tek fazlı,3-seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin yük akım yolları39
Şekil 3.11	Üç seviyeli kondansatör kenetlemeli tam köprü inverter devresi.....40
Şekil 3.12	Beş-seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin bir faz bacağının devresi.....41
Şekil 3.13	Tek fazlı beş-seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin yük akım yolları.....44
Şekil 3.14	Üç Fazlı Beş seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter devresi.....45
Şekil 3.15	Tek fazlı, m- seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter devresi.....45

Şekil 3.16	Bir tam köprüye ait anahtarlama durumları ve karşılık gelen gerilim seviyeleri....	47
Şekil 3.17	Beş seviyeli Kaskat inverterin bir faz bacağı	47
Şekil 3.18	Üç Fazlı beş seviyeli kaskat inverter devresi	49
Şekil 3.19	Tek Fazlı Beş Seviyeli kaskat inverterin yük akım yolları.....	50
Şekil 4.1	APO Dağılım.....	54
Şekil 4.2	PO Dağılım.....	55
Şekil 4.3	PH Dağılım.....	55
Şekil 4.4	Faz Kaydırmalı Dağılım.....	56
Şekil 4.5	Hibrit Dağılım.....	56
Şekil 4.6	Üç-seviyeli kaskat inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz alınması durumunda	
	(a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi	59
	(c) faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi (e) hat gerilimi spektrumu.....	60
	(f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri	61
Şekil 4.7	Üç-seviyeli kaskat inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması durumunda	
	(a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs.....	61
	(b) faz gerilimi (c) faz gerilimi spektrumu (d) hat gerilimi.....	62
	(e) hat gerilimi spektrumu (f) 3-Faz çıkış akımı.....	63
Şekil 4.8	Beş-seviyeli kaskat inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz alınması durumunda	
	(a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) faz gerilimi (c) faz gerilimi spektrumu.....	64
	(d) hat gerilimi (e) hat gerilimi spektrumu (f) 3-Faz çıkış akımı.....	65
Şekil 4.9	Beş Seviyeli kaskat inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması durumunda	
	(a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) faz gerilimi (c) faz gerilimi spektrumu.....	66
	(d) hat gerilimi (e) hat gerilimi spektrumu (f) 3-Faz çıkış akımı.....	67
Şekil 4.10	Kondansatör dengeleme için ilave devre.....	70
Şekil 4.11	C_1 ve C_2 için denge devresi.....	70
Şekil 4.12	Üç seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz alınması	
	durumunda (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) faz gerilimi.....	71
	(c) faz gerilimi spektrumu (d) hat gerilimi (e) hat gerilimi spektrumu.....	72
	(f) 3-Faz çıkış akımı.....	73
Şekil 4.13	Üç-seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması	
	durumunda sırası ile (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs.....	73
	(b) faz gerilimi (c) faz gerilimi spektrumu (d) hat gerilimi.....	74
	(e) hat gerilimi spektrumu (f) 3-Faz çıkış akımı.....	75
Şekil 4.14	Beş seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz durumunda	
	(a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) faz gerilimi (c) faz gerilimi spektrumu	76

	(d) hat gerilimi (e) hat gerilimi spektrumu (f) 3-Faz çıkış akımı.....	77
Şekil 4.15	Beş seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz durumunda	
	(a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs (b) faz gerilimi (c) faz gerilimi spektrumu.....	78
	(d) hat gerilimi (e) hat gerilimi spektrumu (f) 3-Faz çıkış akımı.....	79
Şekil 5.1	Asenkron motorun sürekli durum eşdeğer devresi.....	83
Şekil 5.2	Gerilim / frekans değişim eğrisi.....	86
Şekil 5.3	Stator ve rotor α - β eksenleri.....	87
Şekil 5.4	Asenkron motorun benzetim modeli.....	90
Şekil 5.5	Asenkron motorun çok seviyeli kaskat inverter ile sürücü modeli.....	91
Şekil 5.6	v/f Kontrol devresi.....	91
Şekil 5.7	Üç fazlı, Beş seviyeli kaskat inverter devre modeli.....	92
Şekil 5.8	Tam köprü H-hücre devresinin Power Systems'deki blok yapısı.....	92
Şekil 5.9	500 d/d ve 1200 d/d 'da İnverterin bir fazı için üretilen referans sinüs.....	93
Şekil 5.10	Referans hız 500 ve 1200 d/d için statora uygulanan	
	(a) geniş aralıkta gerilimin değişimi.....	93
	(b) dar aralıkta gerilimin değişimi.....	94
Şekil 5.11	Motorun (a) hız değişimi.....	94
	(b) moment ve (c) stator akımı değişimleri.....	95
Şekil 5.12	Motorun sürekli durumda ve sabit referans hız	
	(a) 500 d/d, (b) 1200 d/d hız için üç faz stator akımlarının değişimleri.....	96
Şekil 5.13	İnverterin bir fazı için üretilen referans sinüs.....	97
Şekil 5.14	Referans hız 1200 d/d için statora uygulanan gerilimin değişimi.....	97
Şekil 5.15	Motorun (a) hız.....	97
	(b) moment ve (c) stator akımı değişimleri.....	98
Şekil 5.16	Motorun sürekli durumda ve sabit referans hız 1200 d/d için	
	üç faz stator akımlarının değişimleri.....	98

TABLolar LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1	Yarım köprü invertere ait anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen çıkış gerilim seviyeleri.....	7
Tablo 2.2	Tam köprü invertere ait anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen çıkış gerilim seviyeleri	8
Tablo 3.1	Tek faz üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterin çıkış gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtar durumları.....	31
Tablo 3.2	Üç seviyeli diyot kenetlemeli tam köprü inverterin çıkış gerilimi ve bu seviyelere karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları.....	32
Tablo 3.3	Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin tek faz bacağına ait çıkış gerilim seviyeleri ve bu seviyelere karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları.....	33
Tablo 3.4	Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin a ve 0 noktaları arasında dc çıkış gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtarlama durumları.....	34
Tablo 3.5	Tek fazlı, üç seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin çıkış gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtar kombinasyonları	38
Tablo 3.6	Üç seviyeli kondansatör kenetlemeli tam köprü inverterin çıkış gerilim seviyeleri ve bu seviyelere karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları.....	40
Tablo 3.7	Beş seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin çıkış gerilim seviyeleri ve buna karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları.....	42
Tablo 3.8	Beş Seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin a ve 0 noktaları arasındaki dc çıkış gerilim seviyeleri ile bunlara karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları...	43
Tablo 3.9	Beş seviyeli Kaskat inverterin bir faz bacağına ait anahtarlama durumları.....	48
Tablo 3.10	Çok Seviyeli İnverterlerin kullanılan elemanlar bakımından karşılaştırılması	52
Tablo 4.1	Taşıyıcı dağılım durumları için modülasyon indekslerinin hesaplanması	58
Tablo 4.2	SPWM için minimum ve maksimum modülasyon indeksleri.....	58
Tablo 4.3	Dengeleyici devreye ait anahtarlama durumları ve enerji akış yönü.....	71
Tablo 4.4	Kaskat inverterin benzetim sonuçlarının özeti.....	82
Tablo 4.5	Diyot Kenetlemeli inverterin benzetim sonuçlarının özeti.....	82

EKLER LİSTESİ

- EK-1** : Üç ve Beş Seviyeli Kaskat İnverterin Benzetiminde Kullanılan Parametreleri
- EK-2** : Üç ve Beş Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverterin Benzetiminde Kullanılan Parametreleri
- EK-3** : Benzetimde Kullanılan Asenkron Motorun Parametreleri



SİMGELER LİSTESİ

Simge	Açıklama	Birim
B	Sürtünme katsayısı	N.m.s
Cs	Snubber kapasitesi	F
Cdc	Dc link kapasite değeri	F
dV/dt	Gerilim yükselme zamanı	s
dI/dt	Akım yükselme zamanı	s
$E=V_{dc}$	DC Kaynak gerilimi	V
Es	Statorda endüklenen gerilim	V
f	Motorun kaynak frekansı	Hz
f_s	Üçgen taşıyıcı dalganın frekansı	Hz
f_m	Referans dalganın frekansı	Hz
f_1	Çıkıştaki işaretin ana harmoniğini frekansı	Hz
J	Eylemsizlik momenti	kg.m ²
I_r	Rotor akımı	A
$I_{s\alpha\beta}$	Stator akım vektörü	A
$I_{r(\alpha\beta)}$	Rotor akım vektörü	A
L_m	Stator ve rotor arasındaki ortak endüktans	H
L_s	Stator öz endüktansı	H
L_r	Rotorun öz endüktansı	H
m	Çok Seviyeli İnverterde Seviye Sayısı	-
m_f	Frekans modülasyon oranı	-
M_a	Modülasyon indeksi	-
n_s	Senkron hız	d/d
P	Kutup sayısı	-
Rs	Snubber direnci	F
R_s	Stator direnci	Ω
R_r	Rotor direnci	Ω
s	Kayma	-
T	Periyot	s
T_e	Motorun ürettiği elektromanyetik moment	N.m
$T_{e\max}$	Motorun maksimum momenti	N.m

T_L	Yük momenti	N.m
U_s	Stator faz gerilimi	V
$U_{s\alpha\beta}$	Stator gerilim vektörü	V
$U_{r(\alpha\beta)}$	Rotor gerilim vektörü	V
V_R	Referans dalga genliği	V
V_C	Taşıyıcı dalga genliği	V
X_{ls}	Stator kaçak reaktansı	Ω
X_{lr}	Rotor kaçak reaktansı	Ω
X_m	Ortak reaktans	Ω
ω_s	Senkron hız	rad/s
ω_r	Rotor açısal hızı	rad/s
Φ_s	Hava aralığı akısı	Weber
θ_c	Taşıyıcı sinyaller arasındaki faz farkı	rad
θ_r	Motorun elektriksel açısı konumu	rad
θ_{ro}	Motorun başlangıç konumu	rad
σ	Kaçak akı katsayısı	-
$\Psi_{s\alpha\beta}$	Stator akı vektörü	Weber
$\Psi_{r(\alpha\beta)}$	Rotor akı vektörü	Weber

KISALTMALAR LİSTESİ

DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
GTO	: Kapıdan Kesime Götürülebilen Tristör
H	: Tek-fazlı inverter köprüsü
IGBT	: Kapıdan Yalıtımlı Bipolar Transistör
NPC	: Nötr Nokta Kenetlemeli İnverter
SDGM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
THD	: Toplam Harmonik Bozulma



ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

BEŞ SEVİYELİ İNVERTERLERİN SDGM İLE KONTROLÜ

Erkan DENİZ

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

2005, Sayfa: 106

Bu tez çalışmasında Matlab/SimPower Systems’de, doğal örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyon tekniği kullanılarak 3 fazlı bir RL yükünü besleyen çok seviyeli kaskat ve diyot kenetlemeli inverterlerin üç ve beş seviyeli IGBT yarıiletken anahtarlı devrelerinin benzetimi yapılmıştır. Diyot kenetlemeli inverterlerin üç seviyeli devresinin dışında daha üst seviyeli bütün devrelerinde gerilim dengesizlik problemi bulunmaktadır. Bu nedenle gerilim dengeleyici devreler kullanılarak, benzetimi yapılan diyot kenetlemeli inverterin dc linkteki gerilim dengesizlik problemi giderilmiştir. Bunun yanı sıra elde edilen sonuçların karşılaştırılabilmesi bakımından 3-fazlı bir RL yükünü besleyen geleneksel iki seviyeli inverter için de bir benzetim çalışması yapılmıştır. Ayrıca beş seviyeli bir kaskat inverterden beslenen 3-fazlı asenkron motorun v/f kontrolü yapılmıştır.

Anahatar Kelimeler: Çok seviyeli inverterler, kaskat inverter, diyot kenetlemeli inverter, gerilim dengesizlik problemi, sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu, v/f kontrol.

ABSTRACT

Master Thesis

CONTROL OF FIVE LEVEL INVERTERTERS WITH SPWM

Erkan DENİZ

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical Education

2005, Page: 106.

In this thesis, cascade and diode clamped circuits with IGBT semiconductor switches of three and five-level inverters are simulated in Matlab/SimPower Systems using naturally sampled sinusoidal pulse width modulation technique. There is voltage unbalancing problem in all the circuits of a multilevel diode clamped inverter except for three-level circuit. Therefore, this problem has been removed by using voltage balancing circuits in the dc-link of the simulated diode clamped inverter. Moreover, for comparison of the results, the conventional two-level inverter supplying 3-phase RL load is also studied and evaluated in detail. In addition, scalar control (v/f) of a 3-phase induction motor fed by a five level cascade inverter is simulated

Key Words : Multilevel inverters, cascade inverter, diode clamped inverter, voltage unbalancing problem, sinusoidal pulse width modulation technique, scalar control (v/f).

1. GİRİŞ

İki seviyeli inverterler olarak bilinen geleneksel inverterlerde genellikle çeşitli PWM anahtarlama stratejileri ile birlikte yüksek anahtarlama frekansı tercih edilir. Çünkü iki seviyeli gerilim kaynaklı inverterlerde artan anahtarlama frekansı daha iyi çıkış akım/gerilim dalga şekline yol açmaktadır. Bununla birlikte orta veya yüksek güç/gerilim uygulamaları durumunda, iki seviyeli inverterlerin başlıca anahtarlama kayıpları ve anahtarların anma değerlerindeki kısıtlamadan dolayı yüksek frekansta çalışma için birkaç sınırlama vardır. Ayrıca orta ve yüksek güçlü uygulamalarda geleneksel inverterler düşük verim ve büyük transformatörler kullanılması nedeni ile yüksek fiyat gibi dezavantajlara da sahiptir. Bu sebeple inverter ailesinin yeni bir üyesi olan çok seviyeli inverter son yıllarda orta veya yüksek güç/gerilimli uygulamalar için bir çözüm olarak ortaya çıkarıldı [Choi, v.d 1991].

Çok seviyeli güç dönüşümü ilk kez 30 yıl önce tanıtıldı. Genel kavram, küçük gerilim basamaklarında güç dönüşümü yapmak için çok sayıda anahtar kullanımını içerir. Geleneksel güç dönüşümü ile karşılaştırılırsa bu yaklaşımın birkaç avantajı vardır. Daha küçük gerilim basamakları, daha yüksek kaliteli dalga şeklinin üretilmesine ayrıca yükteki dv/dt stresinin ve elektromanyetik uyumsuzluğun azalmasına yol açar. Çok seviyeli inverterlerin diğer bir önemli özelliği, yarıiletken anahtarların daha yüksek gerilimde çalışmasına izin veren seri şekilde bağlanmalarıdır. Genellikle seri bağlantı, aşırı gerilim riskini yok eden kenetleme diyotları ile yapılır. Ayrıca anahtarlar tam olarak seri bağlanmadığı için, anahtarlama sendelenebilir. Bu durum anahtarlama frekansını ve dolayısıyla anahtarlama kayıplarını azaltır.

Çok seviyeli güç dönüşümünün açık bir dezavantajı, kullanılan anahtarların çok sayıda olmasıdır. Ancak çok seviyeli inverterlerde, daha düşük gerilim oranlı anahtarlar kullanılmaktadır. Bu yüzden iki seviyeli inverterlerle karşılaştırıldığı zaman kullanılan anahtarların maliyeti kayda değer bir şekilde artmaz. Bununla birlikte, seviye sayısını artırmak için eklenen her bir anahtarın gate sürme devresi inverterin mekanik yerleşimini daha fazla karmaşık yapar. Çok seviyeli inverterlerin diğer bir dezavantajı, küçük gerilim basamaklarını üreten izoleli gerilim kaynakları ve seri kondansatörlerdir. İzoleli gerilim kaynakları her zaman kolaylıkla elde bulunamayabilir ve seri kondansatörler gerilim dengesi gerektirir. Gerilimi dengeleme sınırlı olarak, çok sayıda anahtar kullanılmasından dolayı oluşan birden fazla anahtarlama imkânı kullanılarak yapılabilir. Bununla birlikte gerilim denge probleminin tam çözümü için ilave devreler gerekir [Skvarenina, 2001].

Araştırma sonuçları çok seviyeli inverter devrelerinin 30 yıldan beri var olduklarını göstermektedir. 1975'te *R.H. Baker* ve *L. H.m Bannister*, çok seviyeli bir çıkış gerilimi elde etmek için ayrı dc kaynaklı tam köprü hücrelerin seri bağlandığı bir format ile kaskat çok

seviyeli inverteri tanıttılar. Bugüne kadar çok seviyeli inverter türleri üzerine yapılan araştırmaların çoğu üç tane inverter üzerinde yoğunlaşmıştır. Bunlar; diyot-kenetlemeli inverter, kondansatör kenetlemeli inverter ve kaskat inverterdir.

1980 yılında *R.H. Baker*, ilk çok seviyeli inverter türü olan kaskat inverter devresine kaynak gerilimini tutan kenetleme diyotlarını ilave ederek diyot kenetlemeli çok seviyeli inverteri elde etti. Diyot kenetlemeli inverter, orta gerilim seviyesi nötr noktası olarak tanımlanan 3-seviyeli inverterde ilk olarak kullanıldığı zaman “Nötr-Nokta Kenetlemeli (NPC) inverter olarak adlandırıldı. 1981 yılında *Nabae* ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmalarda NPC inverter hassas gerilim uyumu gerektirmeksizin anahtarın dayanma gerilim seviyesini iki katına çıkardığı için, devre topolojisi 1980’lerde daha çok yaygın oldu. Aynı yıl *R.H. Baker* tarafından NPC’nin uygulaması ve çok seviyeli invertere genişletilmesi bulundu.

Nötr nokta kenetlemeli inverterin genişletilmiş olan diyot kenetlemeli inverterde çıkış gerilimi dc linkteki kondansatörlerden elde edilen farklı dc gerilimlerin birleşiminden oluşur. Bu inverterde seviye sayısı yeteri kadar yüksek ise, düşük harmonik içeriğinden dolayı çıkışta filtre kullanılmayabilir. Bu topolojinin en belirgin dezavantajı üç-seviyeliden daha büyük devre topolojilerinde dc baradaki kondansatörlerin gerilim dengesizlik problemidir. Gerilim dengesizlik problemi ek devreler kullanılarak giderilebilir. Ayrıca aynı seviyeli diyot kenetlemeli iki inverter, bir kondansatör linki ile sırt sırta bağlanarak (back-to-back intertie) iki yönlü güç akışı sağlanabilmektedir. Bu bağlantı şeklinde, her iki tarafa yönelen dengesiz kondansatör gerilimleri birbirini dengelediği için, bu devre ayrıca gerilim dengesizlik problemini çözmek için de kullanılabilir [Rodriguez, v.d , 2002].

1992 yılında *J. P. Lavieville*, *P. Carrere* ve *T. Meynard* tarafından diyot kenetlemeli invertere alternatif olarak kondansatör kenetlemeli inverter geliştirildi. Bu topolojinin en önemli avantajı diyot kenetlemelide bulunan kenetleme diyodu problemini ortadan kaldırmasıdır. Ek olarak bu topoloji, anahtarlar üzerindeki dv/dt stresini sınırlar ve seviyeler için birden fazla anahtarlama kombinasyonu sunar. Birden fazla anahtarlama kombinasyonları kondansatör gerilimlerini dengelemek için kullanılır. Bu topolojinin dezavantajı kenetleme diyotları yerine kullanılan kondansatörler arasında parazitik rezonans riskinin olmasıdır. Bu durum seviye sayısı arttıkça daha da kötüleşir. Ayrıca dc-linkteki kondansatörlerin şarj kontrolü tüm devrenin kontrolünü karmaşık hale getirir [Yuan, v.d, 1999]

Kaskat inverter, geliştirilen ilk çok seviyeli inverter türü olduğu halde 1990’ların ortasına kadar uygulamaları yaygın değildi. 1997 de *P.W. Hammond* ve *F. Z. Peng -J. S. Lai* tarafından kaskat inverter motor sürücü devrelerinde kullanıldı. Kaskat inverter ilk kullanıldıklarından bu zamana kadar özellikle de orta gerilim sürücülerinde büyük ilgi çekti. Çünkü bu topoloji, çok seviyeli diğer iki topolojiden yapı olarak daha basit ve paket devre

haline getirilmesi daha kolay olmaktadır. Ayrıca tam köprü hücrelerin eklenmesi veya çıkarılması ile inverterin çıkış gerilim seviyesi artırılıp azaltılabilir. Bununla birlikte kenetleme diyotları ve kondansatörleri gerektirmedikinden, aynı seviyeli devre yapıları için diğer iki topolojiye göre daha az eleman kullanılmaktadır. Bu yapının en önemli dezavantajı, çok sayıda izolasyonlu dc kaynak beraberinde güç transformatörü gerektirmesinden kaynaklanan yüksek maliyettir [Bhagwat, v.d, 1983].

Hem geleneksel inverterlerde hem de çok seviyeli inverterlerde, çıkıştaki ac gerilimin hem genlik ve frekans bakımından ayarlanabilmesi hem de dalga şeklinin sinüse yaklaştırılması amaçlanır. İnverterde çıkış gerilimi ve frekansının kontrolünü inverterin içinde yapmak en etkili yöntemlerden biridir. İnverterin içinde gerilim ve frekans denetimi için geliştirilen tekniklerden birisi de darbe genişlik modülasyonudur (DGM). DGM'yi uygulamanın en iyi yolu doğal örnekleme yoluyla bir üçgen dalga ile bir sinüs dalgasını karşılaştırmaktır. Bu yöntemde referans işaret olarak bir sinüs dalgası kullanıldığı için Sinüzoidal DGM (SDGM) olarak anılmaktadır. [Mohan, v.d, 1993]. Çok seviyeli inverterlerde kullanılan SDGM tekniği iki seviyeli inverterlerde kullanılan SDGM'nin genişletilmiş halidir. İki seviyeli DGM'de tek taşıyıcı grubu kullanılırken, çok seviyeli SDGM'de kullanılan taşıyıcı grubu sayısı seviye sayısının bir eksiğidir.

DGM kontrollü çok seviyeli inverterler, çıkışta değişken genlik ve frekanslı sinüzoidal işaret ürettiklerinden değişken hızlı ac motor sürücü devrelerinde kullanılabilirler. Çok seviyeli inverterlerin çıkışı aynı anahtarlama frekanslarda iki seviyeli inverterlere göre daha az harmonikli olduğu için, sürücü devrelerinde çok seviyeli inverterler ile daha iyi verim alınabilir. Asenkron motorların değişken hızlı sürücü sistemlerinin kontrolünde stator geriliminin genlik ve frekansının değişimine dayalı yöntemlerden biri v/f kontroldür [Sarioğlu, v.d, 2003]. Bu yöntem motorun statoruna uygulanan gerilimin genliğinin ve frekansının sabit bir oranda kalmasını gerektirir. Bu yapılar statordaki manyetik alanın büyüklüğü çalışma bölgesi boyunca sabit bir seviyede tutulur. Böylece motorun maksimum sabit moment üretim yeteneği sürdürülür [G.Yu, v.d, 2002]

1.1 Tezin Amacı

Bu tezin amacı; çok seviyeli inverter türleri ve bu inverterlerde kullanılan taşıyıcı temelli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu hakkında bilgi vererek, çok seviyeli kaskat ve diyot kenetlemeli inverterlerin üç ve beş seviyeli devrelerinin sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) ile kontrolünü yapmak ve elde edilen sonuçları iki seviyeli inverterlerle kıyaslamaktır. Bununla birlikte 5-seviyeli kaskat inverter kullanarak 3-fazlı asenkron motorun v/f kontrolünü yapmaktır.

1.2 Tezin İçeriği

Yukarıda yazılan amaçlara uygun olarak, tezin giriş bölümünde değişken hızlı ac motor sürücüleri ve bu sürücülerde kullanılan iki ve çok seviyeli inverterlere genel bir bakış yapılmıştır.

İkinci blmde geleneksel inverterler, darbe genişlik modülasyonu, sinüzoidal DGM hakkında genel bilgiler verilmiştir. Ayrıca 3-fazlı iki seviyeli inverterin 3-fazlı bir RL yükünü beslemesi durumunda, doğal rneklemeli SDGM tekniği kullanılarak Matlab/Simulink'te benzetimi yapılmıştır. Benzetim sonuçları anahtarlama frekansı 1050 ve 5000 Hz değerleri için lineer ve aşır modülasyon bölgeleri için alınmıştır.

nc blmde genel olarak, çok seviyeli inverterlerden diyot kenetlemeli, kondansatör kenetlemeli ve kaskat inverterlerin  ve beş seviyeli devreleri hakkında bilgi verilmiştir.

Dördüncü blmde çok seviyeli DGM ve SDGM hakkında bilgi verilerek, 3-fazlı üç ve beş seviyeli kaskat ile diyot kenetlemeli inverterin, IGBT yarıiletken anahtarlı devrelerinin 3-fazlı bir RL yükünü beslemesi durumunda, doğal rneklemeli SDGM tekniği kullanılarak Matlab/SimPower Systems'de benzetimi yapılmıştır.

Beşinci blmde, Matlab/Simulink ile 5-seviyeli kaskat inverter kullanılarak 3-fazlı asenkron motorun v/f kontrolü yapılmıştır.

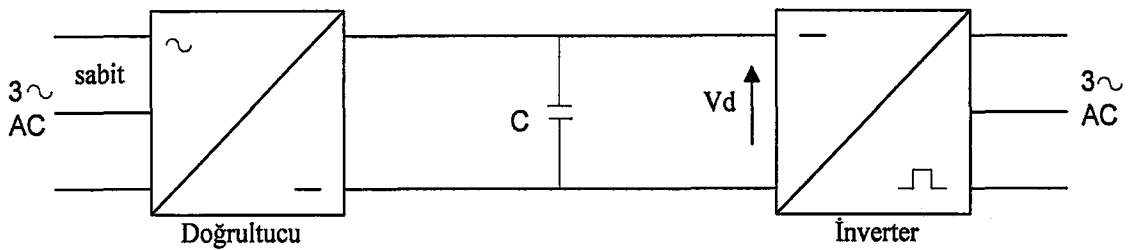
2. GELENEKSEL İNVERTERLER

İnverterler dc bir kaynaktan yüke değişken frekans ve genlikte ac güç sağlayan güç elektroniği devreleridir. İnverter devrelerinde hedef; çıkışta istenilen frekans ve genlikte alternatif gerilim sağlanmasıdır. İnverterlerin girişinde aküler, güneş pilleri, yakıt hücreleri vb. diğer dc kaynaklar kullanılabilir [Rashid, 1993]. Bunların dışında alternatif bir kaynaktan beslenen kontrollü veya kontrolsüz doğrultucuların çıkışları invertere giriş olarak verilebilir. İnverterlerin çıkış gerilim dalga şeklinin sinüzoidal olması istenir. Ancak, pratikte kullanılan inverterlerin çıkış dalga şekilleri kare veya sözde kare dalga olup bu dalga şekilleri oldukça yüksek oranda harmoniğe sahiptir. Düşük ve orta güçlü uygulamalarda kare dalga veya basamaklı kare dalga biçimindeki gerilim dalga şekilleri çıkış olarak kabul edilebilir. Fakat büyük güçlü uygulamalarda mümkün olduğu kadar harmoniği az olan sinüzoidal bir dalga biçimi gerekmektedir. İnverterler endüstride;

- Değişken hızlı asenkron motor sürücü devreleri,
- Kesintisiz güç kaynakları,
- Yüksek gerilimde doğru akım iletim sistemleri,
- Endüksiyonla ısıtma sistemleri,
- AC gerilim regülâtörleri gibi alanlarda kullanılmaktadır [Bose, 1983] .

İnverterler kullanıldıkları yere göre tek fazlı ve üç fazlı olarak gruplandırılabilirdiği gibi beslendikleri kaynağın türüne göre de “Gerilim Kaynaklı İnverter ” ve “ Akım Kaynaklı İnverter ” olarak ta ikiye ayrılır.

2.1 Gerilim Kaynaklı İnverter



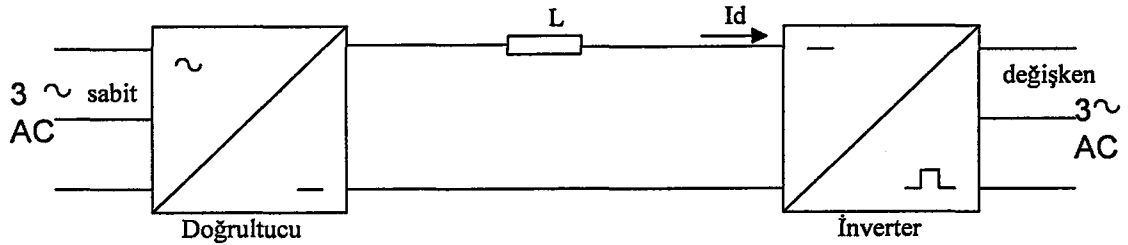
Şekil 2.1 Gerilim kaynaklı inverter

Bu tür inverteri besleyen kaynak gerilim kaynağıdır. Giriş empedansı çok küçük ve çıkış geriliminin dalga şekli tamamen yükten bağımsızdır. Eğer yük harmonik akımlara yüksek empedans gösteren bir özellik taşıyorsa bu yükün gerilim beslemeli bir inverter ile sürülmesi daha uygundur. Şekil 2.1’den de görüldüğü gibi inverter, bir dc gerilim kaynağından beslendiği için çıkış gerilimi her zaman doğru akım kaynağının gerilimine bağlıdır. Giriş gerilimi

doğrultulduktan sonra değeri çok büyük olan paralel C kondansatörü üzerinden düzeltilmekte ve invertere sabit bir dc gerilim beslemesi yapılmaktadır. Günümüzde en çok kullanılan inverter türüdür.

2.2 Akım Kaynaklı İnverter

Bu tür inverteri besleyen kaynak akım kaynağıdır. Bu inverterler çok büyük güçlerde kullanılır. Giriş empedansı çok büyük ve çıkış geriliminin dalga şekli yüke bağlıdır. Eğer yükün harmonik akımlara düşük empedans gösteren bir özelliği varsa, bu yükün akım beslemeli bir inverter ile sürülmesi daha uygun olacaktır.



Şekil 2.2 Akım kaynaklı inverter

Şekil 2.2'den de görüldüğü gibi inverterin kaynaktan çektiği akımın sabit kalması oldukça büyük değerde bir endüktans ile sağlanır. Giriş gerilimi doğrultulduktan sonra çok büyük bir seri L endüktansı üzerinden sabit akım kaynağı oluşturularak dc akım beslemesi yapılmaktadır [İncekara, 2000].

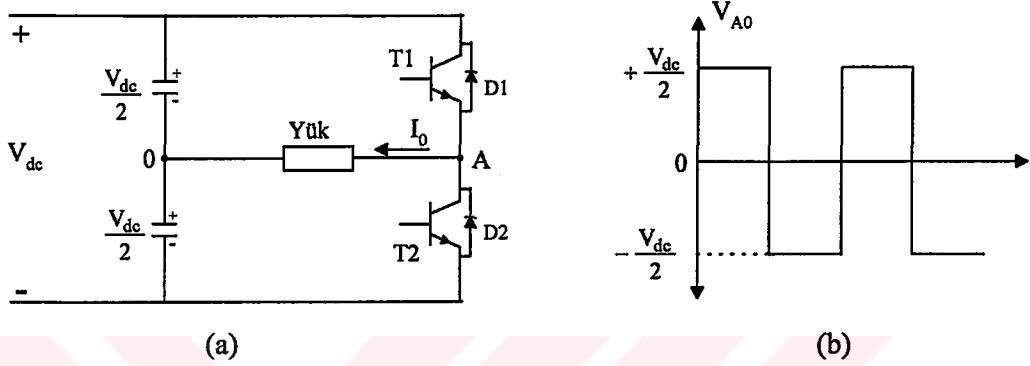
2.3 İnverter Devrelerinde Kullanılan Anahtarlar

Güç kaynakları ve ac motor sürücülerinde frekansı ve büyüklüğü kontrol edilebilen bir sinüzoidal ac çıkış gerilimi üreten anahtar modlu inverterler kullanılır. İnverterlerde anahtarlama elemanı olarak Transistör, Tristör, Mosfet, IGBT, GTO gibi anahtarlar kullanılır. Transistör ve Mosfetler 'in anma değerleri düşük olduğu için düşük ve orta güç uygulamalarında ve hızlı anahtarlama yapabildiklerinden yüksek frekans uygulamalarında kullanılabilirler. Büyük güçlerde ise Tristör ve GTO'lar kullanılmaktadır. Ancak bu anahtarların anahtarlama hızları düşüktür. Ayrıca büyük güçlerde tristör kullanıldığında, tristörü kesime sokmak için içinden geçen akım ilave aktarım devreleri (ör: Mc-Murray v.b) ile sıfıra düşürülür. Bu nedenle tristörlü inverterlerde zorunlu aktarım öğelerinin incelenmesi ayrı bir durum teşkil eder. IGBT ise son zamanlarda güç elektroniği ve özellikle inverter devrelerinde en çok kullanılan anahtardır. Bunun sebebi IGBT 'nin transistör ve mosfet' in kötü özelliklerini bırakıp en iyi özelliklerine sahip olmasıdır. IGBT mosfet kadar hızlı ve transistör gibi büyük güçlüdür. IGBT'nin gate mosfet'e benzediği için gerilimle kontrol edilebilir. Dolayısıyla mosfet için kullanılan sürücü devreleri IGBT içinde kullanılmaktadır [Yıldırımaz, 1992].

2.4 Geleneksel İki ve Üç Seviyeli Gerilim Kaynaklı İnverterler

2.4.1 Yarım Köprü İnverter

İnverterler için tek fazlı yarım köprü inverter en basit yapıdır. Bu inverterden 2-seviyeli bir kare dalga şeklinde çıkış gerilimi elde edilir. Gerilim kaynaklı yarım köprü inverterin devresi Şekil 2.3(a)'da ve çıkış gerilim dalga şekli Şekil 2.3(b)'de verilmektedir.



Şekil 2.3 (a)Yarım köprü inverter devresi (b) Çıkış gerilimi dalga şekli

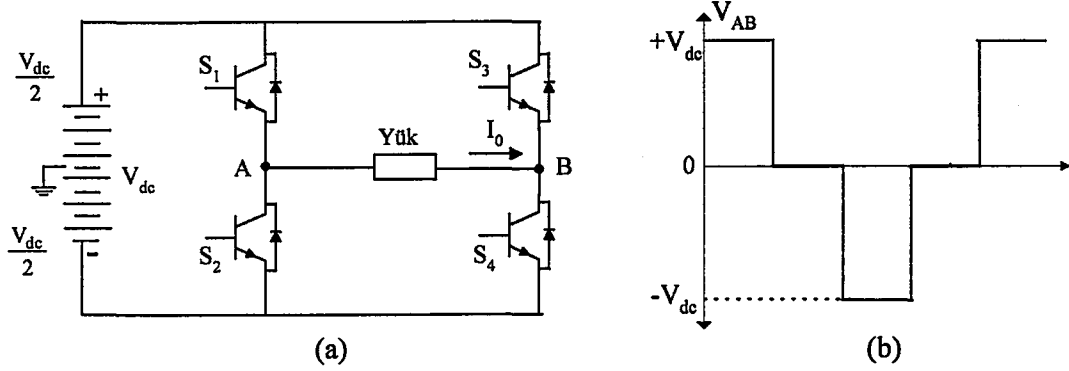
Şekil 2.3(a)'daki inverter devresinde inverterin bir bacağı çizilmiştir. İnverterde bir bacadaki anahtarlar mutlaka ters çalışmalıdır. Yani biri iletimde ise diğeri mutlaka kesimde olmalıdır. Eğer iki anahtar da aynı anda iletimde olursa kaynak kısa devre olur ve inverter zarar görür. Her iki anahtarın da kesimde olması durumunda boşluk diyotlarından dolayı inverter zarar görmez. Böyle bir yapıda orta uçlu gerilim kaynağına ihtiyaç duyulur. Orta uçu sağlamak için birbirine seri bağlı ve aynı değere sahip olan basit iki kaynak kullanmak mümkündür. Şekil 2.3(a)'daki devrede eğer T_1 anahtarı anahtarlanırsa yük gerilimi $V_{A0} = V_{dc}/2$ ve T_2 anahtarlanırsa yük gerilimi $V_{A0} = -V_{dc}/2$ olur. Bu durum Tablo 2.1 de özetlenmiştir

Tablo 2.1 Yarım köprü invertere ait anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen çıkış gerilim seviyeleri

Anahtarlanan Eleman	İletimdeki Eleman	Çıkış Gerilimi V_{A0}	Yük Akımının Yönü
T_1	T_1	$+V_{dc}/2$	+
T_1	D_1	$+V_{dc}/2$	-
T_2	D_2	$-V_{dc}/2$	+
T_2	T_2	$-V_{dc}/2$	-
Hiçbiri	D_1	$+V_{dc}/2$	-
Hiçbiri	D_2	$-V_{dc}/2$	+
Her ikisi	Kaynak kısa devre olur		!

2.4.2 Tam Köprü İnverter

Tam köprü yapı iki veya üç seviyeli kare dalga çıkış gerilimi oluşturmak için kullanılır. Tek fazlı gerilim kaynaklı tam köprü inverterin devresi Şekil 2.4(a)'da ve çıkış gerilimi dalga şekli Şekil 2.4(b)'de verilmektedir.



Şekil 2.4 (a) Tam köprü inverter devresi (b) Çıkış gerilimi dalga şekli

Şekil 2.4(a)'da ki devrede S₁ iletimde ise A noktasının gerilimi $V_{A0} = V_{dc}/2$ ve S₂ iletimde ise $V_{A0} = -V_{dc}/2$ dir. Benzer şekilde S₃ iletimde ise B noktasının gerilimi $V_{B0} = V_{dc}/2$ ve S₄ iletimde ise $V_{B0} = -V_{dc}/2$ dir. Yük gerilimi V_{AB} 'yi elde etmek için anahtarlar ikiye ikiye iletime sokulur. Tam köprü inverterde S₁ ve S₄ iletimde ise yük gerilimi $V_{AB} = +V_{dc}$, S₂ ve S₃ iletimde ise yük gerilimi $V_{AB} = -V_{dc}$ dir. Tam köprü inverterde sıfır seviye elde etmek için ya S₁ ve S₃ (üstteki anahtarlar) ya da S₂ ve S₄ (alttaki anahtarlar) iletimde olmalıdır. Bu durum Tablo 2.2 de özetlenmiştir [Bhagwat, v.d, 1983].

Tablo 2.2 Tam köprü invertere ait anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen çıkış gerilim seviyeleri

İletimdeki Anahtarlar	Yük Gerilimi V_{AB}
S ₁ ve S ₄	$+V_{dc}$
S ₂ ve S ₃	$-V_{dc}$
S ₁ - S ₃	0
S ₂ -S ₄	0

2.5 Sürücü Sistemlerinde Harmonikler

Bir elektrik güç sisteminin güvenli ve arzu edilebilir bir biçimde çalışması için, sistemin tasarım ve işletim aşamasında birtakım etkenlerin göz önünde bulundurulması gerekir. Bu etkenlerden biri de doğrusal olmayan karakteristikli elemanların meydana getirdikleri harmoniklerdir.

Alçak gerilim güç sisteminde akım ve gerilim dalga şeklinin ideal olarak sinüzoidal biçimde olması istenir. Fakat bu her zaman mümkün olmaz. Bazı olaylar ve elemanlar sebebiyle enerji sistemindeki sinüzoidal dalga bozulur. Bozulmuş olan bu dalga, sinüzoidal olmayan dalga

olarak adlandırılır. Güç sistemlerinde harmoniklerin anlaşılabilmesi ve etkinliğinin analizlerle ortaya konmasında sinüzoidal olmayan dalgaların çok iyi bilinmesi gerekir. Genel olarak incelendiğinde görülür ki: sinüzoidal olmayan dalgalar, lineer ya da doğrusal olmayan elemanlı bir devreye sinüzoidal olmayan besleme gerilimi uygulanması veya doğrusal olmayan elemanlı bir devreye sinüzoidal gerilim uygulanması ile meydana gelir [Kocatepe, v.d, 2003].

Genellikle harmonikler 1- Gerilim harmonikleri, 2- Akım harmonikleri olmak üzere ikiye ayrılır. Akım harmonikleri genellikle gerilim kaynağındaki harmonikler tarafından üretilir ve yükün rezistif, kapasitif ve indüktif olmasına bağlıdır. Her iki harmonik de ya yük ya da kaynak tarafından üretilir. Gerilim ve akım kaynaklı harmonikler ac motor sürücülerinde güç kayıpları, elektromanyetik titreşime ve darbeli tork üretimine neden olur.

Yük tarafından üretilen harmonikler güç konverterleri, ark fırınları, gaz deşarjlı aydınlatma aygıtları... v.b gibi aygıtların doğrusal çalışmamasına sebep olur. Ayrıca yük harmonikleri; transformatör ve motorların manyetik nüvesinin fazla ısınmasına sebep olur. Diğer taraftan kaynak harmonikleri esasen gerilim dalga şekli sinüzoidal olmayan güç kaynağı tarafından üretilir.

Herhangi bir dalga şekli; bir ana harmonik ve bir grup harmonik bileşeninden meydana gelir. Dalga şekline Fourier analizi uygulanarak bu bileşenler elde edilebilir. Her bir harmonik bileşeninin frekansı onun ana harmonik frekansının tam katıdır. Harmoniklerin toplam miktarını gösteren birkaç metod vardır. En yaygın olarak kullanılanı “Toplam Harmonik Bozulması (THD =Total Harmonics Distortion) ” dır [Sirisukprasert,1999].

İnverterlerin çıkış gerilim dalga şekli sinüzoidal olması istenir. Ancak, pratikte kullanılan inverterlerin çıkış dalga şekilleri sinüzoidal olmayıp belirli harmonikler içerir. Bu harmonikler inverterin performansını etkiler. Düşük ve orta güçlü uygulamalarda kare dalga veya basamaklı kare dalga biçimindeki gerilim dalga şekilleri çıkış olarak kabul edilebilir. Fakat büyük güçlü uygulamalarda mümkün olduğu kadar bozukluğu az sinüzoidal bir dalga biçimi gerekmektedir. Bir inverterin kalitesi aşağıdaki parametreler ile tanımlanır.

2.5.1 Harmonik Faktörü (HF_n)

n. harmoniğin harmonik faktörü, bireysel harmonik katkısının ölçüsüdür. Kısacası n. harmoniğin hangi büyüklükte olduğunu ifade eder ve aşağıdaki bağıntı ile hesaplanır.

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad \text{Burada } V_1 \text{ ana harmoniğin efektif değeri ve } V_n \text{ n. harmoniğin efektif değeridir.}$$

2.5.2 Toplam Harmonik Bozulması (THD)

Bir dalga şekli ile ona ait ana harmonik bileşeni arasındaki yakınlığı ifade eder kısacası toplam harmonik içeriğini verir ve aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$THD = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

2.5.3 Bozulma Faktörü (DF)

THD toplam harmonik içeriğini verir, fakat her bir harmoniğin tek tek seviyesini belirtmez. Eğer İnverterin çıkışında bir filtre kullanılırsa, yüksek dereceli harmonikler daha kuvvetli bir biçimde zayıflayacaktır. Bundan dolayı, her dalganın frekans ve genliğinin bilinmesi son derece önemlidir. Bozulma faktörü; herhangi bir dalga şeklinde ikinci seviyeden bir zayıflamaya uğradıktan sonra(n^2 'ye bölündükten sonra) kalan harmonik bozulmasını gösterir. Böylece bozulma faktörü, istenmeyen harmoniklerin azaltılmasını ikinci seviyeden yük filtresini görme zorunluluğunu ortadan kaldırarak sağlayan bir ifade olup ;

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \text{ ile gösterilir. Tek tek ya da n.harmoniğe ait distorsiyon}$$

faktörü $DF_n = \frac{V_n}{V_1 \cdot n^2}$ şeklinde bulunabilir.

2.5.4 En Düşük Mertebeli Harmonik

Frekansı ana dalganın frekansına en yakın olan ve genliği ana dalganın genliğine eşit ya da %3 oranında daha düşük olan harmoniktir [Rashid, 1993].

2.5.5 Harmoniklerin Meydana Getirdikleri Etkiler

Sinüzoidal ya da harmoniksiz akım ve gerilimlerin bulunduğu bir sistem; sabit genlik ve frekansa sahip gerilim kaynakları tarafından beslenen ve pasif elemanlardan meydana gelen lineer bir sistemdir.

Günümüzde güç elektroniği yarıiletken elemanlarının yaygın bir biçimde kullanımı ile güç sistemlerine giderek artan bir oranda harmonik akımları enjekte edilmektedir. Harmonik akımları sadece yüklerin dalga şekillerinde bozucu etkilerde bulunmayıp aynı zamanda güç sisteminde ve güç sistemine bağlanan elemanlar üzerinde de olumsuz etkiler meydana getirmektedir. Harmoniklerin güç sistemlerin de yol açtığı problemleri şöyle özetleyebiliriz.

- Generatör ve şebeke geriliminin dalga şeklinin bozulması,
- Elektrik güç sistemi elemanlarında ve yüklerde ek kayıpların oluşması,
- Güç üretimi, iletimi ve dağıtımında verimin düşmesi,

- Gerilim düşümünün artması,
- Senkron ve Asenkron motorlarda salınımların oluşması nedeniyle aşırı ısınmalar,
- Kesintisiz güç kaynaklarının veriminin düşmesi,
- Aydınlatma elemanlarında ve monitörlerde görüntü titreşimi meydana getirmesi,
- Yalıtım malzemesinin zorlanması ve delinmesi,
- Temel frekansta rezonans olayı olmadığı halde, harmonik frekanslarında şebekede rezonans olaylarının meydana gelmesi ve aşırı akım ve gerilimlerin oluşması,
- Elektrik cihazlarının ömrünün kısalması,
- Sesli ve görüntülü iletişim araçlarının parazitli ve anormal çalışması,
- Harmoniklerden kaynaklanan gürültü nedeni ile kontrol sistemlerinin hatalı işletimi,
- Başta motor olmak üzere diğer cihazlarda ek gürültülere neden olması,
- Mikroişlemcilerin hatalı çalışması.

Ayrıca boşta çalışmada ve hafif yüklerde harmoniklerin etkisi şebekelerin tam yüklenmesi haline göre daha büyüktür [Kocatepe, v.d, 2003].

2.6 İnverter Çıkışının Kontrol Edilmesi

İnverter bir dc-ac dönüştürücü olduğu için inverter çıkışı bir alternatif dalga şekline sahip olacaktır. Dolayısı ile frekans kavramı telaffuz edilmeye başlanır. Tek fazlı veya üç fazlı iki seviyeli köprü inverterlerin çıkış dalga şekli kare veya sözde kare dalgadır ve bu dalga şekilleri oldukça yüksek oranda harmoniğe sahiptirler. Küçük güçlü uygulamalarda kare veya sözde kare dalga çıkış olarak kabul edilebilir. Fakat büyük güçlü uygulamalarda mümkün olduğu kadar bozukluğu az sinüzoidal çıkış gerilim dalga şekli gerekmektedir.

Ayrıca değişken hız uygulamalarında ac çıkış geriliminin sürekli olarak denetlenmesi sık karşılaşılan bir gereksinimdir. Örneğin, bir akü ile beslenen inverter devresinin çıkış geriliminin sabit kalabilmesini sağlamak için değişen akü gerilimine göre inverterin uygun bir biçimde kontrol edilmesi gerekir. Diğer bir örnekte; asenkron motorları sürmekte kullanılan inverter devrelerinde motor manyetik devresinin doyuma girmesini önlemek için inverterin çıkış geriliminin çıkış frekansına oranının (v/f) sabit tutulması gerekir. Bunun için ise inverterin çıkış frekansının ve geriliminin ayarlanabilir olması gerekir [Mohan, v.d, 1993].

Kısacası bir inverterin çıkışındaki ac gerilimin hem genlik ve frekansının ayarlanabilmesi hem de dalga şeklinin sinüse yaklaştırılması gerekir. İnverterde çıkış gerilimi genlik ve frekansının kontrolü üç şekilde yapılır. Bunlar:

1. İnverter çıkışı ile ac yük arasına bir ac gerilim denetleyicisi koymak suretiyle,
2. Kaynak ile İnverter giriş uçları arasına, inverttere giriş olarak verilen dc gerilimi denetleyecek bir devre kullanmak suretiyle,

3. Denetimi İnverterin içinde yapmak suretiyle,

Bu yöntemlerden ilki genellikle kullanılmaz. İkinci yöntemde ise; inverterden önce ya kontrolsüz bir doğrultucu ile sabit bir dc gerilim elde edilir ve bu dc gerilim bir kıyıcı ile kıyılır. Daha sonra kıyıcının görev periyodu kontrol edilerek dc-link gerilimi kontrol edilmiş olur. Ya da 3-fazlı kontrollü bir doğrultucu kullanılır ve bu doğrultucunun α tetikleme açısı kontrol edilerek dc-link gerilimi kontrol edilir. Üçüncü metotta ise; inverterin çıkış geriliminin frekans ve harmonik içeriklerinin büyüklüğü, yükün üzerindeki gücü kontrol etmek için inverterin içinde kontrol edilir. İnverterin içinde gerilim ve frekans denetimi için birkaç teknik geliştirilmiştir [Subaş, 2000]. Bu teknikler:

- 1- Darbe Genlik Modülasyonu
- 2- Faz Yer Değiştirme Kontrolü
- 3- Darbe Genişlik Modülasyonudur [Rashid, 1993].

Ayrıca inverterlerde çıkış gerilimindeki harmonik içeriklerini azaltmak için hızlı açma-kapama sürelerine sahip yarıiletken anahtarların yüksek frekanslardaki anahtarlanabilme yeteneklerinden yararlanılır. Bu yetenek bize bir periyot boyunca pek çok kez açma-kapama yaparak çıkış gerilimine etki edebilme imkânı sağlamaktadır. Bu özelliğin kullanılması ile yukarıda bahsedilen ilk iki yöntemde kare dalga çıkış; ya basamaklı kare dalga ya da sabit genişlikli (çentik) darbeler şeklinde elde edilir. Elde edilen bu dalga şekillerinin hepsi sinüzoidal olmadığından fazla harmonik içermektedir. Bu ise istenmeyen bir durumdur. Bu yüzden Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM), Harmonik Eliminasyon, ve Uzay Vektör DGM gibi yeni ve etkili teknikler geliştirilmiştir [Subaş, 2000]. Bu tezde çok seviyeli inverterin çok seviyeli sinüzoidal DGM ile kontrolü anlatılacağından burada sadece darbe genişlik modülasyonundan ve özellikle de Sinüzoidal DGM den bahsedilecektir.

2.7 Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM)

İnverterlerden istenilen en önemli şey, çıkış işaretinin genliğini ve frekansını ayarlaya bilmektir. Ayrıca çıkışın harmoniksiz olması yani sinüzoidal olması istenir. Ancak inverter çıkışında ana harmoniğe çok yakın ve genlikleri büyük harmonikler oluşmaktadır. Bu harmonikler yükü, özellikle de motor olması durumunda çok etkilemektedir. İnverterlerde çıkış harmonik bileşenlerinin büyüklüğünü azaltmak ve çıkış geriliminin genliğini ayarlamak amacı ile darbe genişlik modülasyonu (DGM) kullanılır.

DGM de amaç kare dalga şeklinde darbeler oluşturmak ve bu darbelerin genişliğini değiştirmek suretiyle çıkıştaki dalganın ana harmoniğini değiştirmektir. Darbelerin yarı periyottaki sayılarının artırılması ile anahtarlar harmoniklerinin frekansı yükseltilir. Böylece motor indüktansının harmonik akımlarını sınırlaması sağlanır. Bilindiği gibi motor aslında alçak

geçirgen bir filtre gibi davranır. Dolayısıyla yüksek frekanslı harmonik akımlar motor devrelerinde etkili olamazlar. Ancak anahtarlama frekansının artması bu kez anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olur. Bundan dolayı en uygun DGM yöntemi seçilirken hem düşük dereceli harmonik akımlar engellenmeli hem de anahtarlama kayıpları minimum yapılmalıdır. Böylece çıkış geriliminin frekans ve harmonik içeriklerinin büyüklüğü aynı anda inverterden kolayca kontrol edilebilecektir. 3-fazlı inverterlerin çıkış dalga şekillerinde ise çıkış gerilimleri arasında 120° faz farkı bulunduğundan, DGM sinyalleri arasında da 120° faz farkı bulunmalıdır [İncekara, 2000].

Genel olarak DGM sinyalleri yüksek frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga ile düşük frekanslı modülasyon (referans) dalgasının bir komparatörde karşılaştırılmasından elde edilir. Referans dalga olarak; kare dalga veya sinüs dalgası seçilebilir. Referans dalganın tepe değerinin (V_R) üçgen taşıyıcı dalganın tepe değerine (V_C) oranına Modülasyon İndeksi denir ve M_a ile gösterilir. Modülasyon indeksinin değiştirilmesi çıkış gerilimi ana harmonik genliğini ayarlar. Üçgen taşıyıcı dalga frekansının (f_s) referans dalga frekansına (f_m) oranı frekans modülasyon oranıdır ve m_f ile gösterilir. m_f 'nin en az 9 olması istenir. m_f ne kadar büyük olursa harmonik bileşenler ana harmonikten o derece uzaklaşır.

M_a = Modülasyon indeksi,

m_f = Frekans modülasyon oranı,

f_s = Üçgen taşıyıcı dalganın frekansı,

f_m = Referans dalganın frekansı,

f_1 = Çıkıştaki işaretin ana harmoniğini frekansı olmak üzere,

$$M_a = \frac{V_R}{V_C} \quad \text{ve} \quad m_f = \frac{f_s}{f_m} \quad \text{dir.}$$

Darbe Genişlik Modülasyonunun en yaygın olarak kullanılanları aşağıdaki gibidir.

1. Kare Dalga DGM

a- Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu

b- Çok Darbeli Genişlik Modülasyonu

2. Sinüzoidal DGM

a- Doğal Örneklemeli DGM

b- Düzenli Örneklemeli DGM

—Simetrik Düzenli Örnekleme,

—Asimetrik Düzenli Örnekleme

3. Değiştirilmiş Sinüzoidal DGM

4. Üçüncü Harmonik İlaveli DGM

5. Harmonik Eliminasyonlu DGM
6. Uzay Vektör DGM
7. Sigma Delta Modülasyonu

2.8 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)

DGM'yi uygulamanın en iyi yolu doğal örnekleme yoluyla bir üçgen dalga ile bir sinüs dalgasını karşılaştırmaktır. Bu yöntemde referans işaret olarak bir sinüs dalgası kullanıldığı için Sinüzoidal DGM olarak anılmaktadır. Sinüzoidal DGM inverter çıkış geriliminin frekans ve harmonik içeriklerinin büyüklüğünü kontrol etmek için kolay bir yol sağlar. Sinüzoidal DGM için değiştirilebilen üç kontrol girişi vardır. Bunlar; modülasyon indeksi M_a , frekans modülasyon oranı m_f ve sinüs referans dalgasının frekansı f_m dir [Rashid, 1993]. Doğal örnekleme sinüzoidal DGM de kullanılan dalgaların özelliklerini ve bu dalgaların frekans ve genliklerinde yapılacak değişikliklerin inverterin çıkışına etkilerini aşağıdaki gibi açıklayabiliriz.

Referans Sinüs Dalga:

- Referans işareti olarak kullanılan sinüs dalgası, kontrol işareti olarak da adlandırılır. Genliği V_R ve frekansı f_m dir. Bu f_m frekansına modülasyon frekansı da denir.
- Sinüs işaretinin frekansı f_m , inverterin çıkış frekansıdır. Dolayısı ile inverterin çıkış frekansını sinüs işaretinin frekansını değiştirerek ayarlayabiliriz.
- İnverterin çıkış gerilimindeki ana harmoniğin genliğini azaltmak ya da arttırmak için sinüs dalgasının genliği yani modülasyon indeksi M_a , üçgen dalganın genliği V_C sabit tutularak azaltılır veya arttırılır.

Taşıyıcı Üçgen Dalga:

- Taşıyıcı olarak kullanılan üçgen dalganın genliği V_C ve frekansı f_s dir. Bu f_s frekansına inverterin anahtarlama frekansı da denir.
- Taşıyıcı dalganın frekansı referans işaretin frekansına göre çok büyüktür ve inverterin anahtarlama frekansını belirler.
- Üçgen dalganın genliği genellikle sabit tutulur.

2.9 Anahtarlama Frekansı ve Frekans Modülasyon Oranının Seçilmesi

Yüksek frekanslı harmonikler daha kolay filtre edilebildiğinden, inverterde anahtarlama frekansı mümkün olduğu kadar yüksek olması istenir. Ancak yüksek anahtarlama frekansı yüksek anahtarlama kayıplarına neden olur. Bu yüzden çoğu uygulamalarda anahtarlama frekansı 6 kHz den küçük ya da ses algılama frekansının üzeri olan 20 kHz den büyük seçilir. Eğer optimum anahtarlama frekansı 6-20 kHz arasında ise ikisinin birbirine göre avantaj ve

dezavantajları göz önünde bulundurularak bir seçim yapılır. Sessiz çalışma için frekansın 20 kHz ve yukarıdaki değerlere kadar artırılması, kayıpların çok artması nedeni ile uygun olmaz. Yani götürüsü getirisinden fazladır. 50 veya 60 Hz lik uygulamalarda inverter çıkış gerilimi ana bileşeni frekansının 200 Hz kadar yüksek olması istendiği ac motor sürücülerinde frekans modülasyon oranı m_f 9 seçilebilir, hatta 2 kHz den düşük anahtarlama frekansları için daha da küçük olabilir. 20 kHz ve daha büyük anahtarlama frekansları için m_f 100 ve 100 den daha büyük bir değer alır. Genellikle modülasyon indeksi $M_a \leq 1,0$ şartı için $m_f=21$ değeri sınır kabul edilir.

-Küçük m_f Durumu ($m_f \leq 21$) ;

Frekans modülasyon oranının küçük değerleri için üçgen dalga ile kontrol işareti senkronize edilmelidir. Bu duruma Senkron DGM denir. Senkron DGM olabilmesi için m_f nin tamsayı olması gerekir. Eğer m_f tamsayı değilse bu duruma da Asenkron DGM denir. Ancak asenkron DGM de istenmeyen harmonikler ortaya çıkmaktadır. Bu istenmeyen durumu ortadan kaldırmak için küçük m_f değerlerinde senkron DGM kullanılmalıdır.

-Büyük m_f Durumu ($m_f > 21$) ;

Asenkron DGM den dolayı oluşan harmoniklerin genlikleri m_f nin büyük değerlerinde küçüktür. Bu nedenle büyük m_f değerlerinde asenkron DGM kullanılır. Bunu yaparken taşıyıcı frekansı büyük bir değerdedir ve genellikle sabit tutulur. Referans işaretinin frekansı değiştirilerek m_f değiştirilir. Asenkron DGM’de m_f tamsayı değildir. Eğer inverter asenkron motor gibi bir yükü besliyorsa asenkron DGM’den dolayı oluşan harmonikler m_f den dolayı genlik olarak çok küçük olsa da, çok düşük frekanslarda yani çok düşük hızlarda istenmeyen çok büyük akımlara neden olurlar. Bu nedenle düşük frekanslarda asenkron DGM’den senkron DGM ye geçiş yapılmalıdır.

Ayrıca bir inverterde çıkışta var olan harmonikler m_f ’nin katları ve bunun yan bantlarında ortaya çıkarlar. m_f ne kadar büyük olursa, meydana gelen harmoniklerin frekans değeri de o kadar büyük olur. Yani harmoniklerin etkileri azalır. Hatta inverter çıkışına bir alçak geçiren filtre konularak bu yüksek frekanslı harmonikler ortadan kaldırılabilir. m_f değerini ise $m_f = f_s / f_m$ oranı gereği üçgen dalganın frekansı f_s ’ yi artırarak arttırabiliriz. Kısacası Çıkış geriliminin harmonik içeriklerini kontrol etmek için frekans modülasyon oranı m_f değiştirilir. Ayrıca m_f değeri tek ve tamsayı olursa Fourier analizindeki kosinüslü terimlerin katsayıları sıfır olurken sinüslü terimlerin katsayıları birer sonlu sayı olur. Yani dalga şeklimizde sadece tek harmonikler bulunur, çift harmonikler olmaz.

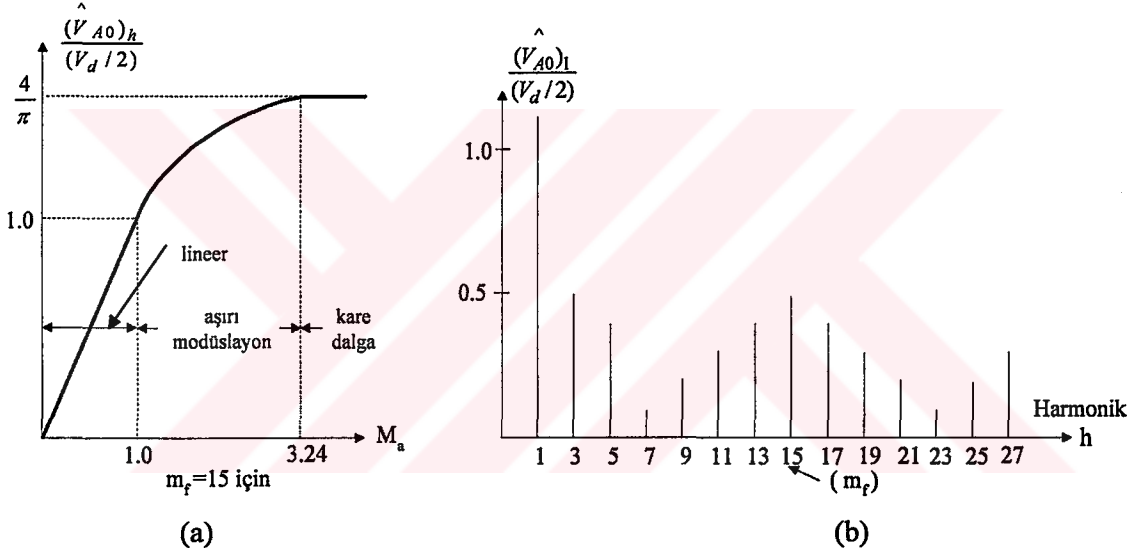
2.10 Aşırı Modülasyon ($M_a > 1.0$)

M_a ’nın (0, 1) değer aldığı aralıkta yani lineer bölgede çıkış gerilimi ana bileşeninin genliği M_a ile doğrusal değişir. DGM harmonikleri anahtarlama frekansında ve onun katları olan

frekanslarda ortaya çıkar. Lineer bölgedeki SDGM'nin bütün bu olumlu özelliklerine rağmen bir olumsuz özelliği vardır. Bu olumsuzluk, çıkış gerilimi ana bileşeninin yeterince büyük olmamasıdır. Bu durum ise iki şekilde çözülebilir.

1- DC-link gerilimini arttırmak.

2- DC-link gerilimi sabit ise, M_a modülasyon indeksi 1.0'in üstüne çıkarılır. Bu durum aşırı modülasyon olarak adlandırılır. Aşırı modülasyon yapmanın en büyük dezavantajı inverter çıkış geriliminde daha önceden olmayan harmoniklerin ortaya çıkmasıdır. Şekil 2.5(b) de gösterildiği gibi lineer bölgede etkin olmayan harmonikler bu bölgede etkin olabilir. Bununla birlikte aşırı modülasyonda ana bileşeninin genliği M_a ile doğrusal değişmez, artık m_f ye bağlıdır. Bu değer lineer bölgede m_f den bağımsız olarak sadece M_a ile doğrusal değişiyordu. Ayrıca aşırı modülasyonda DGM sadece sıfır geçiş noktalarında mevcuttur. Yani bu bölge de üçgen dalgayı bırakıp kare dalga genliği çiziyoruz.[Mohan, 1993].



Şekil 2.5 (a) $m_f = 15$ için M_a 'yı değiştirerek gerilim kontrolü, (b) $M_a=2,5$ ve $m_f= 15$ için aşırı modülasyonda oluşan harmonikler

Şekil 2.5(a)'dan $M_a > 1.0$ bölgesinde çıkış geriliminin M_a ile nasıl doğrusal olmayan değişim gösterdiği ve $M_a = 3$ ve üzeri değerlerde artık hiç değişmediği görülmektedir. Her iki bölge arasındaki fark, m_f 'nin etkisi bakımından da ortaya çıkar. Lineer bölgede $m_f > 9$ koşuluyla çıkış geriliminde m_f ye bağlı hiçbir değişim görülmezken, $M_a > 1.0$ bölgesinde çıkış gerilimi m_f 'nin değişimlerine oldukça duyarlıdır. Aşırı modülasyonda m_f 'nin değerine bakmaksızın senkron DGM yi tercih etmemiz gerekir. Ayrıca bu bölgede ana harmoniğin tepe değeri

$$\frac{V_d}{2} < (V_{Ao})_1 < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \text{ aralığında elde edilir.}$$

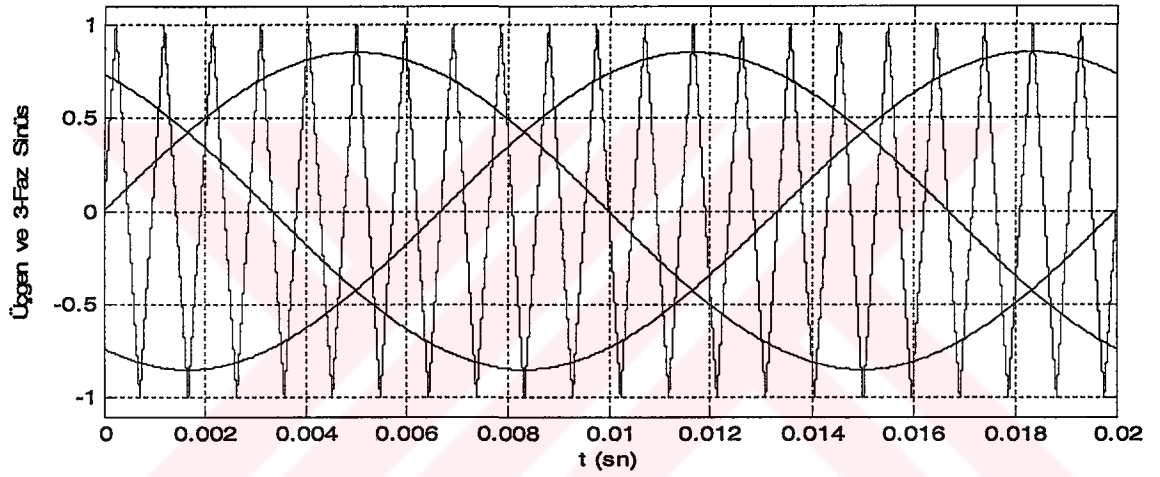
2.11 İki Seviyeli İnverterin Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM Kullanılarak

MATLAB/Simulink Benzetimi

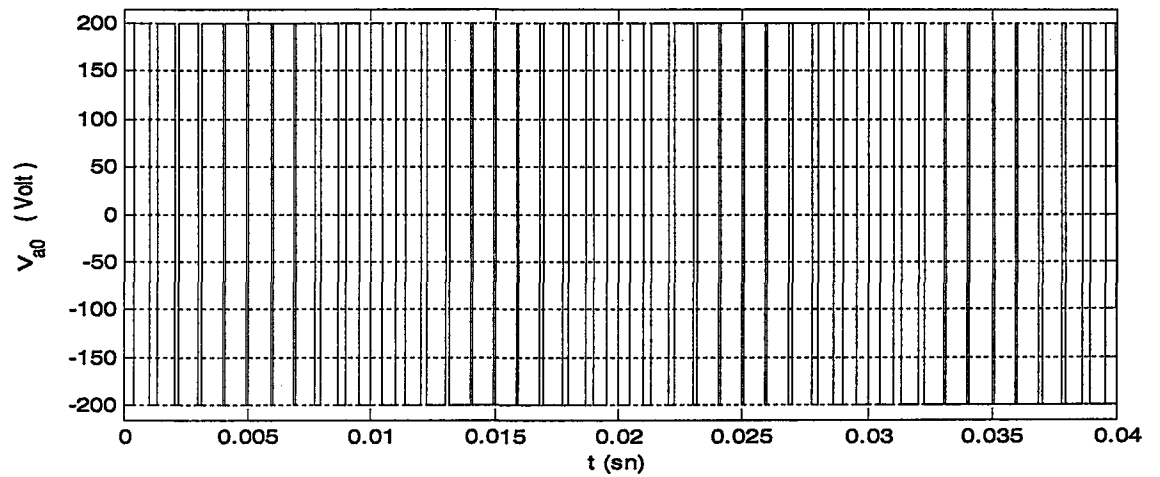
Tezin bu bölümünde 3-fazlı iki seviyeli inverterin bir RL yükünü beslemesi durumunda *MATLAB/Simulink*'te doğal örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) kullanılarak benzetimi yapılmıştır. Benzetim sonuçları anahtarlama frekansının 1050 Hz ve 5kHz, çıkış frekansının 50 Hz değerleri için lineer ve aşırı modülasyon bölgeleri için alınmış olup, kullanılan parametreler aşağıdaki gibidir.

$E = 400$ Volt $f_s = 1050$ Hz ve 5 kHz $L = 80$ mH
 $f = 50$ Hz $M_a = 0.85$ ve 1.5 $R = 15\Omega$

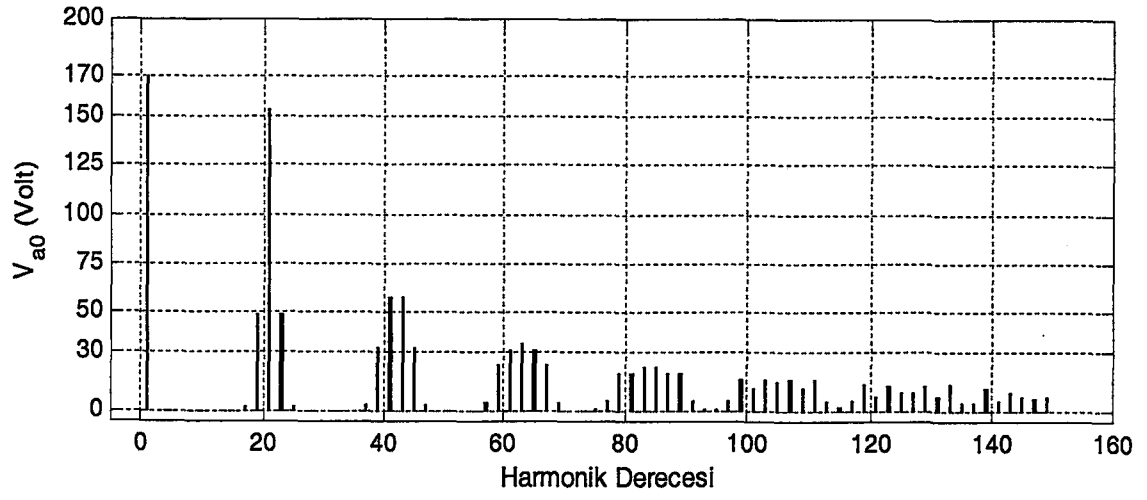
2.11.1 Modülasyon İndeksi $M_a = 0.85$ ve Anahtarlama Frekansı $f_s = 1050$ Hz İçin Sonuçlar



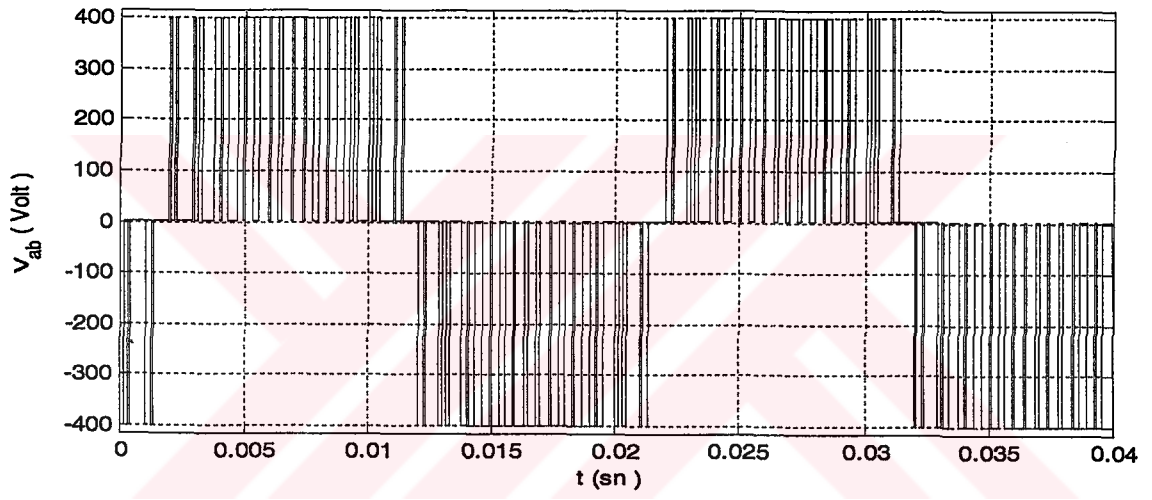
Şekil 2.6(a)



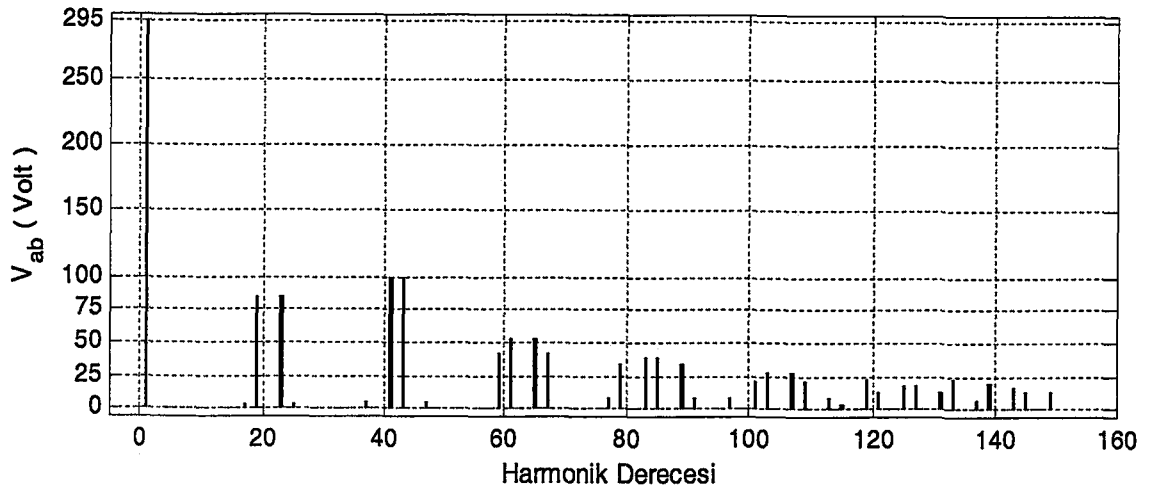
Şekil 2.6(b)



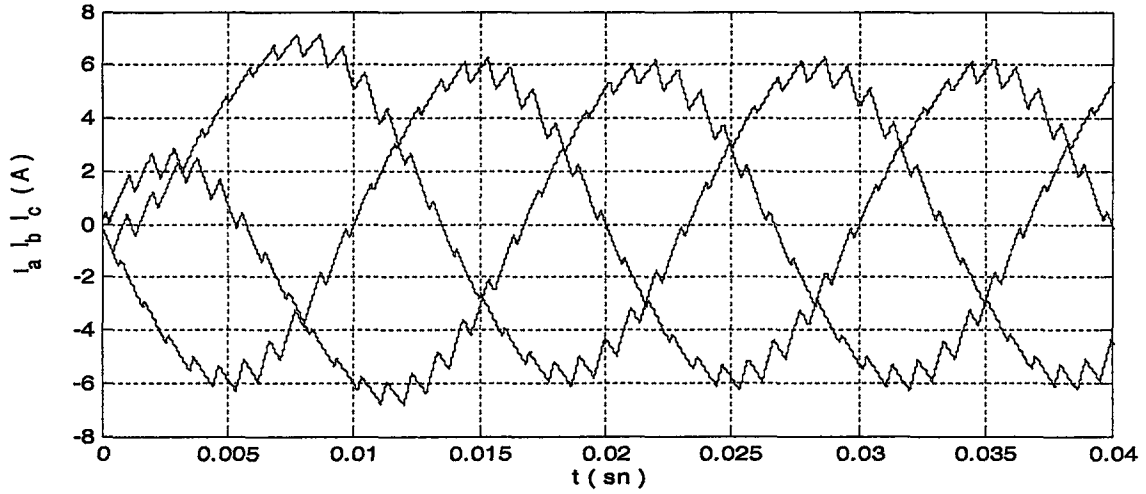
Şekil 2.6 (c)



Şekil 2.6(d)



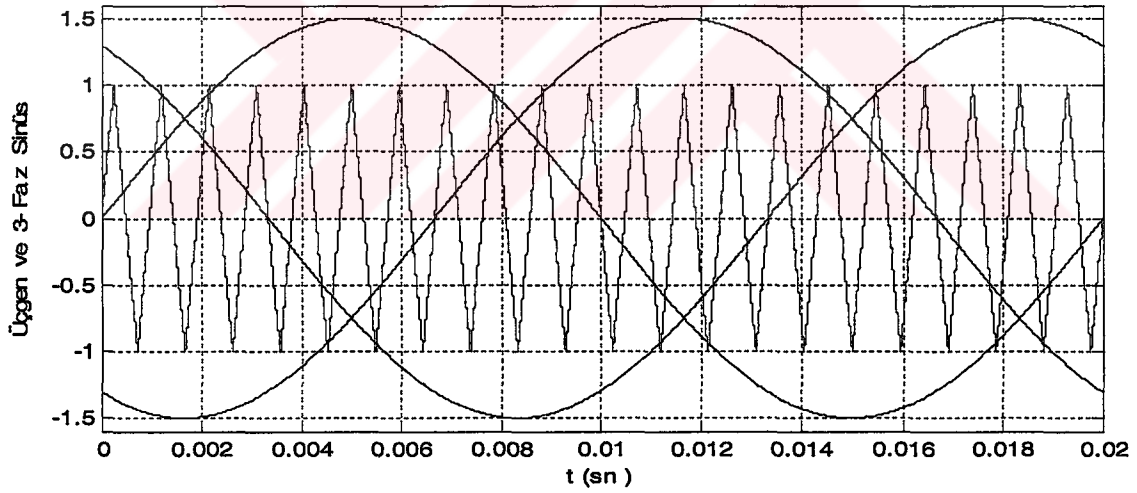
Şekil 2.6 (e)



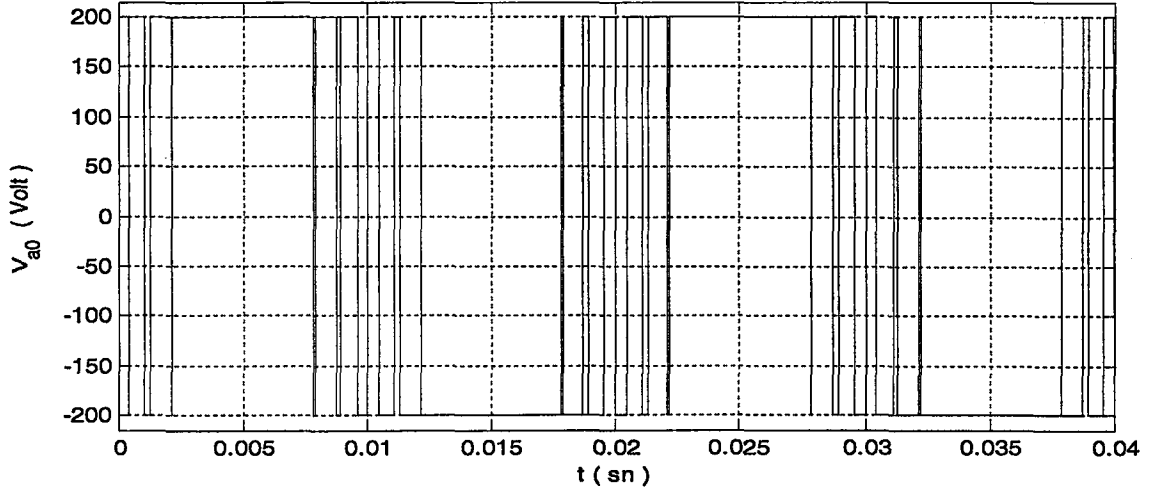
Şekil 2.6(f)

Şekil 2.6 Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM için $M_a = 0.85$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması durumunda (a) Üçgen ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-faz çıkış akımı dalga şekilleri.

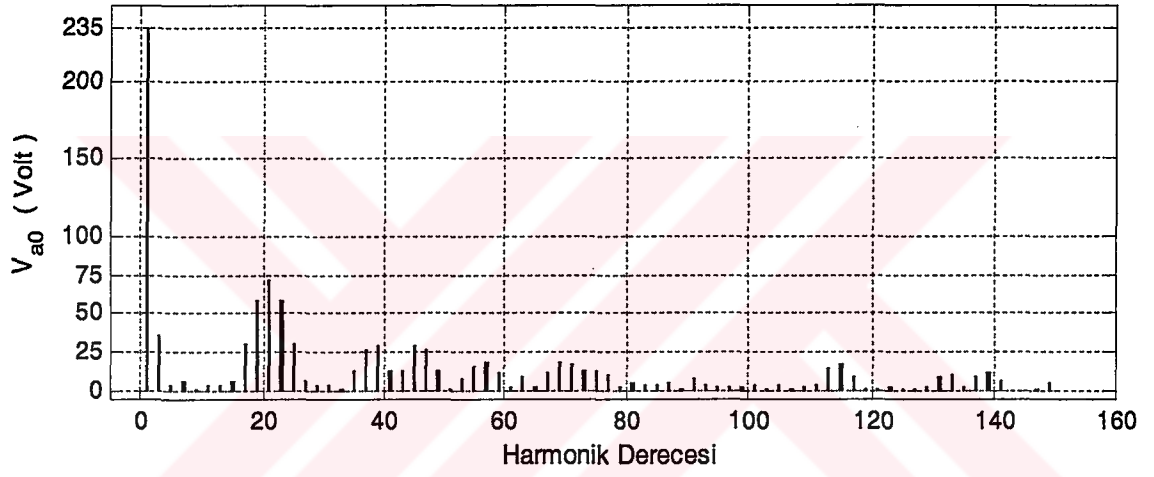
2.11.2 Modülasyon İndeksi $M_a = 1.5$ ve Anahtarlama frekansı $f_s = 1050$ Hz için sonuçlar



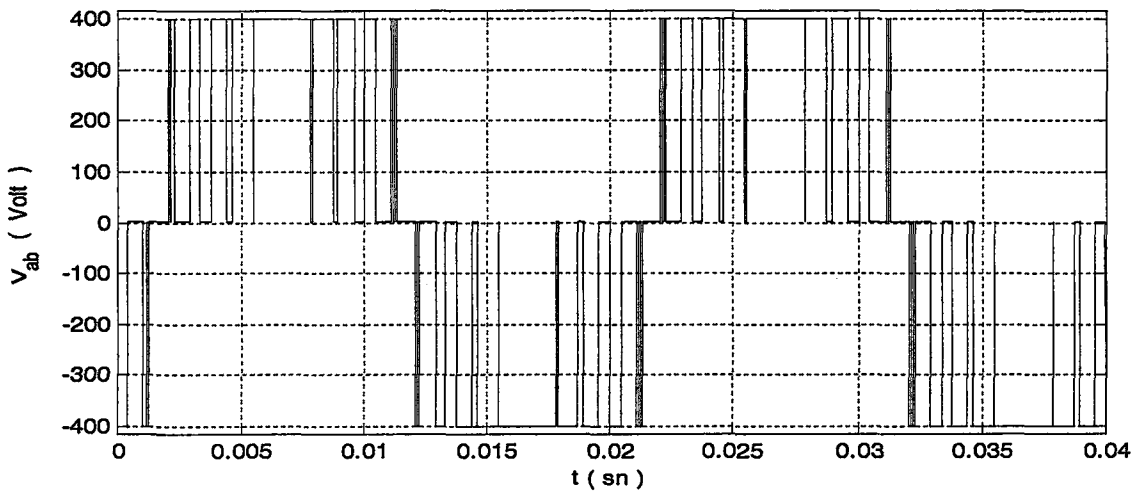
Şekil 2.7(a)



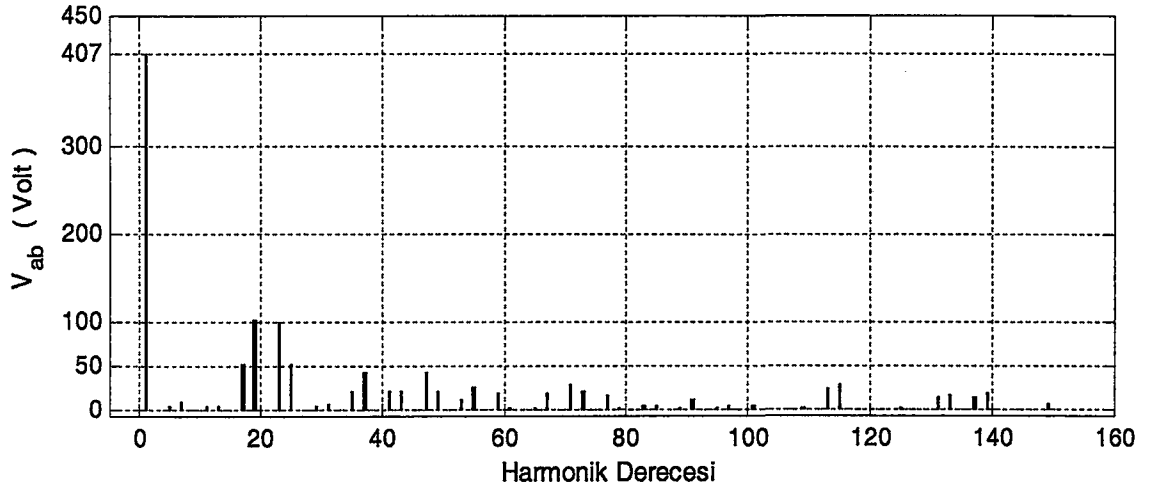
Şekil 2.7(b)



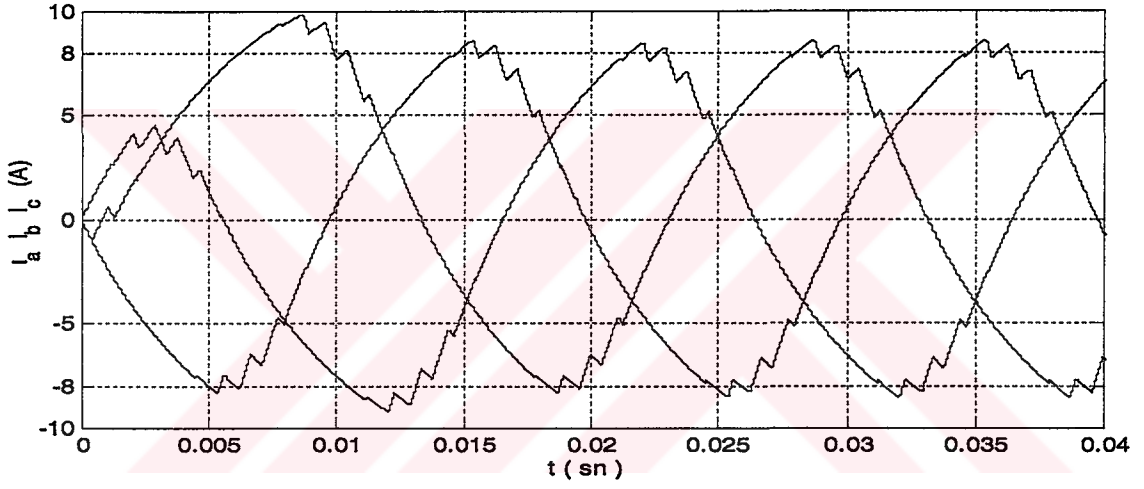
Şekil 2.7(c)



Şekil 2.7(d)



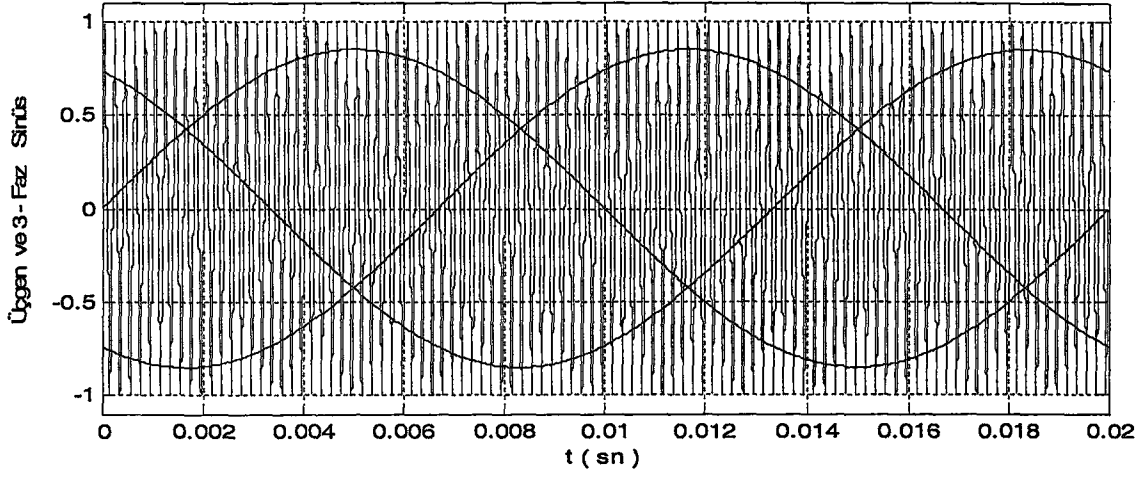
Şekil 2.7(e)



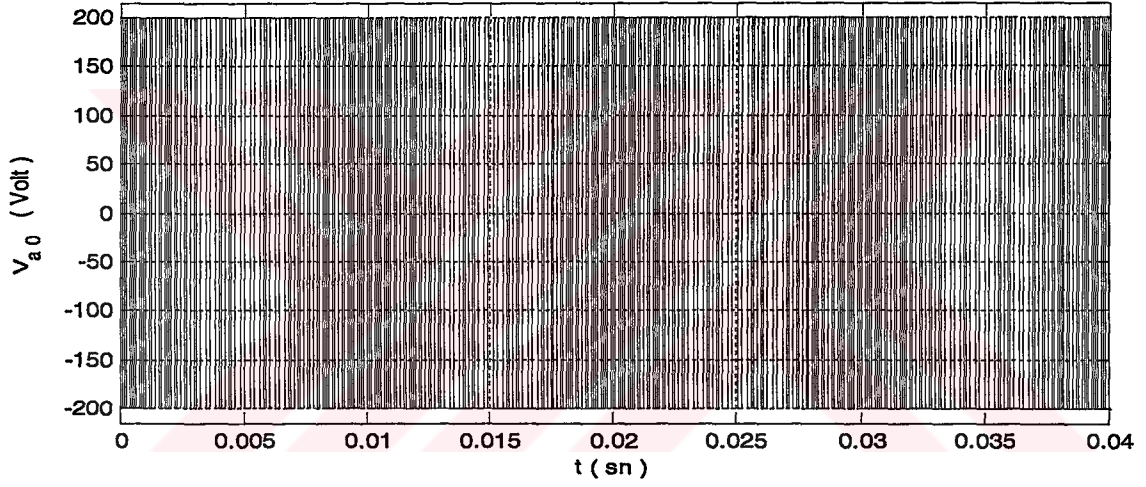
Şekil 2.7(f)

Şekil 2.7 Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM için $M_a = 1.5$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması durumunda (a) Üçgen ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

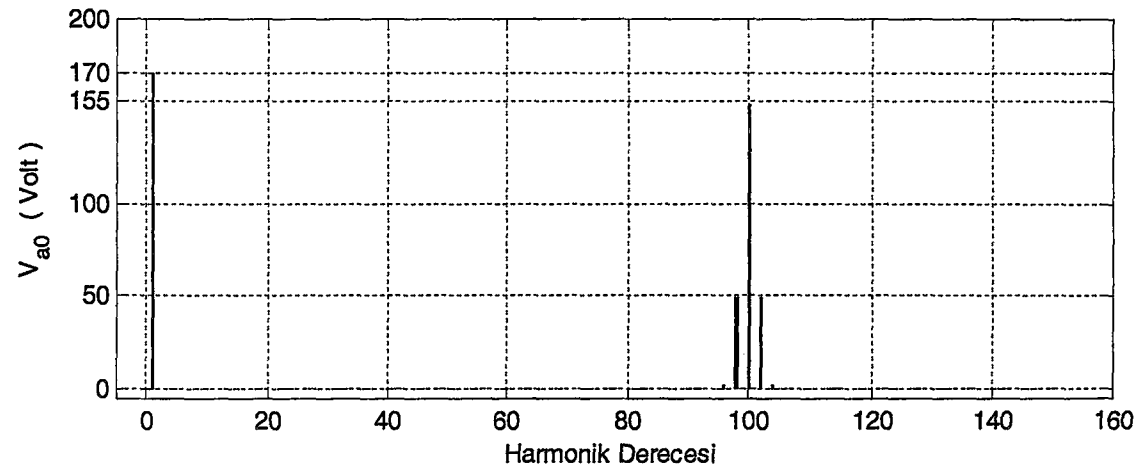
2.11.3 Modülasyon İndeksi $M_a = 0.85$ ve Anahtarlama frekansı $f_s = 5$ kHz için sonuçlar



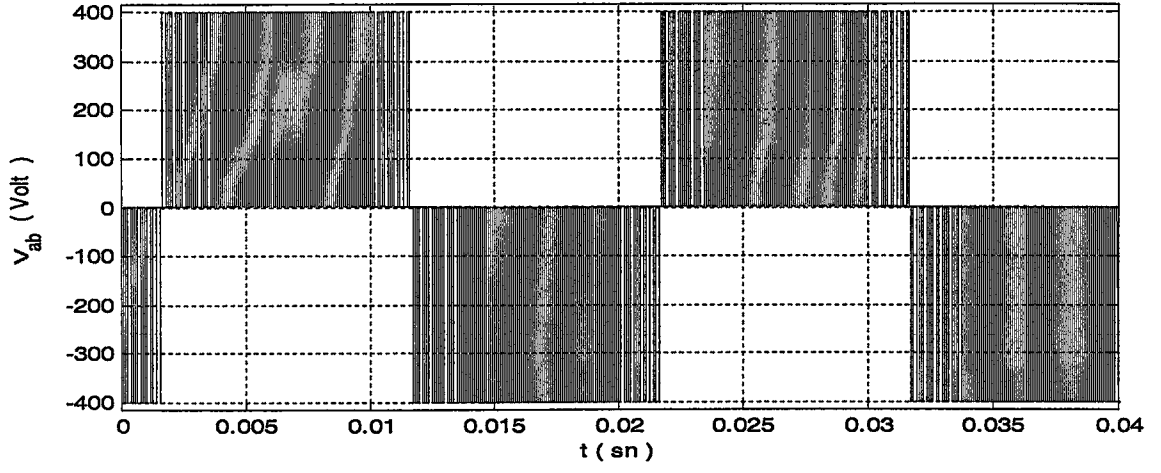
Şekil 2.8(a)



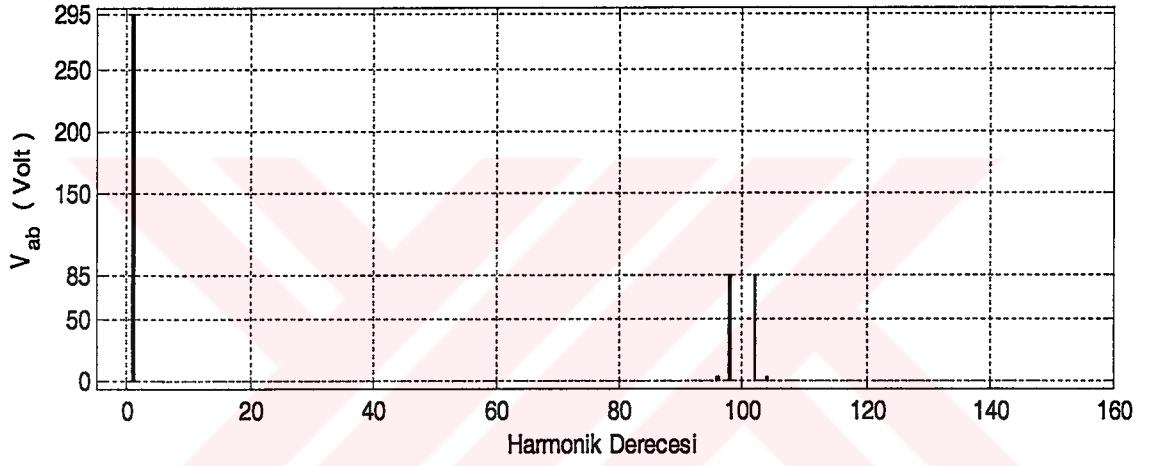
Şekil 2.8(b)



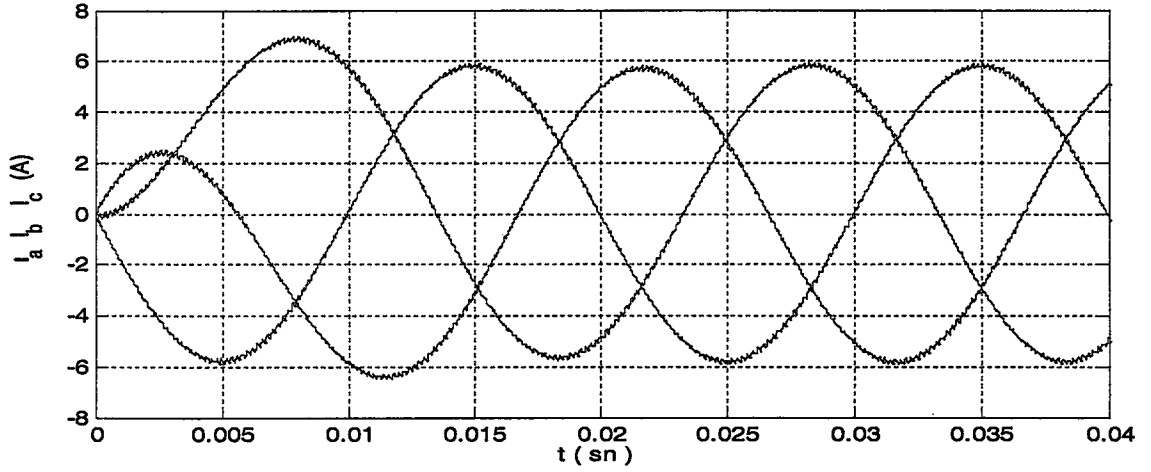
Şekil 2.8(c)



Şekil 2.8(d)



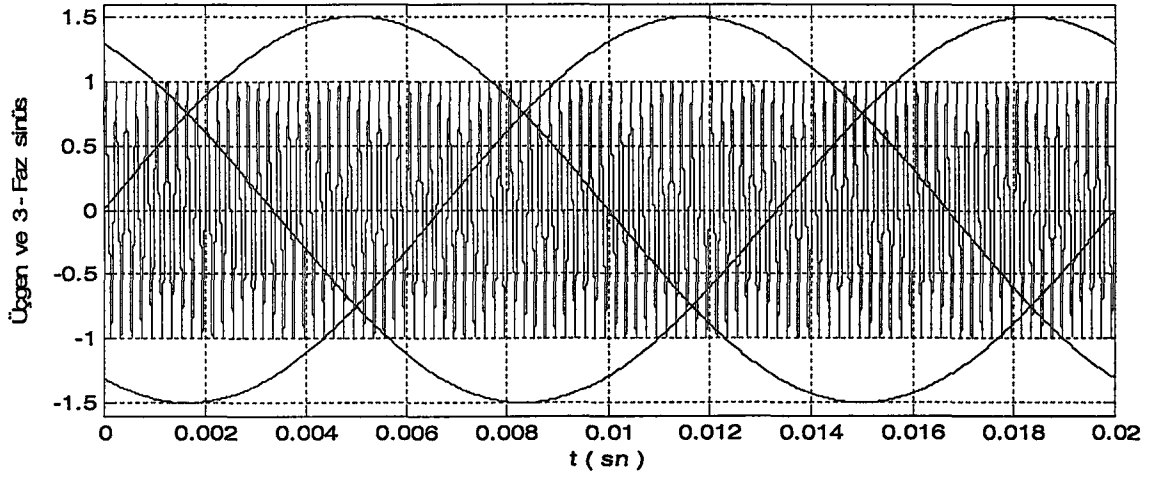
Şekil 2.8(e)



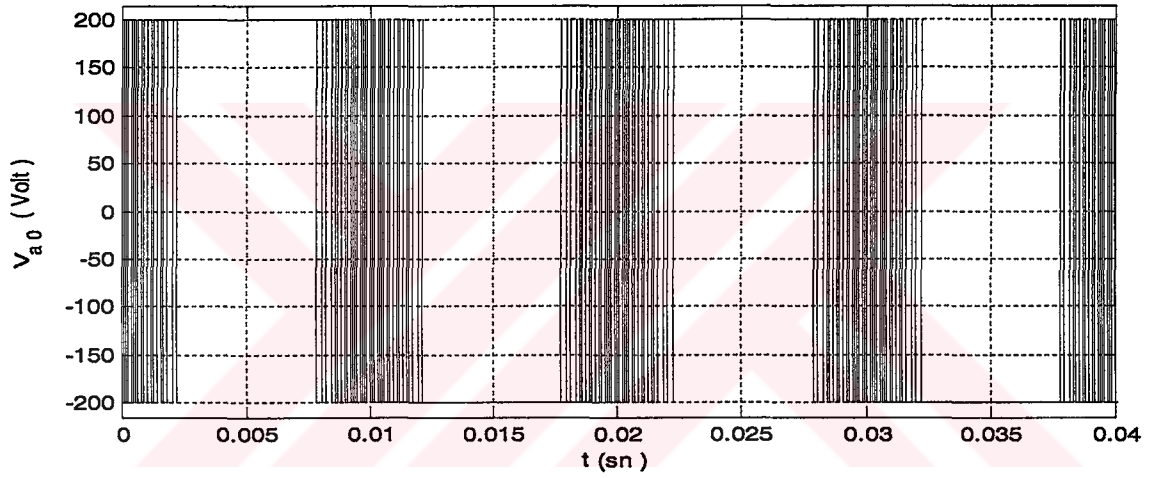
Şekil 2.8(f)

Şekil 2.8 Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM için $M_a = 0.85$ ve $f_s = 5$ kHz alınması durumunda (a) Üçgen ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

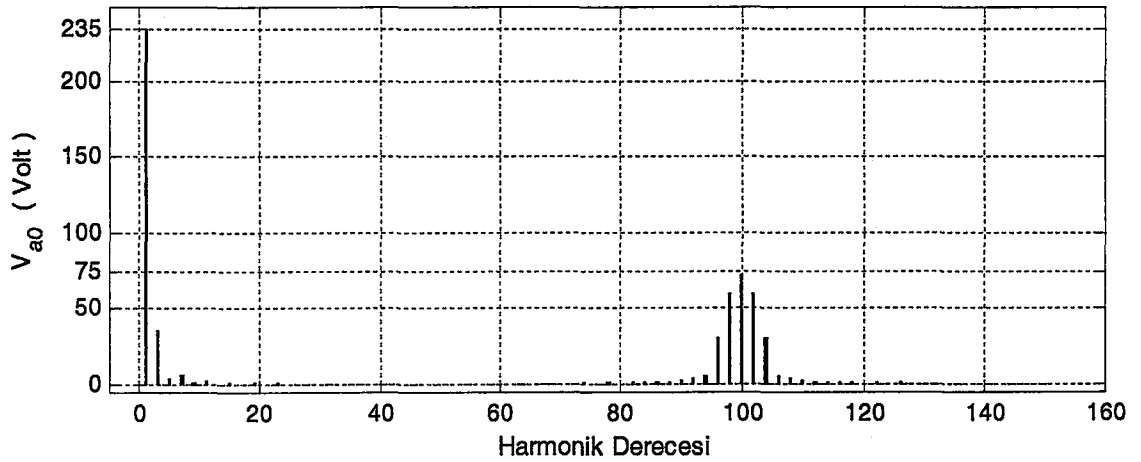
2.11.4 Modülasyon İndeksi $M_a = 1.5$ ve Anahtarlama frekansı $f_s = 5$ kHz için sonuçlar



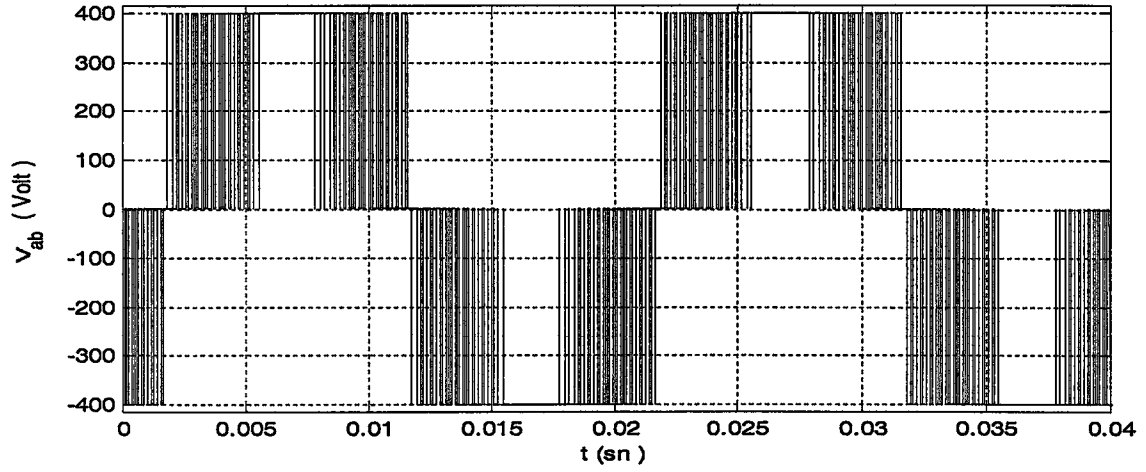
Şekil 2.9(a)



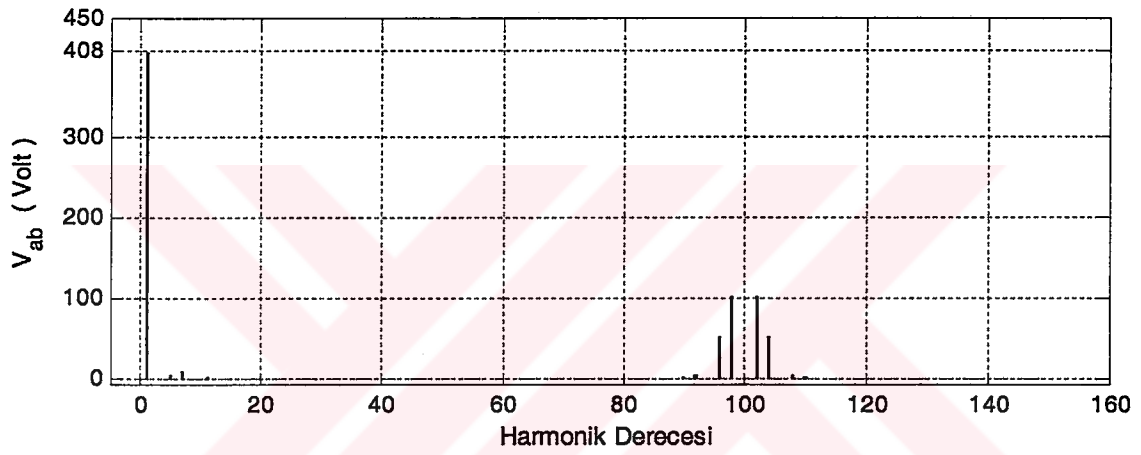
Şekil 2.9(b)



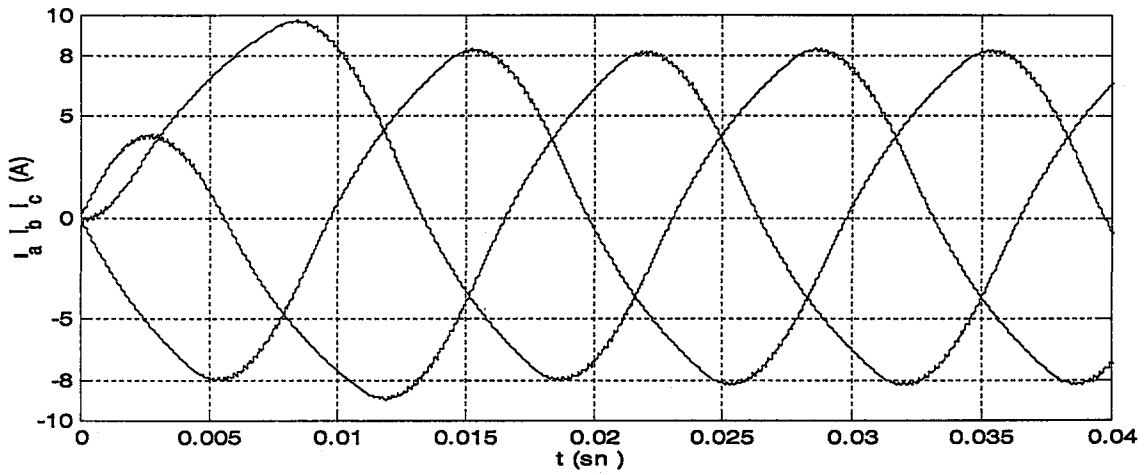
Şekil 2.9(c)



Şekil 2.9(d)



Şekil 2.9(e)



Şekil 2.9(f)

Şekil 2.9 Doğal Örneklemeli Sinüzoidal DGM için $M_a = 1.5$ ve $f_s = 5$ kHz alınması durumunda (a) Üçgen ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

2.12 Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

2.12.1 $f_s = 1050$ Hz için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

İki seviyeli inverter için faz gerilimi lineer modülasyon bölgesinde Şekil 2.6(b) ve aşırı modülasyon bölgesinde Şekil 2.7(b)'de görüldüğü gibi $-E/2$, $E/2$ iki seviyeli olarak elde edilmiştir. Yine hat gerilimi lineer modülasyon bölgesinde Şekil 2.6(d) ve aşırı modülasyon bölgesinde Şekil 2.7(d) de görüldüğü gibi $-E$, 0 , E üç seviyeli olarak elde edilmiştir.

Lineer Modülasyon Bölgesinde

Faz gerilimi ana harmoniğinin genliği $(E/2) * M_a = 200 * 0.85 = 170$ Volt olarak Şekil 2.6(c)'de elde edilmiştir. Hat gerilimi ana harmoniğinin genliği ise $170\sqrt{3} = 295$ Volt olarak Şekil 2.6(e)'de elde edilmiştir. Şekil 2.6(c) ve Şekil 2.6(e)'deki her iki harmonik spektrumuna bakılırsa, harmonikler $m_f = 21$ ve katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. Hat gerilimi spektrumunun faz gerilimi spektrumundan farkı, üç ve üçün katı harmoniklerin beklendiği gibi hat gerilimi spektrumunda ortaya çıkmamasıdır. Ayrıca her iki spektrumda dikkat edilecek diğer nokta, ana harmoniğe yakın harmoniklerin genlikleri büyük ve ortaya çıktıkları frekansların ana harmoniğin frekansına çok yakın olmasıdır. Bu sonuç iki seviyeli inverterlerin bilinen dezavantajlarından biridir. Bu durum faz geriliminin spektrumunda daha belirgindir.

Şekil 2.6(f) de ki akım dalga şeklinde, akım değeri $I = \frac{200 * 0.85}{Z = 29.269} = 5.8 \cong 6A$ olarak

elde edilmiştir. Spektrumlardan görüldüğü gibi ana harmoniğe yakın harmoniklerin büyük olması ve frekansların yakın olması akım dalga şeklinde bozukluğa yol açmıştır.

Aşırı Modülasyon Bölgesinde

Ana harmoniğin genliğini artırmak amacı ile yapılan aşırı modülasyonda, Şekil 2.7(c)'deki faz gerilimi ana harmoniğinin genliği $\frac{E}{2} < E_0 < \frac{4}{\pi} \frac{E}{2}$ aralığında $E_0 = 235$ Volt olarak elde edilmiştir. Şekil 2.7(e)'deki hat gerilimi ana harmoniğinin genliği ise $235\sqrt{3} = 407$ Volt olarak elde edilmiştir. Şekil 2.7(c) ve Şekil 2.7(e)'deki her iki harmonik spektrumuna bakılırsa, harmonikler $m_f = 21$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. Lineer modülasyonda olduğu gibi, hat gerilimi spektrumunun faz gerilimi spektrumundan farkı, üç ve üçün katı harmoniklerin beklendiği gibi hat gerilimi spektrumunda ortaya çıkmamasıdır. Ayrıca her iki spektrumda dikkat edilecek diğer nokta, ana harmoniğe yakın harmoniklerin büyük olmasıdır.

Aşırı modülasyon bölgesinde Şekil 2.7(c) ve Şekil 2.7(e)'deki iki harmonik spektrumlarının lineer modülasyon bölgesindeki Şekil 2.6(c) ve Şekil 2.6(e)'deki harmonik spektrumlarından farkı; lineer bölgede olmayan harmoniklerin burada ortaya çıkmasıdır. Bu sonuç aşırı modülasyon bölgesinde beklenen sonuçtur ve bir dezavantajdır.

Şekil 2.7(f)'deki akım dalga şeklinde, akım değeri $I = \frac{235}{Z = 29.269} \cong 8.1 A$ olarak elde

edilmiştir. Aşırı gerilim bölgesinde akımın genlik olarak artmasına rağmen, lineer bölgede olmayan harmoniklerin burada ortaya çıkmasından dolayı akım dalga şeklinin bozukluğu artmıştır.

2.12.2 $f_s = 5$ kHz için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Anahtarlama frekansı $f_s = 1050$ hz deki sonuçlardan farklı olarak burada,

Lineer Modülasyon Bölgesinde

Şekil 2.8(c) faz gerilimi spektrumu ve Şekil 2.8(e)'deki hat gerilimi spektrumundan da görüldüğü gibi, harmonikler $m_f = 100$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. Yine her iki spektrumda dikkat edilecek nokta, ana harmoniğe yakın harmoniklerin büyük olmasıdır. Bununla birlikte ana harmoniğe en yakın harmoniklerin frekansı çok büyük olduğundan ana harmoniğe etkileri azalmıştır. Bu sebeple Şekil 2.8(f)'deki akım dalga şekli daha düzgündür.

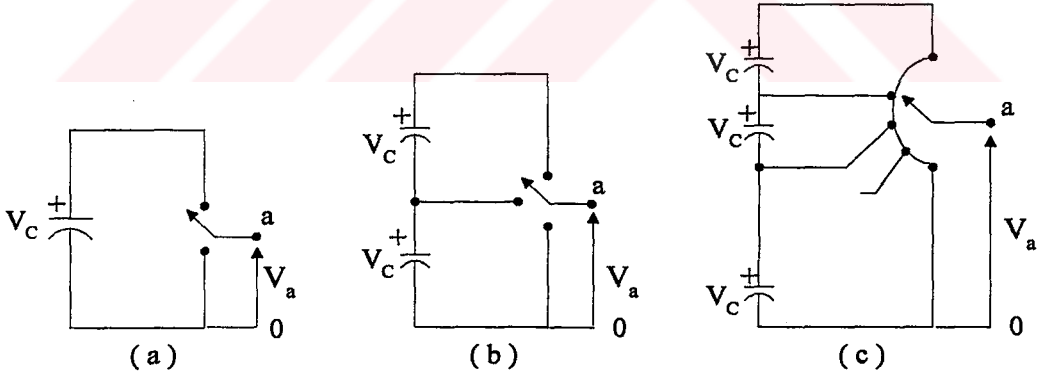
Aşırı Modülasyon Bölgesinde

Şekil 2.9(c) faz gerilimi spektrumu ve Şekil 2.9(e)'deki hat gerilimi spektrumundan da görüldüğü gibi, harmonikler $m_f = 100$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. Her iki spektrumda dikkat edilecek nokta, yine lineer bölgede olmayan harmoniklerin aşırı modülasyonda ortaya çıkmasıdır

3. ÇOK SEVİYELİ İNVERTERLER

İki seviyeli inverterler olarak bilinen geleneksel inverterlerde genellikle çeşitli DGM anahtarlama stratejileri ile birlikte yüksek anahtarlama frekansı tercih edilir. Çünkü iki seviyeli gerilim kaynaklı inverterlerde artan anahtarlama frekansı daha iyi çıkış akım/gerilim dalga şekline yol açmaktadır. Bununla birlikte orta veya yüksek güç/gerilim uygulamaları durumunda, iki seviyeli inverterlerin başlıca anahtarlama kayıpları ve anahtarların anma değerlerindeki kısıtlamadan dolayı yüksek frekansta çalışma için birkaç sınırlama vardır. Ayrıca orta ve yüksek güçlü uygulamalarda geleneksel inverterler düşük verim ve büyük transformatörler kullanılması nedeni ile yüksek fiyat gibi dezavantajlara da sahiptir. Bu sebeple inverter ailesinin yeni bir üyesi olan çok seviyeli inverter son yıllarda orta veya yüksek güç/gerilimli uygulamalar için bir çözüm olarak ortaya çıkarıldı [Choi, v.d 1991].

Bir grup güç yarıiletkenini ve kondansatörlü gerilim kaynağını içeren çok seviyeli inverterler, girişlerine uygulanan dc gerilimin birkaç seviyesinden anahtarlama ile çıkışta minimum harmonik distorsiyonlu sinüzoidal dalga şekline benzeyen bir merdiven dalga şekli meydana getirirler. Her bir ilave dc gerilim seviyesi, ac çıkış geriliminin dalga şekline bir basamak ekler. Belirli bir dayanma gerilimine sahip güç anahtarları, komutasyon yoluyla kondansatör gerilimlerini çıkış gerilimine yansıtarak çıkış geriliminin artmasına neden olurlar. Çok seviyeli inverterlerin en büyük avantajı düşük anahtarlama frekansında inverterin çıkış gücünde bir azalma olmadan, çıkış dalga şekillerinde harmoniklerin az olmasıdır.



Şekil 3.1 (a) 2-Seviyeli, (b) 3-Seviyeli, (c) m-Seviyeli inverterin bir faz bacağına ait devresi

Şekil 3.1’de güç yarıiletkenleri çok kademeli ideal bir anahtar ile temsil edilen çok seviyeli inverterin, bir faz bacağı verilmektedir. 2-seviyeli inverter kondansatörün negatif ucuna göre iki farklı çıkış üretirken, 3-seviyeli inverter üç farklı çıkış üretir... v.b. Çıkış gerilimi basamak değeri m ’nin, inverterin negatif terminali ile ilgili olduğu göz önünde bulundurularak; yükün iki fazı arasındaki gerilimin seviye sayısı ‘ $k = 2m - 1$ ’ dir. Örneğin beş-seviyeli inverterin fazlar arası gerilimi dokuz seviyelidir.

Çok seviyeli inverterlerde seviye sayısı üçten başlar. İnverterin seviye sayısı arttıkça çıkış dalga şeklinde harmonik distorsiyonu azalmaktadır. Seviye sayısı sonsuza gittiğinde çıkış geriliminde “Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD)” sıfır olmaktadır. Ancak, seviye sayısı arttıkça inverterin kontrolünde karmaşıklık ve çıkış geriliminde dengesizlik problemi görülmektedir. Bununla birlikte çok seviyeli inverterlerde gerçekleştirilebilir seviye sayısı; gerilim dengesizlik problemi, anahtarların gerilim tutma kapasitesi, devre dizaynı ve paketleme ile sınırlıdır. Çok seviyeli inverterlerin üç farklı devre topolojisi vardır [Sirisukprasert,1999]. Bunlar;

- 1- Diyot-Kenetlemeli,
- 2- Kondansatör-Kenetlemeli,
- 3- Kaskat Çok Seviyeli İnverterlerdir.

Araştırma sonuçları çok seviyeli inverter devrelerinin 30 yıldan beri var olduklarını göstermektedir. 1975’te çok seviyeli bir çıkış gerilimi elde etmek için ayrı dc kaynaklı tam köprü hücrelerin seri bağlandığı bir format ile tanımlanan kaskat çok seviyeli inverter kullanılmaya başlandı. Daha sonra bu devreye kaynak gerilimini tutan kenetleme diyotlarının ilave edilmesi ile diyot kenetlemeli çok seviyeli inverter elde edildi. Orta gerilim seviyesi nötr noktası olarak tanımlanan 3-seviyeli diyot kenetlemeli inverter, ilk olarak kullanılmaya başlandığı zaman “Nötr-Nokta Kenetlemeli (NPC)” inverter olarak adlandırıldı. Bu inverter üzerine Nabae ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmalarda NPC inverter hassas gerilim uyumu gerektirmeksizin anahtarın dayanma gerilim seviyesini iki katına çıkardığı için, devre topolojisi 1980’lerde daha çok kullanıldı. Daha sonra NPC inverter çok seviyeli inverter olarak kullanılmaya ve geliştirilmeye başlandı. Kaskat inverter daha önce bulunduğu halde 1990’ların ortasına kadar kullanımı yaygın değildi. Çok seviyeli inverter olarak en son ortaya çıkarılan inverter türü, 1990’ların ortalarında geliştirilen kondansatör kenetlemeli çok seviyeli inverterdir [Rodriguez, v.d, 2002].

Çıkışında iki veya üç seviyeli gerilim üretebilen bir tam köprü invertere kıyasla çok seviyeli inverter aşağıdaki avantajlara sahiptir [Calais, v.d , 1999].

1. Giriş akımı çok az gürültülüdür.
2. Eğer dc gerilim seviyesi yeteri kadar yüksek ise sadece temel anahtarlama frekansı ile sinüzoidale yakın çok seviyeli gerilim elde edilebilir. Temel anahtarlama frekansı anahtarlama kayıplarını minimize eder ve çoğu uygulama için uygundur.
3. Seviye sayısı yeteri kadar yüksek olduğu zaman meydana gelen harmonikler filtre gerektirmeyecek kadar küçük olur.
4. Çok seviyeli inverterler küçük Ortak-Mod gerilimi (CM=Common –Mod) üretirler. Böylece motorun davranışındaki stresler azalır. Ek olarak Ortak-Mod gerilimleri gelişmiş modülasyon metotlarıyla elimine edilir.

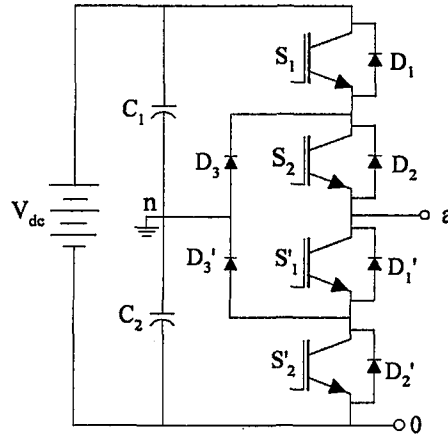
5. DC taraftaki yüksek gerilimler sadece bir anahtar tarafından tutulmak zorunda değildir. Seçilen çok seviyeli inverterin türüne ve seviye sayısına bağlı olarak bir grup anahtar tarafından tutulabilir. Birkaç gerilim seviyeli dc baranın bölünmesinden dolayı çok seviyeli inverterdeki anahtarlar, tam köprü bir inverterdeki anahtarlara uygulanan gerilime kıyasla daha küçük gerilim oranına sahip olur.
6. Kondansatör kenetlemeli ve kaskat çok seviyeli inverterler birden fazla anahtarlama imkanı sağlarlar. Bu durum birkaç yönden avantajlıdır. Örneğin, farklı gerilim seviyelerini dengelemek, anahtarlama frekansını minimize etmek ve her bir anahtarın eşit olarak çalışması için kullanılır.
7. Büyük oranda düşük, distorsiyonlu ve dv/dt 'li çıkış gerilimi üretirler.

Günümüzde çok seviyeli inverterler, ac güç kaynakları, statik reaktif güç (VAR) kompensatörleri, esnek ac iletim sistemleri (FACT), sürücü sistemleri gibi orta gerilim seviyeli yüksek güç uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Diğer uygulamaları; sac paketleyicileri, değirmenler, pompalar, taşıyıcılar, kompresörler, devre soğutucular, v.b alanlardır.

Üç seviyeli inverter hem geleneksel inverterler hem de çok seviyeli inverterler grubunda bulunduğu için, burada çok seviyeli inverter türleri ile ilgili ilk önce üç seviyeli inverter devreleri anlatılacaktır.

3.1 Diyot Kenetlemeli İnverterler

En basit diyot-kenetlemeli çok seviyeli inverter genellikle nötr-nokta kenetlemeli inverter olarak bilinir. Çıkış gerilimini m-seviyeli olarak üretmek için, dc barada (m-1) tane seri bağlı kondansatöre ihtiyaç duyulur. Bu seri kondansatörler, ana dc gerilimden çok seviyeli çıkış gerilimi elde etmek için kullanılır. Ayrıca her faz için gerekli olan kenetleme diyotlarının sayısı $(m-1).(m-2)$ dir [Nabae, v.d, 1981].



Şekil 3.2 Üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterin tek faz devre şeması.

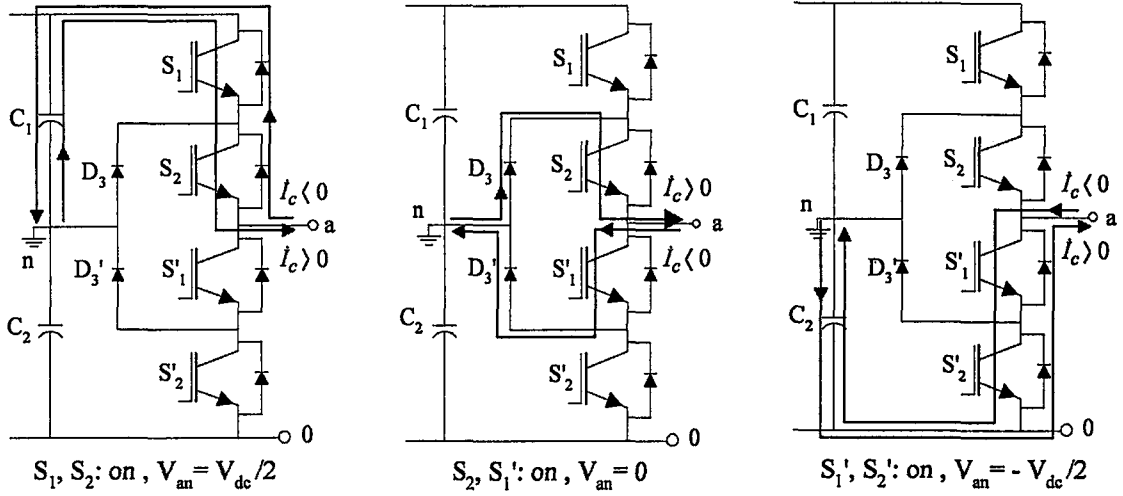
Şekil 3.2’de üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterin bir faz devresi ve Tablo 3.1 de çıkış gerilim seviyeleri ile bunlara karşılık gelen anahtar durumları gösterilmiştir. ‘1’ durumu anahtarın iletimde, ‘0’ ise anahtarın kesimde olduğunu gösterir. İki kondansatörün orta noktası olan ‘n’, nötr nokta olarak tanımlanır. Böylece V_{an} çıkış gerilimi $V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$ olarak üç seviyeye sahip olur. Çıkış gerilim seviyesinin $V_{dc}/2$ olması için S_1 ve S_2 , $-V_{dc}/2$ olması için S_1' ve S_2' ve sıfır olması için S_1' ve S_2 anahtarlarının iletimde olması gerekir. Bu durum Tablo 3.1 de özetlenmiştir. $S_1 - S_1'$ ve $S_2 - S_2'$ anahtarları tümleyen anahtar çiftleridir. S_1 iletimde olduğu zaman S_1' kesimdedir veya S_1 kesimde olduğu zaman S_1' iletimdedir. Bu durum $S_2 - S_2'$ anahtar çifti için de geçerlidir [Peng, 2000].

Tablo 3.1 Tek faz 3-seviyeli diyot kenetlemeli inverterin çıkış gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtar durumları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları			
V_{an}	S_1	S_2	S_1'	S_2'
$V_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

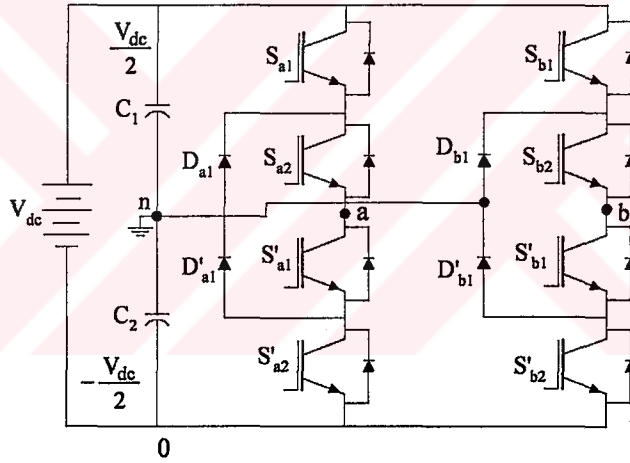
Bu devreyi geleneksel iki seviyeli inverterden ayıran elemanlar D_3 ve D_3' diyotlarıdır. Bu devrede D_3 diyotun anodu nötr noktasına, katodu ise S_1-S_2 anahtar çiftinin orta noktasına ve D_3' diyotunun katodu nötr noktasına, anodu ise $S_1' - S_2'$ anahtar çiftinin orta noktasına bağlıdır. Bu iki diyot, anahtar gerilimini ana dc geriliminin yarısına ayarlar. S_1 ve S_2 , her ikisi de iletimde olduğu zaman a ve 0 noktaları arasındaki gerilim V_{dc} 'dir. Bu durumda D_3' diyotu; C_1 üzerindeki gerilimi tutan S_1' anahtarı ile C_2 üzerindeki gerilimi tutan S_2' anahtarı arasında paylaşılan gerilimi dengeler. Bu devrede çıkış gerilimi V_{an} ac'dir ve V_{a0} dc gerilimdir. V_{an} ve V_{a0} arasındaki fark C_2 üzerindeki $V_{dc}/2$ gerilimi kadardır. Eğer, a ve 0 noktaları arasından çıkış alınırsa devre V_{dc} , $V_{dc}/2$ ve sıfır(0) çıkış gerilim seviyelerine sahip dc/dc konverter olur [Rodriguez, v.d , 2002].

Şekil 3.3'te üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterin anahtarlama durumlarına göre yük akım yolları gösterilmiştir. Burada I_c yük akımıdır.



Şekil 3.3 Tek fazlı üç-seviyeli diyot kenetlemeli inverterin akım yolları.

Şekil 3.2' deki tek faz bacaklı devreye, Şekil 3.4'teki gibi b faz bacağı da eklenirse 2 faz bacağı arasından 5-seviyeli bir çıkış alınabilir. Bu diyot kenetlemeli inverter için tam köprü inverter devresi olur [Cunyngham, 2001].



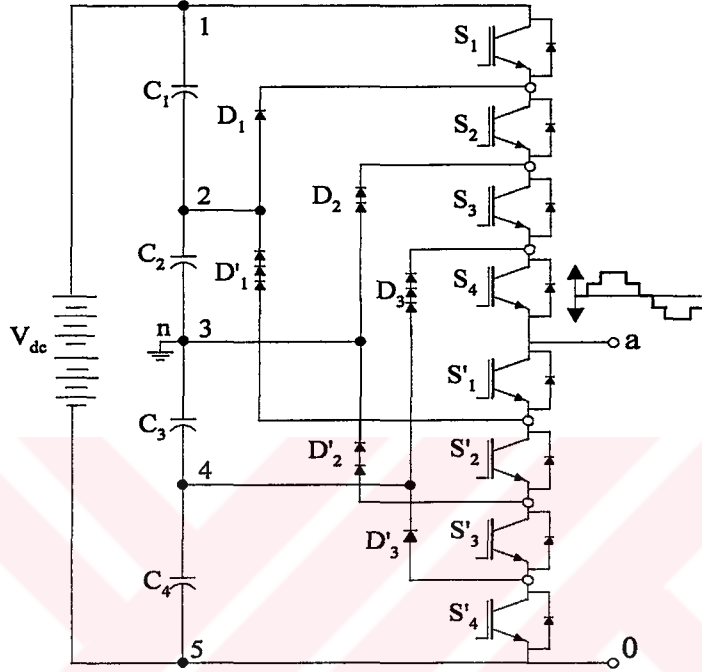
Şekil 3.4 Üç seviyeli diyot kenetlemeli tam köprü inverter devresi.

Tablo 3.2 Üç seviyeli diyot kenetlemeli tam köprü inverterin çıkış gerilimi ve bu seviyelere karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları

Fazlar Arası Gerilim	Anahtarlama Durumları							
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a1}'	S_{a2}'	S_{b1}	S_{b2}	S_{b1}'	S_{b2}'
V_{dc}	1	1	0	0	0	0	1	1
$V_{dc}/2$	0	1	1	0	0	0	1	1
0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1	0	1	1	0
$-V_{dc}$	0	0	1	1	1	1	0	0

Şekil 3.4' teki devrede a ve b fazları arasında V_{dc} , $V_{dc}/2$, 0 , $-V_{dc}/2$, $-V_{dc}$ değerlerinde 5-seviyeli bir çıkış alınır. Bu çıkış gerilim seviyelerine karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları Tablo 3.2'de gösterilmiştir [Menzies, v.d , 1994].

Diyot kenetlemeli çok seviyeli inverterlerde bir tek faz bacağından da 5-seviyeli ac çıkış gerilimi alınabilir. Şekil 3.5'te dc ana barası C_1, C_2, C_3 ve C_4 kondansatörlerinden meydana gelen 5-seviyeli diyot kenetlemeli inverterin tek faz devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.5 Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin tek faz devresi.

Tablo 3.3 Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin tek faz bacağına ait çıkış gerilim seviyeleri ve bu seviyelere karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları

Faz Gerilimi	Anahtarlama Durumları							
V_{an}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1'	S_2'	S_3'	S_4'
$V_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-V_{dc}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-V_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

V_{dc} ana gerilimine göre, her kondansatörün gerilimi $V_{dc}/4$ 'tür. Kenetleme diyotları sayesinde her bir anahtar üzerine düşen gerilim bir kondansatör gerilimi $V_{dc}/4$ kadardır. Bu devrede çok seviyeli çıkış geriliminin nasıl meydana geldiğini açıklamak için nötr noktası n, referans noktası olarak kabul edilir. a ve n noktaları arasında 5 seviyeli çıkış gerilimi oluşması için 5 anahtar kombinasyonu vardır. Bu anahtar kombinasyonları Tablo 3.3'te gösterilmiştir. Tabloda, '1' durumu anahtarın iletimde, '0' ise anahtarın kesimde olduğu anlamındadır.

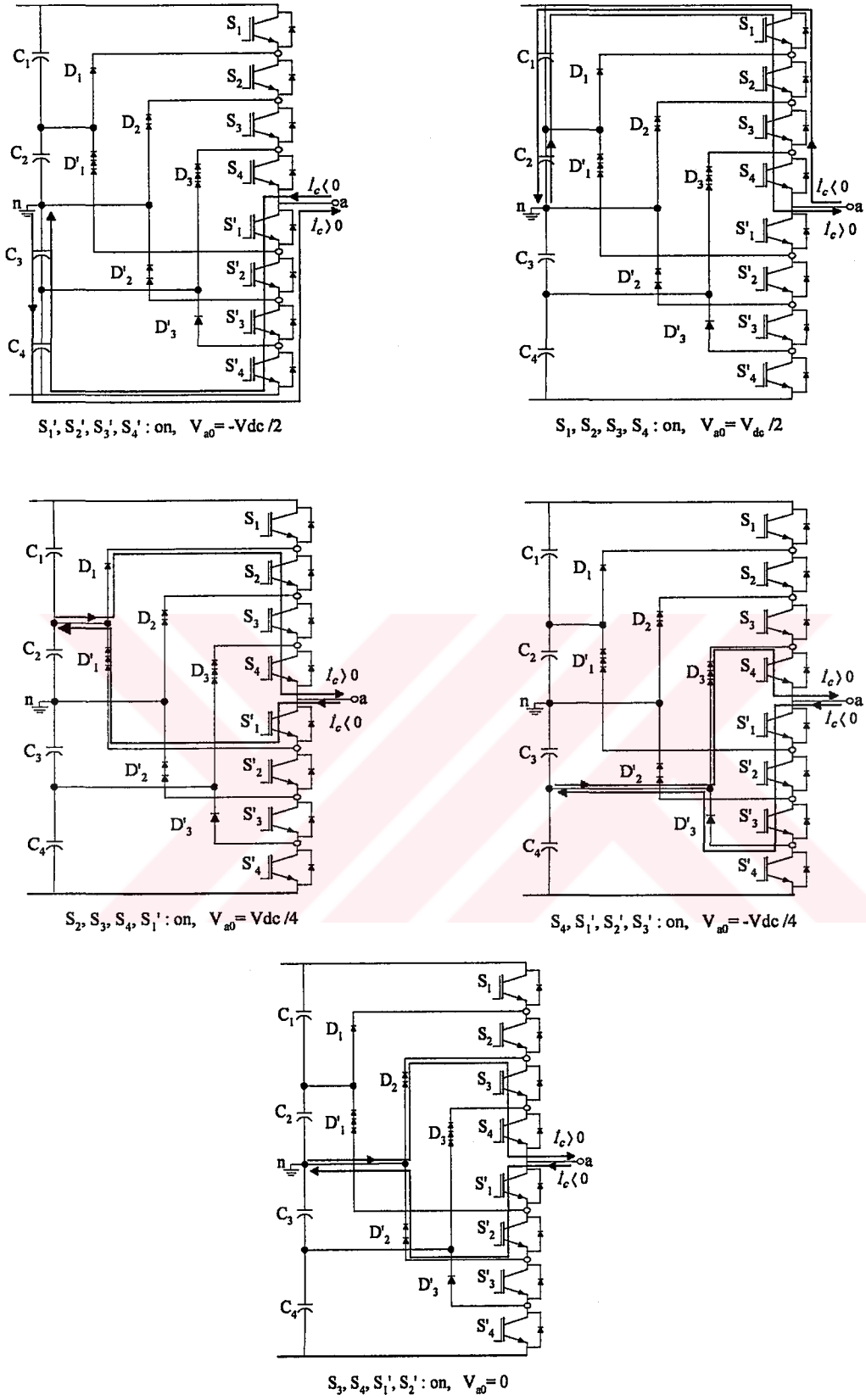
Bu devrede, bir faz bacağında dört eşlenik anahtar çifti mevcuttur. Bunlar S_1-S_1' , S_2-S_2' , S_3-S_3' ve S_4-S_4' tür. Bu eşlenik anahtar çiftlerinden biri iletimde iken diğerinin mutlaka kesimde olması gerekir. Örneğin S_1 iletimde ise S_1' kesimde veya S_1' iletimde ise S_1 kesimde olmalıdır. İletimde her bir anahtar, sadece $V_{dc}/(m-1)$ gerilim seviyesini tutarken; kenetleme diyotları ters gerilimi dengelemek için farklı dayanma gerilimlerine sahip olmalıdır. Şekil 3.5'te gösterildiği gibi alttaki bütün anahtarlar iletimde olduğu zaman D_1' diyotu $3V_{dc}/4$ kondansatör gerilimini ($3V_{dc}/4$) tutması gerekir. Benzer şekilde D_2 ve D_2' $2V_{dc}/4$ ü ve D_3 $3V_{dc}/4$ ü tutması gerekir. Her faz için gerekli diyotların sayısı $(m-1).(m-2)$ olduğu ve her bir kenetleme diyotu gerilim değerinin iletimdeki anahtar gerilim değeri ile aynı olduğu varsayılır [Rodriguez, v.d , 2002].

Şekil 3.5'te a ve 0 noktaları arasında V_{dc} , $3V_{dc}/4$, $V_{dc}/2$, $V_{dc}/4$, 0 değerlerinde 5 değişik dc çıkış alınabilir. Bu durumda devre dc/dc konverter olarak çalışır. Tablo 3.4'te bu gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları gösterilmiştir [Sirisukprasert,1999].

Tablo 3.4 Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin a ve 0 noktaları arasında dc çıkış gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtarlama durumları

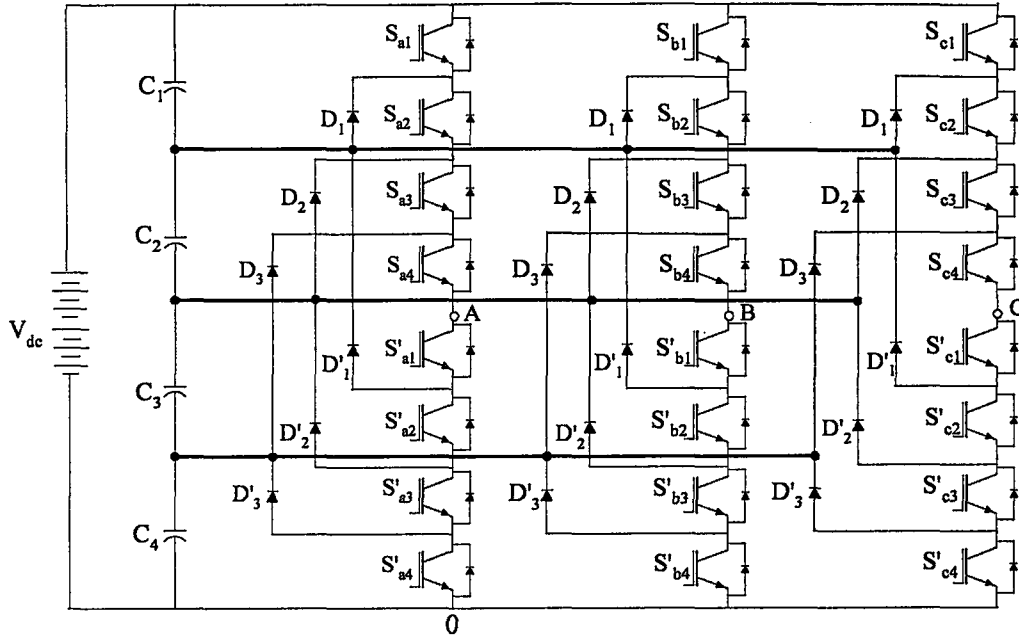
Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları							
V_{a0}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a1}'	S_{a2}'	S_{a3}'	S_{a4}'
V_{dc}	1	1	1	1	0	0	0	0
$3V_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$V_{dc}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$V_{dc}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1

Şekil 3.6'da beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin anahtarlama durumlarına göre yük akım yolları gösterilmiştir. Burada I_c yük akımıdır.



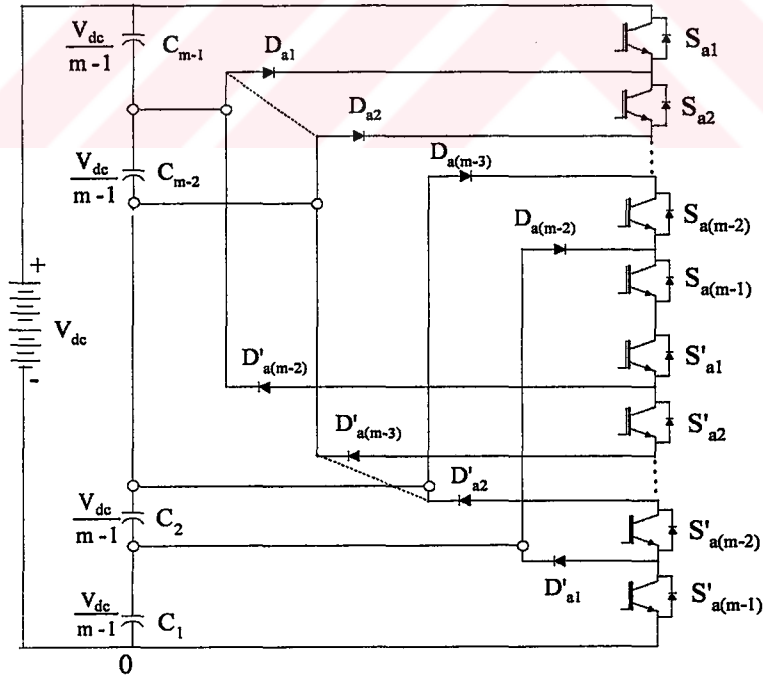
Şekil 3.6 Tek Fazlı 5-Seviyeli diyot kenetlemeli inverterin yük akım yolları.

3 fazlı 5 seviyeli diyot kenetlemeli inverterin devre şeması Şekil 3.7’de gösterilmiştir.



Şekil 3.7 Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin 3 faz devresi.

Diyot kenetlemeli inverterde seviye sayısı arttıkça kullanılan ekstra diyotlardan dolayı inverter devresi elverişsiz hale gelmektedir. Şekil 3.8’de m-seviyeli diyot kenetlemeli inverterin bir faz bacağı gösterilmiştir [Cunyngham, 2001].



Şekil 3.8 Tek fazlı m- seviyeli diyot kenetlemeli inverter devresi

Şekil 3.8’de D_{a2} ile gösterilen aslında bir diyot grubudur ve seri bağlı iki diyottan oluşmaktadır. D_{a2} diyot grubundan her bir diyot bir kondansatör gerilimini tutabilmelidir. $D_{a(m-2)}$ diyot grubunda ise seri bağlı $(m-2)$ tane diyot bulunmaktadır. Yine bu diyot grubundan her bir diyot $(m-2)$ tane kondansatörden bir tanesinin gerilimini tutmalıdır. Ek olarak kondansatörler, seri kondansatörlerin gerilim dengesizliği ile sonuçlanan aynı şarj vedeşarj akımını paylaşmazlar [Tolbert, v.d, 1997]. m seviyeli diyot kenetlemeli çok seviyeli inverterin avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir [Lai, v.d, 1996].

Avantajları

- m seviye sayısının artması harmonik distorsiyonunu azaltır.
- Bütün fazlar aynı dc barayı paylaşır.
- Reaktif güç akışı kontrol edilebilir.
- Temel anahtarlama frekansı için yüksek verimlilik vardır.
- Kontrol metodu diğerlerine nazaran basittir.

Dezavantajları

- Her faz $(m-1).(m-2)$ tane kenetleme diyotu gerektirir.
- Aktif güç akışı kondansatörlerin dengesizliğinden dolayı zordur.
- Görev periyotlarından dolayı, anahtarlar iletim durumunda farklı akım taşıma değerleri gerektirir.
- Çıkış geriliminin oluşumu kolay değildir.
- DC-linkteki kondansatörlerde gerilim dengesizlik problemi vardır.

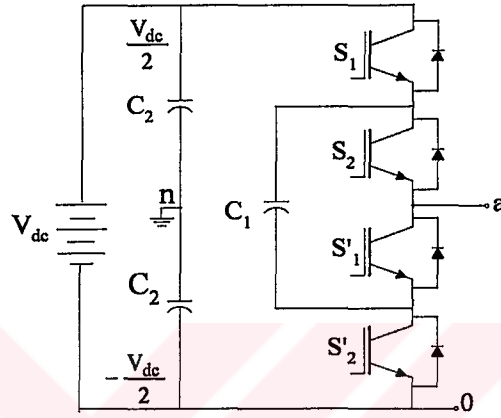
3.1.1 Diyot Kenetlemeli İnverter İçin Gerilim Dengesizlik Problemi

Diyot kenetlemeli inverterde dc-linkte kullanılan kondansatör düzeneğindeki problem, normal çalışma esnasında yük tarafından Şekil 3.5’te gösterilen 2 ve 4 nolu düğümlerden net bir ortalama akım çekilmesidir. Bu durum dc-link gerilim seviyelerinde bir dengesizliğe yol açar ve kondansatörlerin farklı şarj vedeşarj sürelerine sahip olmasına sebep olur. Geçici durum esnasında veya PWM sinyallerinin dengesinde çok az bir bozulma meydana geldiğinde, nötr yani 3 nolu düğümden net bir ortalama akım çekilir. Bu durum yine kondansatörlerde gerilim dengesizliğine yol açar. Problemlerin her ikisi de anahtarların hızlı bir şekilde bozulmasına neden olur [Steinke, 1998]. Bu yüzden sürücü, çalışmasını doğru bir şekilde sürdürmesi için kondansatörlerde gerilimi dengeleme yöntemlerinden birini kullanmak gerekir. Gerilim dengesizlik problemini çözmek için literatürde en çok kullanılan yöntemler aşağıdaki gibi sıralanmıştır.

- Akümülatör veya kontrollü DGM gerilim regülatörleri gibi sabit dc gerilim kaynakları ile kondansatörlerin yerini değiştirmek,

- Üç-fazlı transformatör ile elde edilen ac gerilimden, diyot doğrultucu kullanarak tek bir dc-link gerilimi elde etmek ve Şekil 3.5'teki gibi ayrı kondansatörler kullanarak dört eşit gerilim seviyesine bölmek,
- İki adet diyot kenetlemeli inverteri bir kondansatör ile birbirine bağlamak,
- DC-linkteki kondansatörlerin her ikisi için gerilim dengeleyici devreler kullanmak,
- Uzak vektör DGM'de anahtarlama stratejisini değiştirmek.

3.2 Kondansatör Kenetlemeli İnverter



Şekil 3.9 Üç seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin tek faz devre şeması.

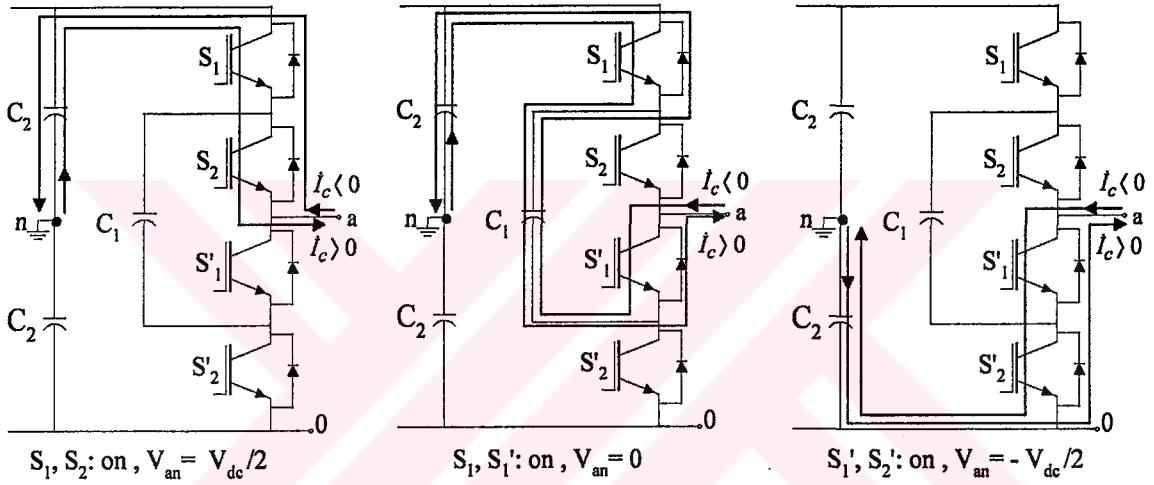
Tablo 3.5 Tek fazlı, üç seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin çıkış gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtar kombinasyonları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları			
V_{an}	S_1	S_2	S'_1	S'_2
$V_{dc} / 2$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
0	0	1	0	1
$-V_{dc} / 2$	0	0	1	1

Tek fazlı, 3 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin temel devresi Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Bu inverter bağımsız kondansatörlerin anahtar gerilimini bir kondansatör gerilimine kenetlediği "flying capacitor" inverter olarak da adlandırılır. m seviyeli çıkış gerilimi üretmek için dc barada (m-1) kondansatöre ihtiyaç duyulur. Bu devrede C_1 kondansatörü kenetleme, diğer bir deyişle denge kondansatörüdür. Kenetleme kondansatör sayısı faz başına $(m-1)(m-2)/2$ ile belirlenir. Kondansatör kenetlemeli inverter, diyot kenetlemeli invertere benzemektedir. Bununla birlikte kondansatör kenetlemeli inverter topolojisi, çıkış dalga şeklinin meydana gelmesinde daha fazla esnekliğe sahiptir. Kenetleme kondansatörleri gerilimin dengelenmesine yardımcı olur [Lai, v.d, 1996].

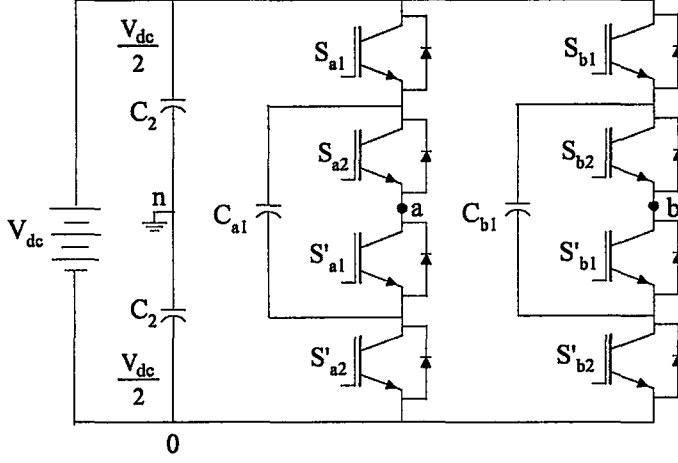
Şekil 3.9'daki inverter devresinde a ve n noktaları arasında $V_{an} = V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$ değerlerinde 3 seviyeli bir çıkış elde edilebilir. $V_{dc}/2$ gerilim seviyesi için S_1 ve S_2 , $-V_{dc}/2$ gerilim seviyesi için ise S_1' ve S_2' anahtarlarının iletimde olması gerekir. Sıfır seviyesi için ya S_1 ve S_1' ya da S_2 ve S_2' anahtarlarının iletimde olması gerekir. İnverterin çıkış gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtar kombinasyonları Tablo 3.5'te gösterilmiştir. S_1 ile S_1' iletimde olduğu zaman C_1 kenetleme kondansatörü şarj ve S_2 ile S_2' iletimde olduğu zaman C_1 kenetleme kondansatörü deşarj olmaktadır. C_1 'in şarj olması sıfır-seviye için seçilen uygun anahtarlama kombinasyonu ile dengelenebilir [Rodriguez, v.d, 2002].

Şekil 3.10'da üç seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin anahtarlama durumlarına göre yük akım yolları gösterilmiştir. Burada I_c yük akımıdır.



Şekil 3.10 Tek fazlı, 3-seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin yük akım yolları.

Şekil 3.9'daki tek faz inverter devresine şekil 3.11'deki gibi b faz bacağı da eklenirse iki faz bacağı arasından 5 seviyeli bir çıkış gerilimi alınabilir. Bu devre kondansatör kenetlemeli inverter için tam köprü devredir. Şekil 3.11'den de görüldüğü gibi kondansatör kenetlemeli inverterde diyot kenetlemelide olduğu gibi tek faz bacağından 0, $V_{dc}/2$, V_{dc} şeklinde 3 farklı pozitif çıkış elde edilebilir. V_{ab} 'nin negatif kısmı $-V_b$ 'yi yani 0, $-V_{dc}/2$, $-V_{dc}$ 'yi üretmek için diyot kenetlemelide olduğu gibi b fazı devreye eklenmiştir [Cunyngham, 2001]. Tablo 3.6, 2 faz arasında 5 seviyeli çıkış üretmek için mümkün olan anahtarlama kombinasyonlarını göstermektedir [Menzies, v.d, 1994].



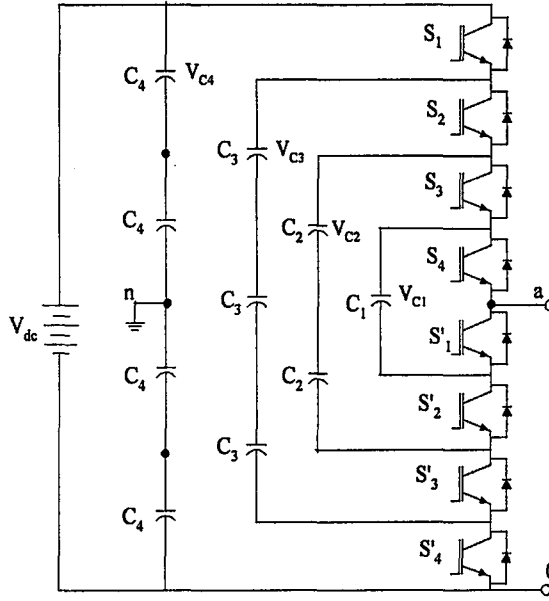
Şekil 3.11 Üç seviyeli kondansatör kenetlemeli tam köprü inverter devresi.

Tablo 3.6 Üç seviyeli kondansatör kenetlemeli tam köprü inverterin çıkış gerilim seviyeleri ve bu seviyelere karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları							
V_{ab}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a2}'	S_{a1}'	S_{b1}	S_{b2}	S_{b2}'	S_{b1}'
V_{dc}	1	1	0	0	0	0	1	1
$V_{dc}/2$	1	0	1	0	0	0	1	1
$V_{dc}/2$	1	1	0	0	0	1	0	1
$V_{dc}/2$	0	1	0	1	0	0	1	1
0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0
$-V_{dc}/2$	0	1	1	1	1	1	0	0
$-V_{dc}/2$	0	1	0	1	1	1	0	0
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1	0	1	0	1
$-V_{dc}$	0	0	1	1	1	1	0	0

Diyot kenetlemeli inverterde olduğu gibi kondansatör kenetlemeli inverterde, iç seviye değerleri ($V_{dc}/2$, 0, veya $-V_{dc}/2$) bir grup anahtar durumu ile sınırlı değildir. Yani aynı seviyede çıkış elde etmek için birkaç anahtarlama durumu vardır. Diyot kenetlemeli inverterde bir seviye sadece bir grup anahtar durumundan elde edilmektedir. Çıkış gerilimi dalga şekli, daha içteki gerilim seviyelerinden farklı anahtarlama kombinasyonları kullanılarak üretilebilir. Bu yapı, gerilim seviyelerinin hangi büyüklükte seçileceği konusunda esnekliği arttırmaktadır. Ek olarak anahtarlama, kondansatör gerilimini dengeleyen kenetleme kondansatörlerinin şarj veya deşarjına göre belirlenebilir [Lai, v.d, 1996].

Kondansatör kenetlemeli çok seviyeli inverterde bir faz bacağından da beş seviyeli ac çıkış gerilimi elde edilebilir. 5-seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin bir faz devresi Şekil 3.12'de gösterilmiştir [Rodriguez, v.d, 2002].



Şekil 3.12 Beş-seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin bir faz bacağına devresi.

Şekil 3.12’de gösterilen kondansatör kenetlemeli inverterde dc yanda kademeli kondansatörler kullanılır ve her bir kondansatörün gerilimi ondan sonra gelen kondansatörün geriliminden farklıdır. m seviyeli çıkış gerilimi üretmek için dc barada (m-1) tane kondansatöre ihtiyaç duyulur. Her bir faz bacağı diğer fazlarla aynı yapıya sahiptir. İki kondansatör arasındaki gerilimde meydana gelen artış, çıkış gerilim seviyelerini belirler. a faz bacağındaki 3 adet iç döngülü C_1, C_2, C_3 denge kondansatörleri diğer faz bacağındaki kondansatörlerden bağımsızdır [Menzies, v.d, 1994].

Bu devrede çok seviyeli çıkış geriliminin nasıl meydana geldiğini açıklamak için nötr noktası n, referans noktası olarak düşünülebilir. a ve n arasında 5-seviyeli çıkış gerilimi oluşması için 5 adet anahtarlama kombinasyonu vardır. Bu anahtarlama kombinasyonları Tablo 3.7’de gösterilmiştir. Bu devrede de, faz başı dört eşlenik anahtar çifti mevcuttur. Bunlar $S_1-S'_1$, $S_2-S'_2$, $S_3-S'_3$ ve $S_4-S'_4$ dür. Eşlenik anahtar çiftlerinden biri iletimde iken diğeri mutlaka kesimde olmalıdır. Örneğin S_1 iletimde ise S'_1 kesimde veya S'_1 iletimde ise S_1 kesimde olması gerekir.

Tablo 3.7 Beş seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin çıkış gerilim seviyeleri ve buna karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları							
V_{an}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1'	S_2'	S_3'	S_4'
$V_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	0	1	0	0	1
$-V_{dc}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	0	0	1	0	1	1	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
$-V_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

Beş seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterde çıkış geriliminin oluşumu diyot kenetlemeli invertere göre daha esnektr. Yani aynı gerilim seviyesini veren birkaç anahtarlama kombinasyonu vardır. a ve n noktaları arasında aşağıdaki anahtarlama kombinasyonları ile 5 seviyeli çıkış gerilimi oluşturulabilir [Yuan,v.d 1999].

1- $V_{an} = V_{dc}/2$ gerilim seviyesi için anahtarlar S_1 - S_2 - S_3 - S_4 iletimde, diğerleri kesimdedir.

2- $V_{an} = V_{dc}/4$ gerilim seviyesi için 3 anahtarlama kombinasyonu vardır.

- S_1 - S_2 - S_3 - S_1' iletimde iken $V_{an} = 2V_{C4} - V_{C1} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{4} = \frac{V_{dc}}{4}$

- S_2 - S_3 - S_4 - S_4' iletimde iken $V_{an} = 3V_{C3} - 2V_{C4} = \frac{3V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{2} = \frac{V_{dc}}{4}$

- S_1 - S_3 - S_4 - S_3' iletimde iken $V_{an} = 2V_{C4} - 3V_{C3} + 2V_{C2} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{3V_{dc}}{4} + \frac{V_{dc}}{2} = \frac{V_{dc}}{4}$

3- $V_{an} = 0$ gerilim seviyesi için 6 anahtarlama kombinasyonu vardır.

- S_1 - S_2 - S_1' - S_2' iletimde iken $V_{an} = 2V_{C4} - 2V_{C2} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} = 0$

- S_3 - S_4 - S_3' - S_4' iletimde iken $V_{an} = 2V_{C2} - 2V_{C4} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} = 0$

- S_1 - S_3 - S_1' - S_3' iletimde iken $V_{an} = 2V_{C4} - 3V_{C3} + 2V_{C2} - V_{C1} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{3V_{dc}}{4} + \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{4} = 0$

- S_1 - S_4 - S_2' - S_3' iletimde iken $V_{an} = 2V_{C4} - 3V_{C3} + V_{C1} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{3V_{dc}}{4} + \frac{V_{dc}}{4} = 0$

- S_2 - S_4 - S_2' - S_4' iletimde iken $V_{an} = -2V_{C4} + 3V_{C3} - 2V_{C2} + V_{C1} = -\frac{V_{dc}}{2} + \frac{3V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_{dc}}{4} = 0$

- $S_2-S_3-S_1'-S_4'$ iletimde iken $V_{an} = 3V_{C3} - V_{C1} - 2V_{C2} = \frac{3V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{2} = 0$

4- $V_{an} = -V_{dc}/4$ gerilim seviyesi için 3 anahtarlama kombinasyonu vardır.

- $S_1-S_1'-S_2'-S_3'$ iletimde iken $V_{an} = 2V_{C4} - 3V_{C3} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{3V_{dc}}{4} = -\frac{V_{dc}}{4}$

- $S_4-S_2'-S_3'-S_4'$ iletimde iken $V_{an} = V_{C1} - 2V_{C2} = \frac{V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{2} = -\frac{V_{dc}}{4}$

- $S_3-S_1'-S_3'-S_4'$ iletimde iken $V_{an} = 2V_{C2} - V_{C1} - 2V_{C4} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{2} = -\frac{V_{dc}}{4}$

5- $V_{an} = -V_{dc}/2$ gerilim seviyesi için anahtarlar $S_1'-S_2'-S_3'-S_4'$ iletimde olması gerekir.

Yukarıda verilen anahtarlama kombinasyonları için pozitif işaretli kondansatörler şarj halinde, negatif işaretli kondansatörler deşarj halindedir. Uygun anahtarlama kombinasyonları ile kondansatör gerilimlerinin dengelenmesi mümkündür. Kondansatör kenetlemeli inverterde, gerilimi kenetlemek için büyük değerli kondansatörler kullanmak gerekir.

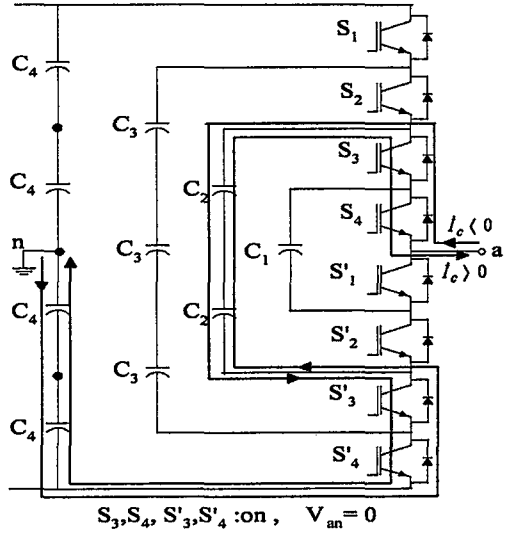
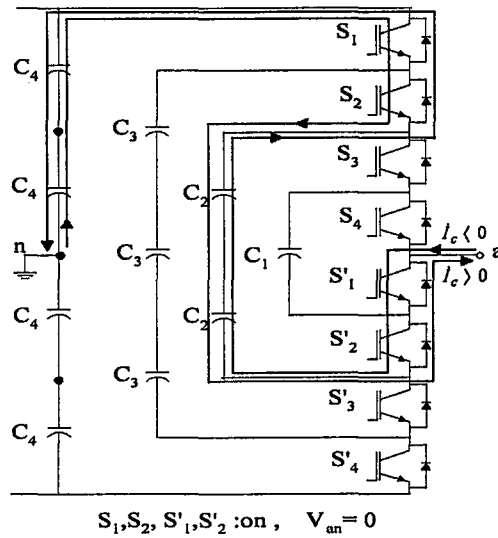
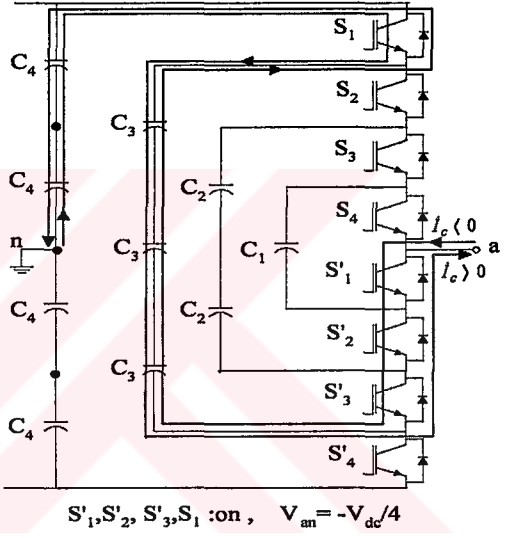
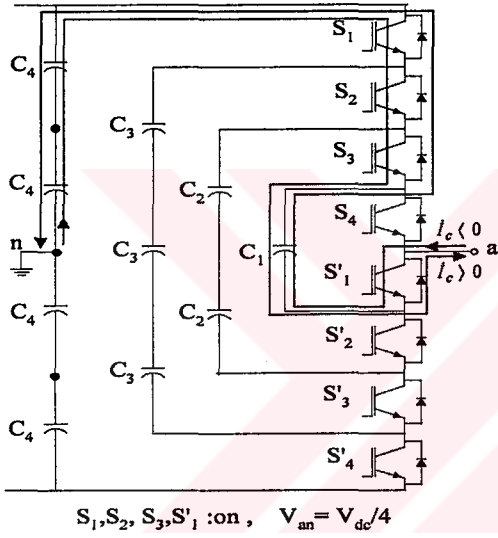
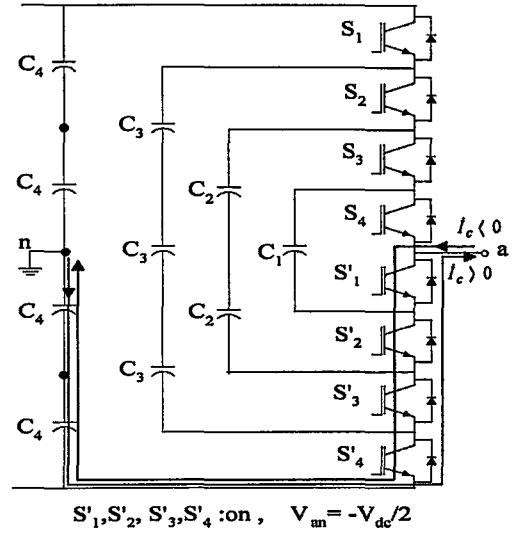
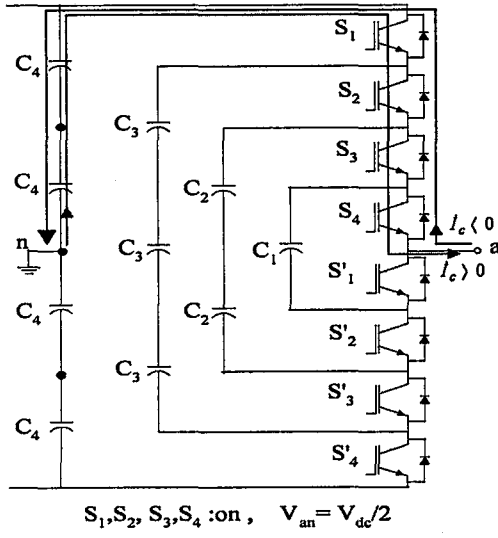
Şekil 3.12'de a ve 0 noktaları arasında V_{dc} , $3V_{dc}/4$, $V_{dc}/2$, $V_{dc}/4$, 0 değerlerinde 5 değişik dc çıkış alınabilir. Bu durumda devre dc/dc konverter olarak çalışır. Tablo 3.8'de bu gerilim seviyeleri ve bunlara karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları gösterilmiştir [Sirisukprasert,1999].

Tablo 3.8 5-Seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin a ve 0 noktaları arasındaki dc çıkış gerilim seviyeleri ile bunlara karşılık gelen anahtarlama kombinasyonları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları							
V_{A0}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a1}'	S_{a2}'	S_{a3}'	S_{a4}'
V_{dc}	1	1	1	1	0	0	0	0
$3V_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
$V_{dc}/2$	1	1	0	0	1	1	0	0
$V_{dc}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1

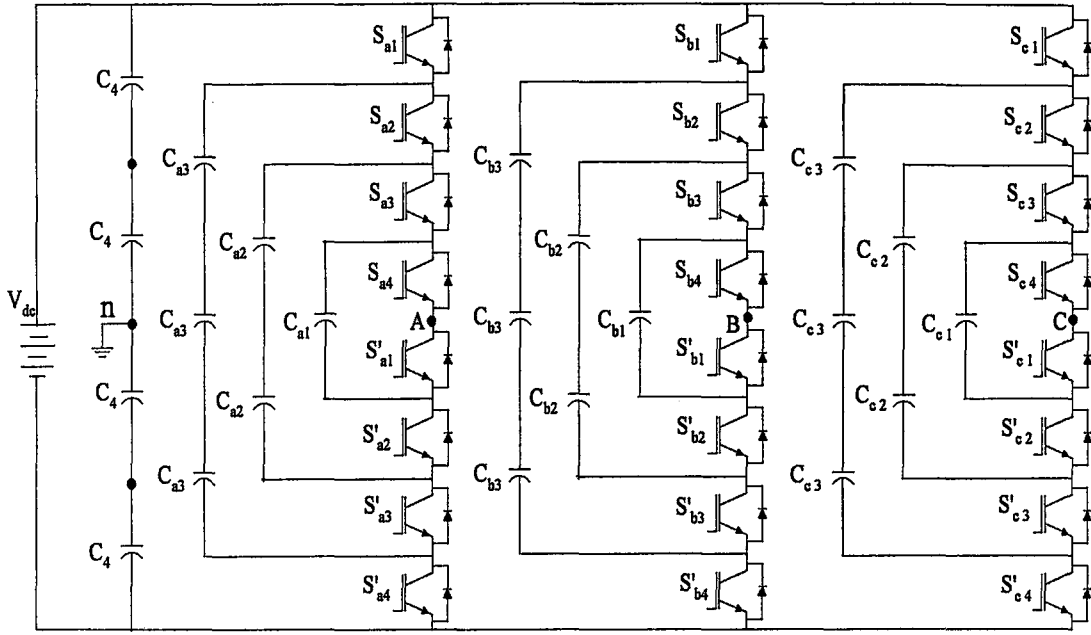
Bu tablodaki $V_{a0} = 3V_{dc}/4$, $V_{dc}/2$, $V_{dc}/4$ çıkış gerilimlerini üretmek için birden fazla anahtarlama kombinasyonu vardır. Bu nedenle kondansatör kenetlemeli inverter diyot kenetlemeli inverterden daha esnektir denilebilir [Menzies, v.d, 1994].

Şekil 3.13'te tek fazlı beş-seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin anahtarlama durumlarına göre yük akım yolları gösterilmiştir.



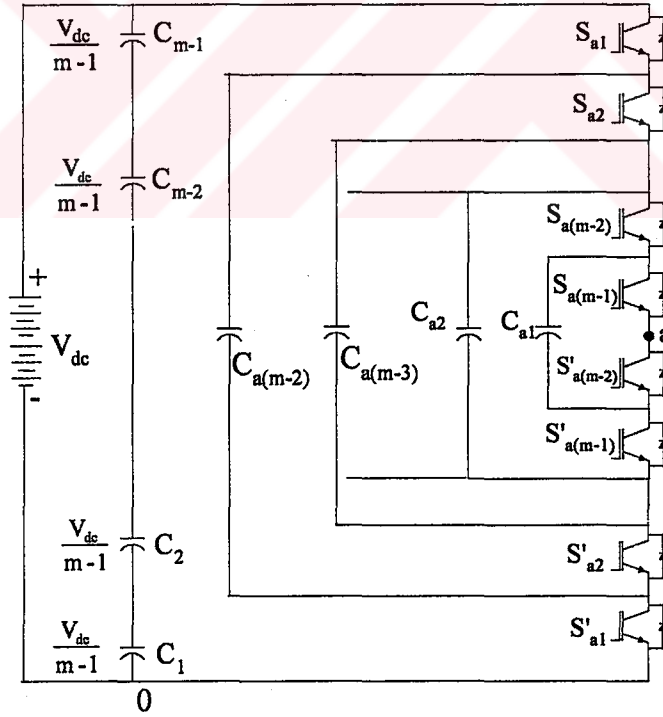
Şekil 3.13 Tek fazlı beş-seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin yük akım yolları.

3 fazlı beş seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter devresi ise şekil 3.14’de gösterilmiştir.



Şekil 3.14 3-Fazlı beş seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter devresi

m seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin bir fazına ait devre Şekil 3.15’te gösterilmiştir.



Şekil 3.15 Tek fazlı, m- seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter devresi.

Kullanılan her bir kondansatörün gerilim değeri, güç anahtarlamanınki ile aynı olması koşulu ile m seviyeli bir inverterde, bir faz bacağındaki $m-1$ adet dc bara kondansatörüne ilaveten $(m-1)(m-2)/2$ tane kenetleme kondansatörü bulunması gerekir. Bu nedenle kondansatör kenetlemeli inverter, diyot kenetlemeli invertere göre daha hantal ve maliyeti daha yüksek olur. Kondansatör kenetlemeli inverterin avantaj ve dezavantajları aşağıda sıralanmıştır.

Avantajları

- Büyük değerli m seviye sayısında, uzun deşarj süresi nedeniyle kondansatörler büyük oranda enerji tutmaktadır.
- Farklı gerilim seviyelerini dengelemede birden çok anahtarlama kombinasyonu vardır.
- m seviye sayısı büyük olduğu zaman THD azalır.
- Aktif ve reaktif güç akışı kontrol edilebilir.

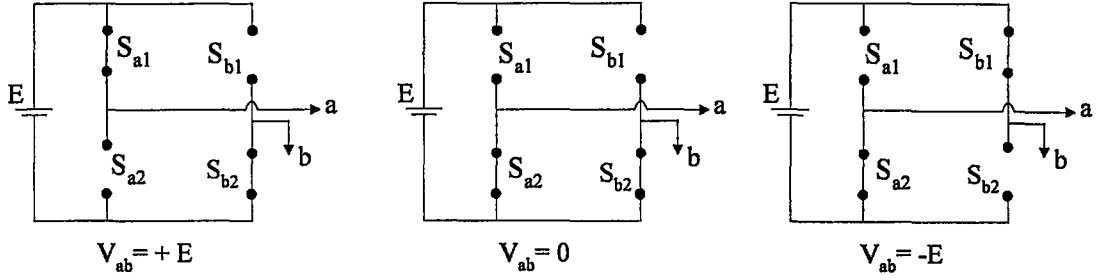
Dezavantajları

- Kondansatörlerin çok sayıda olması, diyot kenetlemeli çok seviyeli inverterde kullanılan kenetleme diyotlarından daha masraflı ve büyük hacimli olur.
- Aktif güç iletimi için anahtar kullanımı ve verim yetersizdir.
- Dc-link kondansatörlerinin başlangıçtaki şarj kontrolü, tüm devrenin kontrolünü karmaşık hale getirir.
- Kenetleme kondansatörleri arasında parazitik rezonans riski vardır.
[Lai , v.d , 1996] ve [Celanovic, 2000]

3. 3 Kaskat İnverter

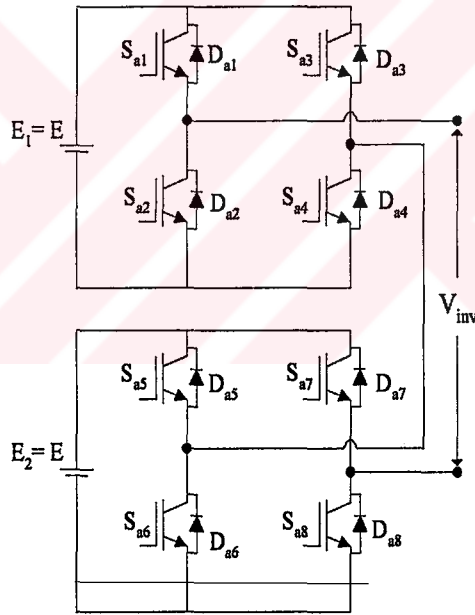
Farklı dc kaynaklı ve çok seviyeli kaskat inverter kullanılan inverter için farklı dc kaynak gerilimi oluşturmada akümülatör, yakıt hücreleri veya güneş pillerinden elde edilen dc gerilimden yararlanılır. Son zamanlarda bu yapı ac güç kaynaklarında ve sürücü sistemlerinde sıkça kullanılmaya başlanmıştır. Bu inverter topolojisi diğerlerine göre daha avantajlıdır. Çünkü kenetleme diyot veya kondansatörleri gerektirmemektedir. Ayrıca dc kaynak gerilimine eşit değerde ac gerilim seviyesi elde edilebilmektedir [Bhagwat, v.d, 1983].

Çok seviyeli kaskat inverter için m seviye sayısı en az üç tür. Üç seviyelide $-E, 0, +E$ seviyelerinden oluşan çıkış elde etmek için H- köprü hücre olarak bilinen tam köprü inverter kullanılır. Tezin birinci bölümünde de anlatıldığı gibi tam köprü inverterin devresi dört anahtar ve dört adet boşluk diyotundan meydana gelmektedir. Tam köprü invertere ait anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen çıkış gerilim seviyeleri Şekil 3.16'da gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi S_{a1} ve S_{b2} iletimde ise $V_{ab} = E$, S_{a2} ve S_{b1} iletimde ise $V_{ab} = -E$ ve $S_{a1}-S_{b1}$ veya $S_{a2}-S_{b2}$ iletimde ise $V_{ab} = 0$ çıkış gerilimi elde edilir.



Şekil 3.16 Bir tam köprüye ait anahtarlama durumları ve karşılık gelen gerilim seviyeleri.

Kaskat inverterde çok seviyeli çıkış gerilimi elde etmek için aynı çıkışlara sahip H-köprü hücreleri seri bağlanır. Bu nedenle meydana gelen gerilim dalga şekli inverter çıkışlarının toplamıdır. 's' dc kaynak sayısı olmak üzere bir kaskat inverterde çıkış gerilimlerinin seviyesinin sayısı $m = 2s + 1$. Kaskat inverterin faz bacağından 5-seviyeli bir çıkış gerilimi elde etmek için Şekil 3.16'daki köprü inverter devrelerinden 2 tanesi Şekil 3.17'deki gibi seri bağlanabilir. Şekil 3.17'deki devreye ait anahtarlama durumları ve bunlar karşılık gelen çıkış gerilim seviyeleri ise Tablo 3.9'da gösterilmiştir [Choi,v.d 1991]



Şekil 3.17 Beş-seviyeli Kaskat inverterin bir faz bacağı

AC yanları seri bağlı olan 2 tam-köprü inverterin bir araya getirilmesi daha büyük seviyeli çıkış gerilimi elde edilmesi ile sonuçlanır. Her bir köprü devrenin, çıkışında üç farklı gerilim seviyesi meydana getirebilmesi kaskat inverterin toplam beş-seviyeli bir ac çıkış geriliminin elde edilmesine neden olur. Şekil 3.17'deki devre 16 değişik anahtarlama durumuna sahiptir.

Tablo 3.9 Beş-seviyeli Kaskat inverterin bir faz bacağına ait anahtarlama durumları

	Tam Köprü 1		Tam Köprü 2		V_{inv}
1	E_1	$S_{a1} - S_{a4}$	0_{22}	$S_{a6} - S_{a8}$	E_1
2	E_1	$S_{a1} - S_{a4}$	0_{21}	$S_{a5} - S_{a7}$	E_1
3	0_{12}	$S_{a2} - S_{a4}$	E_2	$S_{a5} - S_{a8}$	E_2
4	0_{11}	$S_{a1} - S_{a3}$	E_2	$S_{a5} - S_{a8}$	E_2
5	E_1	$S_{a1} - S_{a4}$	E_2	$S_{a5} - S_{a8}$	$E_1 + E_2$
6	$-E_1$	$S_{a2} - S_{a3}$	0_{22}	$S_{a6} - S_{a8}$	$-E_1$
7	$-E_1$	$S_{a2} - S_{a3}$	0_{21}	$S_{a5} - S_{a7}$	$-E_1$
8	0_{12}	$S_{a2} - S_{a4}$	$-E_2$	$S_{a6} - S_{a7}$	$-E_2$
9	0_{11}	$S_{a1} - S_{a3}$	$-E_2$	$S_{a6} - S_{a7}$	$-E_2$
10	$-E_1$	$S_{a2} - S_{a3}$	$-E_2$	$S_{a6} - S_{a7}$	$-E_1 - E_2$
11	0_{12}	$S_{a2} - S_{a4}$	0_{22}	$S_{a6} - S_{a8}$	0
12	0_{12}	$S_{a2} - S_{a4}$	0_{21}	$S_{a5} - S_{a7}$	0
13	0_{11}	$S_{a1} - S_{a3}$	0_{22}	$S_{a6} - S_{a8}$	0
14	0_{11}	$S_{a1} - S_{a3}$	0_{21}	$S_{a5} - S_{a7}$	0
15	$-E_1$	$S_{a2} - S_{a3}$	E_2	$S_{a5} - S_{a8}$	0
16	E_1	$S_{a1} - S_{a4}$	$-E_2$	$S_{a6} - S_{a7}$	0

Tablo 3.9’da $E_1=E_2=E$ için aşağıdaki durumlar geçerlidir.

$V_{inv} = E$ için 4 farklı durum

$V_{inv} = 2E$ için 2 farklı durum

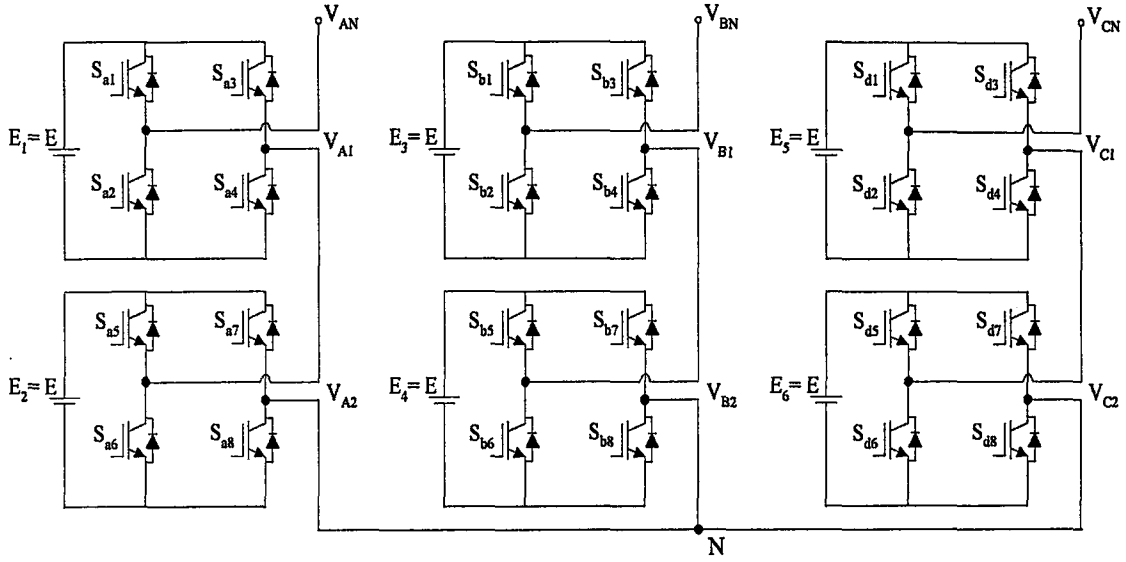
$V_{inv} = -E$ için 4 farklı durum

$V_{inv} = -2E$ için 4 farklı durum ve

$V_{inv} = 0$ için 6 farklı durum vardır.

Bu 16 tane anahtarlama durumundan sadece 4 tanesi iki yönlü akım akışına ve sabit bir çıkış gerilimine izin verir. Tablodaki 15. ve 16. anahtarlama durumlarında tam köprünün birinden pozitif, diğer köprüden aynı değerde negatif gerilim elde edilerek sıfır seviye gerilimi elde edilir. Ayrıca $-2E$ ve $2E$ üretimi için hariç tabloda gösterildiği gibi inverter çıkışında 0, E , $-E$ ’nin nasıl üretileceği ile ilgili serbestlik dereceleri vardır. E ve $-E$ ’nin her biri dört yoldan, sıfır altı yoldan üretilebilir [Calais, v.d 1999].

3 fazlı sistem için tek fazlı inverterin aynı yapıdaki üç çıkışı ya yıldız ya da üçgen bağlanabilir. Şekil 3.18’de her bir fazında iki tane H- köprü hücresi ve iki tane ayrı dc kaynak kullanılan 3-fazlı yıldız bağlantılı 5-seviyeli kaskat inverter devre şekli gösterilmektedir.



Şekil 3.18 3-fazlı beş seviyeli kaskat inverter devresi

Şekil 3.18'e göre A, B ve C fazlarının gerilimleri sırasıyla aşağıdaki gibidir.

$$V_{AN} = V_{A1} + V_{A2}$$

$$V_{BN} = V_{B1} + V_{B2}$$

$$V_{CN} = V_{C1} + V_{C2}$$

3 fazlı sistemde hat gerilimi iki faz gerilimi açısından ifade edilebilir. Teorik olarak hat gerilim seviyelerinin değeri $k = 2m - 1$ dir. Burada ' m ' faz seviyelerinin değeridir. Örneğin 5-seviyeli bir kaskat inverter 9 seviyeli bir hat gerilimi meydana getirebilir. Bununla birlikte üç fazlı sistemde, fazların elektriksel 120°'şer derece ile yerleştirilmesi sonucu faz gerilimlerindeki 3 ve 3'ün katı harmoniklerin elimine edilmesi 3-fazlı yapının bir avantajıdır. Böylece 3-fazlı yapıda faz gerilimlerinden sadece 3'ün katı olmayan harmonikler elimine edilmek zorundadır [Cunningham, 2001].

Kaskat inverterin avantaj ve dezavantajları aşağıdaki gibidir [Chiasson , v.d 2003].

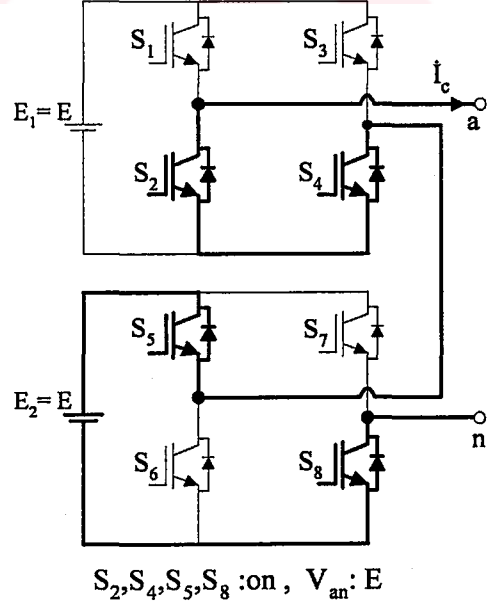
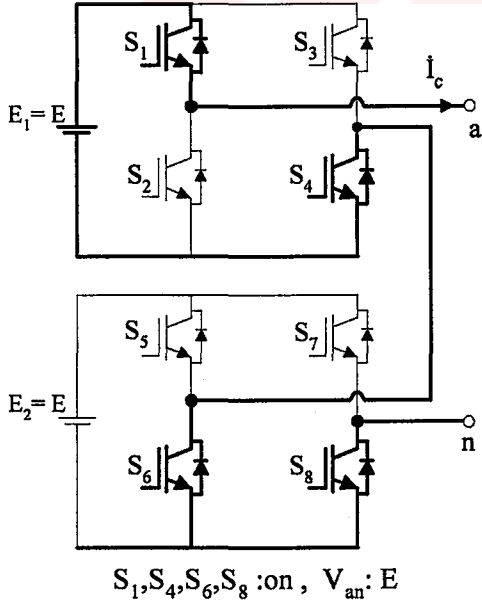
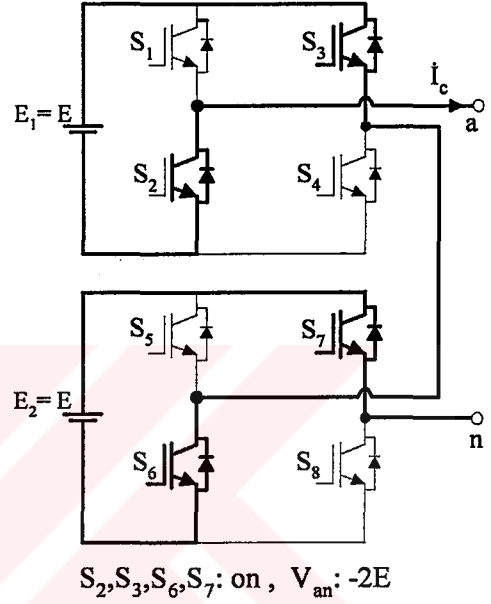
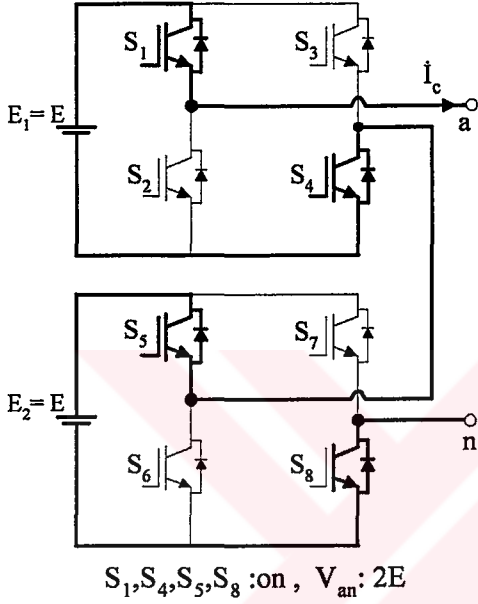
Avantajları

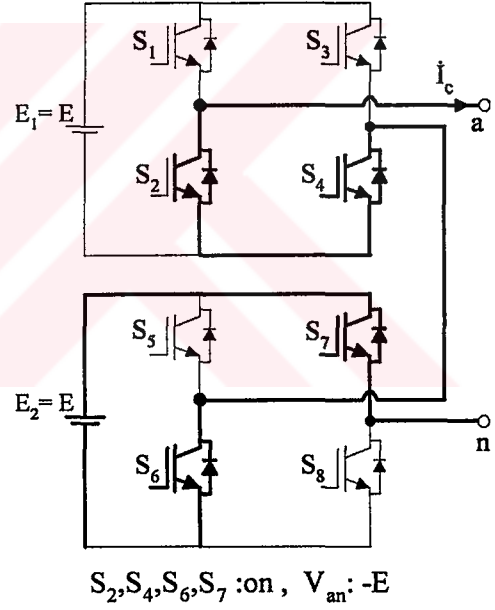
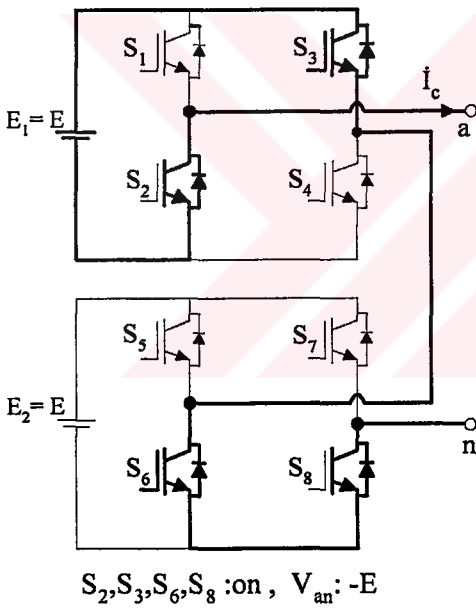
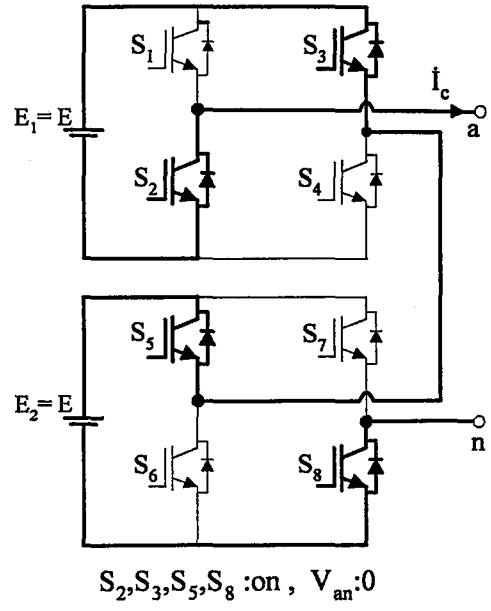
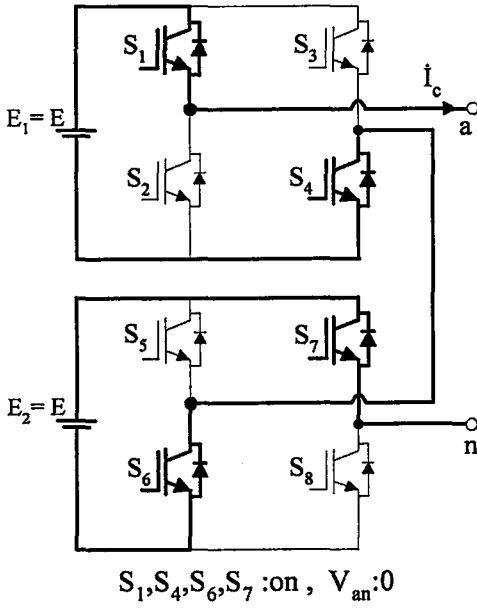
- Her bir H-köprü devre aynı yapıda olduğundan dolayı kaskat inverter devresinin dizaynı ve paketlenerek bir modül haline getirilmesi kolay olur.
- Faz çıkış gerilimi bütün H-köprü devre çıkışlarının toplamı olduğundan, gerilim seviyeleri için birden çok anahtarlama kombinasyonu vardır.
- Kenetleme diyotları ve gerilim dengeleme kondansatörlerinin olmadığı göz önüne alınırsa daha az sayıda eleman kullanılır.
- Ayırıcı dc kaynak kullanıldığından elektrik çarpma riski azdır.

Dezavantajları

- Ayrı dc kaynakların bulunduğu sınırlı sayıda uygulama alanları vardır.
- 3-fazlı sistem olarak, bu inverter tipi geleneksel inverterlerden daha fazla anahtar gerektirir

Şekil 3.19'da beş seviyeli kaskat çok seviyeli inverterin anahtarlama durumlarına göre yük akım yolları gösterilmiştir.





Şekil 3.19 Tek Fazlı 5-Seviyeli kaskat inverterin yük akım yolları

3.4 Çok Seviyeli İnverter Türlerinin Karşılaştırılması

Tablo 3.10'da daha önce üzerinde durulan diyot kenetlemeli, kondansatör kenetlemeli ve kaskat çok seviyeli inverterlerin bir faz devresinden aynı gerilim seviyelerini elde etmek bakımından ihtiyaç duyulan güç elemanlarının karşılaştırılması yapılmıştır.

Tablo 3.10 Çok Seviyeli İnverterlerin, kullanılan elemanlar bakımından karşılaştırılması

İnverterin Türü	Diyot Kenetlemeli	Kondansatör Kenetlemeli	Kaskat İnverter
Temel Anahtarlar	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$2(m-1)$
Temel Diyotlar	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$2(m-1)$
Kenetleme Diyotları	$(m-1).(m-2)$	0	0
Dengeleme Kondansatörleri	0	$(m-1).(m-2)/2$	0
DC Baradaki Kondansatörler	$(m-1)$	$(m-1)$	$(m-1)/2$

Kondansatör kenetlemeli inverterde kenetleme diyotlarına, diyot kenetlemeli inverterde dengeleme kondansatörlerine, kaskat inverterde ise her ikisine ihtiyaç yoktur. Tam olarak kaskat inverter en az eleman kullanır. Bu yüzden devrenin kolayca düzenlenip paketlenerek modül haline getirilmesi mümkündür. Bununla birlikte, çıkış gerilim seviyelerinin değeri tam köprü hücrelerinin eklenmesi veya kaldırılması ile kolayca ayarlanabilir. Ayrıca dc kaynak değeri aynı olmak üzere, çıkışta elde edilen gerilim ve akım seviyesi de diyot ve kondansatör kenetlemeli inverterlerden daha büyüktür [Tolbert, v.d, 1997].

4. ÇOK SEVİYELİ İNVERTERLERDE KULLANILAN DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİKLERİ

Çok seviyeli inverterlerin performansı çıkış geriliminin harmonik bileşenlerine bağlıdır. Seviye sayısı arttıkça çıkış geriliminin sinüzoidal biçime daha çok yaklaşacağı dolayısıyla THD'nin azalacağı ve inverter çıkış kalitesinin artacağı açıktır. Çıkış gerilimindeki harmonikleri azaltmak ve inverter çıkışını kontrol etmek için seviye sayısının artırılmasının yanı sıra farklı darbe genişlik modülasyon teknikleri kullanılmakta olup, bu konudaki araştırma ve uygulama çalışmaları devam etmektedir. Geliştirilen farklı darbe genişlik modülasyon teknikleri ile aşağıdaki kriterler sağlanmaya çalışılır [Tuncer, 2004].

- Inverter çıkışındaki harmoniklerin azaltılması ve temel harmonik bileşeninin kontrolü,
- Lineer modülasyon aralığını genişletmek,
- Anahtarlama kayıplarını azaltmak,
- Kolay gerçekleştirebilmektir.

Çok seviyeli inverterlerde kullanılan modülasyon teknikleri aşağıda gösterildiği gibi anahtarlama frekansına bağlı olarak sınıflandırılır [Rodriguez, v.d, 2002].

- 1- Temel Anahtarlama Frekanslı Modülasyon Teknikleri
 - a-) Uzak Vektör Kontrol
 - b-) Harmonik Eliminasyon Tekniğı
- 2- Yüksek Anahtarlama Frekanslı Modülasyon Teknikleri
 - a-) Uzak Vektör DGM
 - b-) Taşıyıcı Temelli DGM
 - i-) Sinüzoidal DGM
 - ii-) Harmonik İlaveli DGM

İki seviyeli DGM tekniklerinin genişletilmiş olan çok seviyeli DGM tekniklerinden yüksek anahtarlama frekansı ile çalışan metotlar, ana çıkış geriliminin bir periyodundaki güç yarıiletkenleri için birçok komutasyona sahiptir. Endüstriyel uygulamalardaki en popüler metot; yük gerilimindeki harmonikleri azaltmak için “Taşıyıcı Durumları (Carrier Disposition)” veya “ Faz-kaydırma tekniğı (Phase-shifting technique)” kullanılan taşıyıcı temelli Sinüzoidal veya Subharmonik DGM dir. Diğer bir alternatif, düşük modülasyon indeksi bölgeleri için geliştirilen Uzak Vektör DGM yavaş anahtarlama tristör kullanımı içindir ve anahtar kullanımını maksimize etmek anlamına gelmez [Liu, 1994]. Düşük anahtarlama frekansı ile çalışan metotlar ise genellikle bir merdiven dalga şekli meydana getirmek için çıkış gerilimin bir periyodu boyunca bir ya da iki güç yarıiletkeni kombinasyonu yaparlar. Bu ailenin temsilcileri Seçilen Harmoniğı Elimine Eden Teknik ve Uzak Vektör Kontrol dur.

Tezin bu bölümünde çok seviyeli kaskat ve diyot kenetlemeli inverterlerin üç ve beş seviyeli devrelerinin *MATLAB/SimPower System* de sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) kullanılarak benzetimi yapılacağından, burada çok seviyeli taşıyıcı temelli DGM tekniği ve özellikle de çok seviyeli SDGM üzerinde durulacaktır.

4.1 Çok Seviyeli Taşıyıcı Temelli DGM Teknikleri

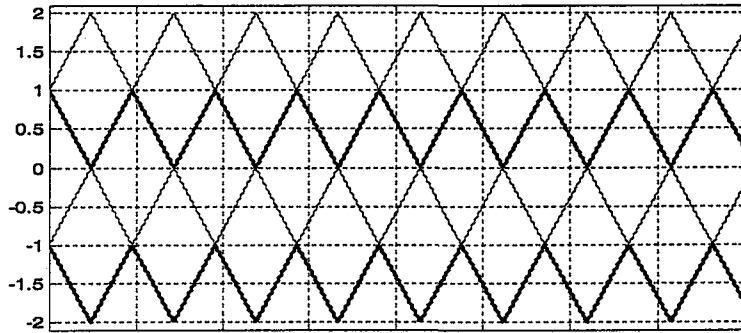
Çok seviyeli taşıyıcı temelli DGM teknikleri genellikle üçgen dalga olan birkaç taşıyıcı sinyal ile, genellikle sinüzoidal olan referans veya bir modülasyon dalgasının bir komparatörde karşılaştırılmasını gerektirir. En çok kullanılanları Sinüzoidal DGM (SDGM) ve Harmonik İlaveli DGM (HİDGM) dir. Bu DGM teknikleri için ortak gereksinimler aşağıdaki gibidir.

1. Anahtarlama frekansı (f_s), temel frekansın (f_m) tek ve tam katı olmalıdır. Bu sayede Fourier analizindeki kosinüslü terimlerin katsayıları sıfır olurken sinüslü terimlerin katsayıları birer sonlu sayı olur. Yani çıkış dalga şeklinde sadece tek harmonikler bulunur, çift harmonikler olmaz.
2. Temel frekansın altındaki frekanslarda harmonik bileşenleri olmamalıdır [Tuncer, 2004].

Bu DGM tekniğinde kullanılan taşıyıcıların temel olarak APO, PO ve PH olarak adlandırılan üç farklı yerleştirilme durumu ve bu taşıyıcı durumlarının kombinasyonu ile ortaya çıkarılmış Hibrit ve Faz-Kaydırma şeklinde iki tane daha yerleştirme durumu vardır. Bunları şu şekilde açıklayabiliriz [Agelidis, v.d 1998]:

4.1.1 APO (Alternative Phase Opposition Disposition) Dağılımı

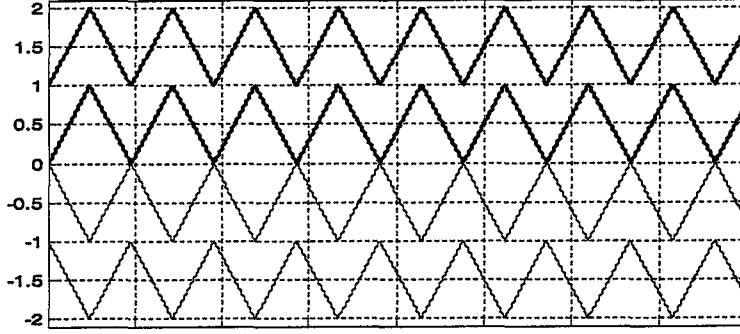
Bu dağılımda m seviyeli bir inverter için, her bir taşıyıcı bant bitişik banttan 180° faz kaydırılmış $(m-1)$ tane taşıyıcı dalga kullanılır. Yani bütün taşıyıcılar alternatif olarak zıt yapıdadır. Şekil 4.1’de beş-seviyeli inverter için, aralarında 180° faz farkı bulunan dört tane taşıyıcı gösterilmektedir. Literatürde, bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz ve hat gerilimi için en önemli harmonikler taşıyıcı frekansı f_s ’nin yan bantlarında ortaya çıkmıştır. f_s de harmonik oluşmamıştır.



Şekil 4.1 APO Dağılımı

4.1.2 PO (Phase Opposition Disposition) Dağılım

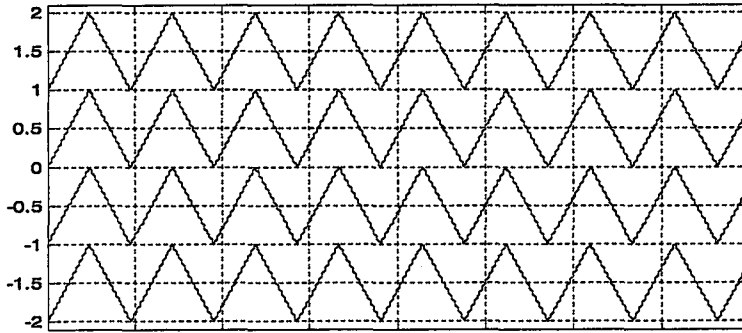
Bu dağılımda m seviyeli bir inverter için, sıfır referansının üstündeki taşıyıcılar aynı fazda ve altındakiler aynı fazda olan $(m-1)$ tane taşıyıcı dalga kullanılır. Ancak sıfır referansının üstündeki taşıyıcı grubu ile altındaki taşıyıcı grubu arasında 180° faz farkı vardır. Şekil 4.2’de sıfır referansının üstündeki taşıyıcılar aynı fazda ve altındakiler aynı fazda olan beş-seviyeli için dört tane taşıyıcı gösterilmektedir. Literatürde, bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz ve hat gerilimi için önemli harmonikler taşıyıcı frekansı f_s civarında ortaya çıkmıştır.



Şekil 4.2 PO Dağılım

4.1.3 PH (Phase Disposition) Dağılım:

Bu dağılımda m seviyeli bir inverter için, sıfır referansının üstündeki ve altındaki taşıyıcılar aynı fazda olan $(m-1)$ tane taşıyıcı dalga kullanılır. Şekil 4.3’te beş-seviyeli inverter için sıfır referansının üstündeki ve altındaki taşıyıcılar aynı fazda olan dört tane taşıyıcı gösterilmektedir. Literatürde, bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz gerilimi için önemli harmonikler taşıyıcı frekansı f_s civarında ortaya çıkmıştır. Fakat onun harmonik içeriği aynı fazda olduğu için hat geriliminde gözükmemektedir.

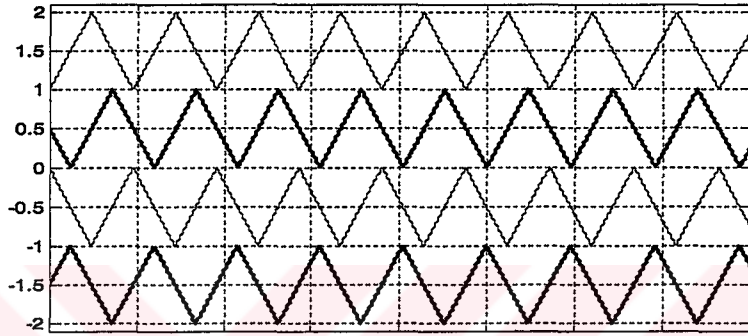


Şekil 4.3 PH Dağılım

Üç tane taşıyıcı durumu APO, PO, PH benzer faz ve hat gerilim dalga şekilleri üretirler.

4.1.4 Faz-Kaydırmalı (Phase-Shifted Disposition = PS) Dağılım:

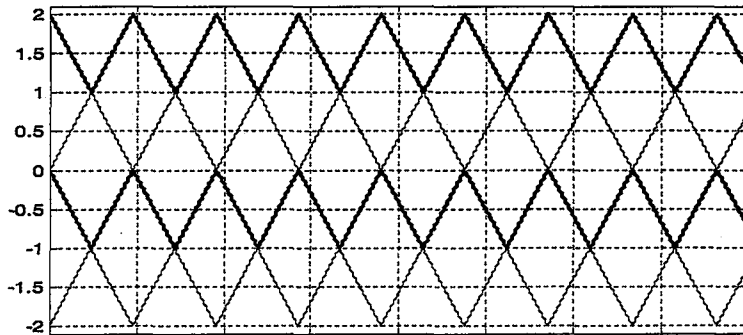
Bu dağılımda m seviyeli bir inverter için, hepsi birbirine göre faz kaydırılmış $(m-1)$ tane taşıyıcı kullanılır. Taşıyıcı dalgalar birbirinden $\theta_c = \frac{360}{m-1}$ kadar faz kaydırılır. Şekil 4.4'te beş-seviyeli inverter için aralarında 90° faz farkı bulunan dört tane taşıyıcı gösterilmektedir. Literatürde bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz ve hat gerilimi için en önemli harmonikler $(m-1).f_s$ ' nin yan bantlarında ortaya çıkmıştır ve inverterin seviye değerinin daha yüksek olduğu ayrıca ana harmonik ve en yakın önemli harmonik arasındaki aralığın diğer taşıyıcı durumlarına göre daha fazla olduğu gözlenmiştir [Bhagwat, v.d, 1983].



Şekil 4.4 Faz Kaydırmalı Dağılım

4.1.5 Hibrit (Hybrid Disposition =H) Dağılım:

Bu taşıyıcı dağılım şekli daha öncekilerin bir kombinasyonudur. Bu dağılımda da m seviyeli bir inverter için, $(m-1)$ tane taşıyıcı kullanılır. Ancak burada modülasyon için kullanılan bantlar iki tanedir. Yani taşıyıcıları yarısı birinci bantta ve diğer yarısı ikinci bantta yer alır. Örneğin, Şekil 4.5'te gösterildiği gibi beş-seviyeli inverter için dört tane taşıyıcı kullanılır. Bu taşıyıcılardan iki tanesi sıfır referansının yukarısında tepeden-tepeye aynı genlikte ve aynı frekanslıdır. Fakat onların arasında $\theta_c = \frac{360}{(m-1)/2} = 180^\circ$ faz farkı vardır. Sıfır referansının altındaki iki taşıyıcı içinde aynı durum söz konusudur.



Şekil 4.5 Hibrit Dağılım

İnverter seviyesinin daha yüksek olması durumunda taşıyıcılar arasındaki faz farkı azalır. Örneğin 7-seviyeli inverter için 120° , 9-seviyeli inverter için 90° dir. Tabiki bu faz farkı açısı sıfır referansının altındaki veya üstündeki taşıyıcı bantlarından biri için geçerlidir. Literatürde, bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz ve hat gerilimi için en önemli harmonikler f_s ' nin $[(m-1)/2]$ katlarında yoğunlaşmıştır. Örneğin 5-seviyeli inverter için $2.f_s$ civarındadır. Ayrıca ana harmonik ve en yakın önemli harmonik arasındaki aralığın fazla olduğu gözlenmiştir [Carrara, v.d, 1992] [Tolbert, v.d, 1999].

4.2 Çok Seviyeli İnverterler için SDGM Tekniği

SDGM tekniği kare dalga içerisindeki harmonikleri elimine eden en eski tekniklerden biridir. Bu teknikte, taşıyıcı sinyal ile modülasyon sinyali karşılaştırılarak inverter devresindeki anahtarlar için tetikleme sinyalleri üretilir [Tuncer, Temmuz 2003]. Çok seviyeli inverterler için kullanılan SDGM teknikleri iki seviyeli inverterlerde kullanılan SDGM tekniklerinin genişletilmiş halidir. Çok seviyeli SDGM tekniğinde modülasyon sinyalleri aynı kalmak şartı ile taşıyıcı sinyallerin sayısı inverterin seviyesine bağlı olarak değişir. m seviyeli bir inverter için tepeden tepeye aynı V_C genlikte ve aynı f_s frekansta $(m-1)$ tane taşıyıcıya gerek duyulur. Örneğin 5-seviyeli bir inverter için taşıyıcı sinyallerin sayısı dört olacaktır. Bu taşıyıcılar birbirine bitişik durumdadır. Sıfır referansı taşıyıcı grubunun ortasına merkezleştirilmiştir. Modülasyon sinyali tepeden tepeye genliği V_R ve frekansı f_m olan bir sinüstür. Eğer sinüs taşıyıcı sinyalden daha büyük ise taşıyıcıya karşılık gelen aktif anahtar iletimde ve eğer sinüs taşıyıcı sinyalden daha küçük ise taşıyıcıya karşılık gelen aktif anahtar kesimdedir.

Üç fazlı inverter durumunda, üç faz bacağına anahtarlama işaretlerinin üretildiği iki farklı yöntem arasından seçim yapabiliriz. Üç fazlı sistemin gereklerine uymak için her zaman 3 tane 120° faz kaydırılmış modülasyon sinyaline ihtiyacımız vardır. Bu iki yöntem taşıyıcı sinyallerin kullanımı ile birbirinden ayırt edilir. Birincisinde tek bir taşıyıcı grubu, 3 tane sinüs ile karşılaştırmak için kullanılır. Buna *Tek Faz Modülasyonu* denir. İkincisinde, aralarında 120° faz farkı olan üç tane taşıyıcı grubu kendilerine karşılık gelen sinüs ile karşılaştırılır. Bu yöntemde de *Üç Faz Modülasyonu* denir. Literatürdeki araştırmalarda tek fazlı modülasyonun üstünlüğü görülür. Çünkü bu modülasyonda, f_s ' nin katlarında ortaya çıkan daima yüksek genlikli harmonikler aynı fazda olduklarından dolayı yükün hat gerilimlerinin ve hat akımlarının spektrumunda görünmezler [Carrara, v.d, 1992].

Çok seviyeli inverterlerde,

M_a : Modülasyon indeksi

V_R : Referans dalgaının genliği

V_C : Üçgen taşıyıcı dalgaının genliği

m_f : Frekans modülasyon indeksi

f_m : Referans dalgaının frekansı

f_s : Üçgen taşıyıcı dalgaının frekansı

Olmak üzere, frekans modülasyon indeksi $m_f = \frac{f_s}{f_m}$ şeklinde hesaplanır. Üç fazlı inverter

durumunda m_f nin 3'ün katları şeklinde seçilmesi tavsiye edilir. Böylece inverterin hat geriliminde 3 ve 3'ün katı harmonikler oluşmamaktadır. Yukarıda bahsedilen taşıyıcı dağılımları için modülasyon indeksi ise Tablo 4.1'de gösterildiği gibi hesaplanır.

Tablo 4.1 Taşıyıcı dağılım durumları için modülasyon indekslerinin hesaplanması

Modülasyon İndeksi	APO	PO	PH	H	PS
M_a	$\frac{V_R}{\left(\frac{m-1}{2}\right) \times V_C}$	$\frac{V_R}{\left(\frac{m-1}{2}\right) \times V_C}$	$\frac{V_R}{\left(\frac{m-1}{2}\right) \times V_C}$	$\frac{V_R}{2}$	$\frac{V_R}{V_C}$

İnverterin m seviyelerinin hepsini kullanan SDGM ile kontrol edilen çok seviyeli bir inverter için en küçük modülasyon indeksi $M_{a \min} = \frac{m-3}{m-1}$ formülü ile hesaplanır. Tablo 4.2'de SDGM için çeşitli seviyelere karşılık gelen minimum ve maksimum modülasyon indeksleri gösterilmiştir [Tolbert, v.d,2000].

Tablo 4.2 SPWM için minimum ve maksimum modülasyon indeksleri

Seviyeler	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$M_{a \min}$	0.000	0.333	0.500	0.600	0.667	0.714	0.750	0.778	0.880
$M_{a \max}$	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000

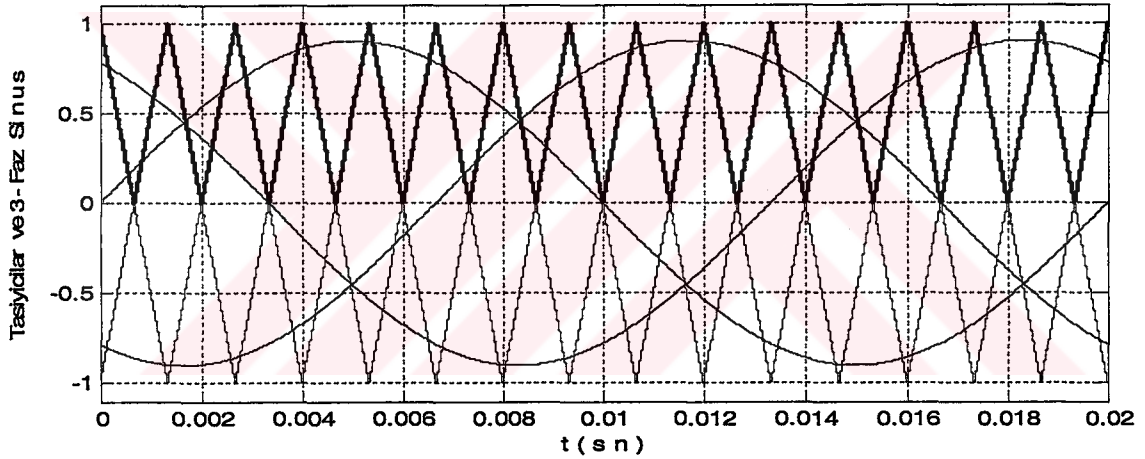
İki seviyeli SDGM'de olduğu gibi, çok seviyeli SDGM'de modülasyon indeksi M_a 'nın (0 1) aralığına lineer bölge denir. Ana bileşenin genliği bu aralıkta M_a ile doğrusal değişir ve DGM harmonikleri anahtarlama frekansı ve onun katları civarındaki yüksek frekanslarda ortaya çıkar. $M_a > 1$ olduğu ve ana harmoniğin genliğini artırmak amacı ile yapılan aşırı modülasyon bölgesinde ana bileşenin genliği iki seviyeli inverterlerde olduğu gibi M_a ile doğrusal değişmez. Beş seviyeli inverterin, ana harmoniğin genliğinin $\frac{4}{\pi}$ p.u.'ya kadar artmasına izin veren aşırı modülasyon bölgesindeki davranışı, beş-seviyeli inverterin iki-seviyeli davranışı olarak adlandırılır [Carrara, v.d, 1992]

4.3 Çok Seviyeli Kaskat İnverterin SDGM İle Benzetimi

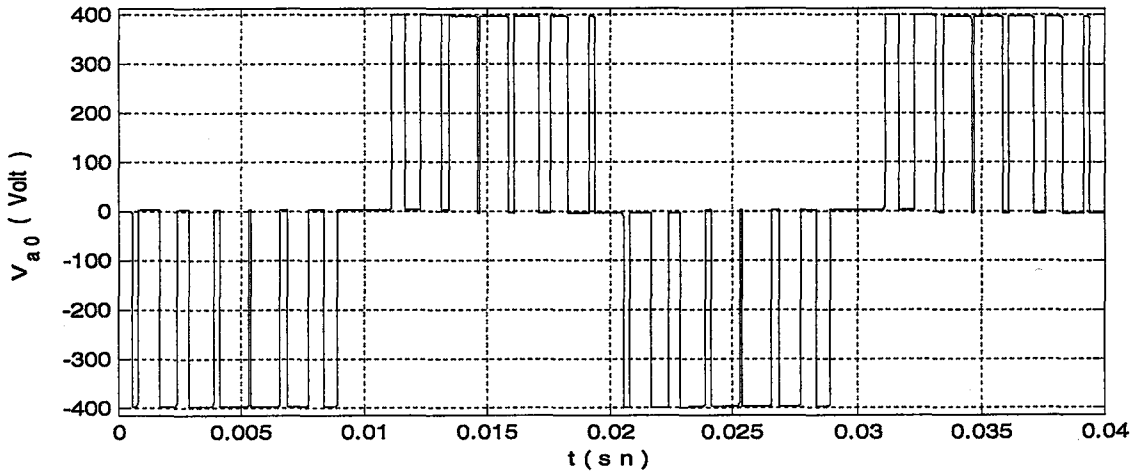
Tezin bu bölümünde çok seviyeli kaskat inverterlerin, 3-fazlı üç ve beş seviyeli devrelerinin 3-fazlı bir RL yükünü beslemesi durumunda *MATLAB/SimPower System* de çok seviyeli doğal örnekleme sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) kullanılarak, yukarıda bahsedilen tek faz modülasyonu mantığına göre benzetimi yapılmıştır. Benzetim devrelerinde anahtar olarak IGBT, taşıyıcı dağılımı olarak ta APO Dağılım kullanılmıştır. Üç ve beş seviyeli devreler için benzetim sonuçları, anahtarlama frekansının 750 ve 1050 Hz, modülasyon indeksinin 0.9 ve çıkış frekansının 50 Hz değerleri için alınmıştır. Ayrıca benzetim devrelerinde kullanılan parametreler 3-seviyeli ve 5-seviyeli kaskat inverter için EK-1 de verilmiştir. Benzetim sonuçlarında faz ve hat gerilimleri iki periyot (2T) için çizdirildiği halde, onların harmonik spektrumları bir periyot (T) için çizdirilmiştir.

4.4 Üç-Seviyeli Kaskat İnverterin Benzetim Sonuçları

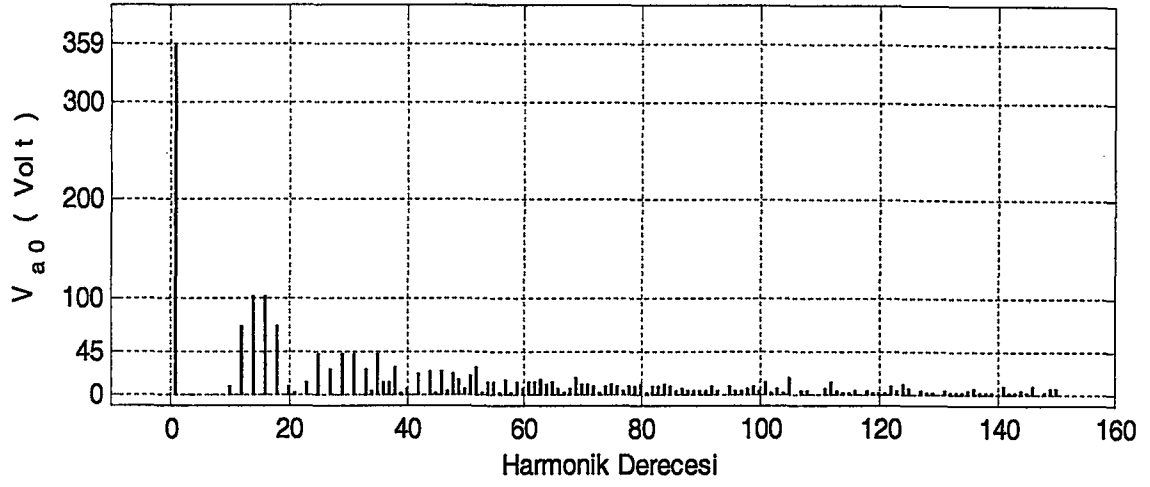
4.4.1 $m = 3$ seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz için benzetim sonuçları



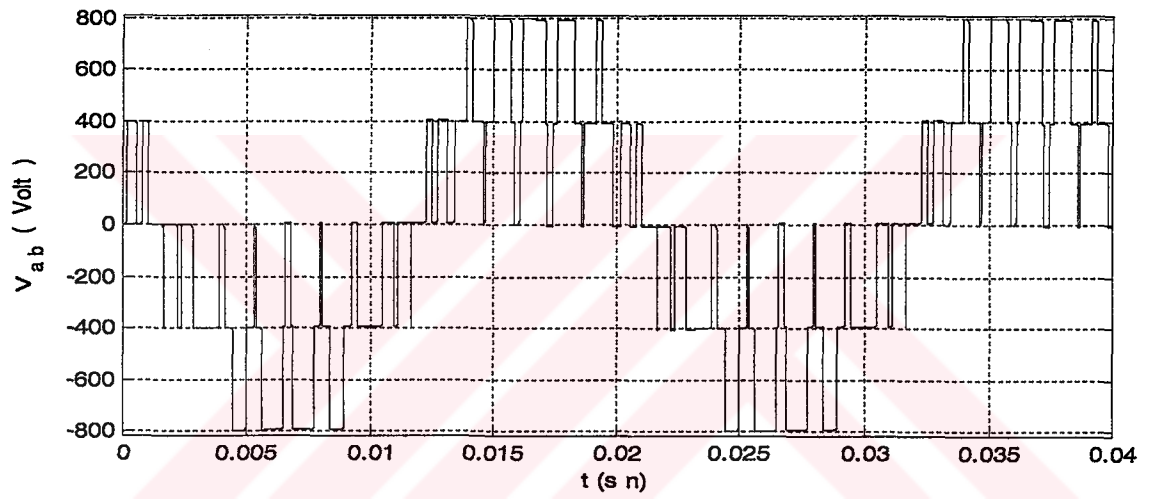
Şekil 4.6(a)



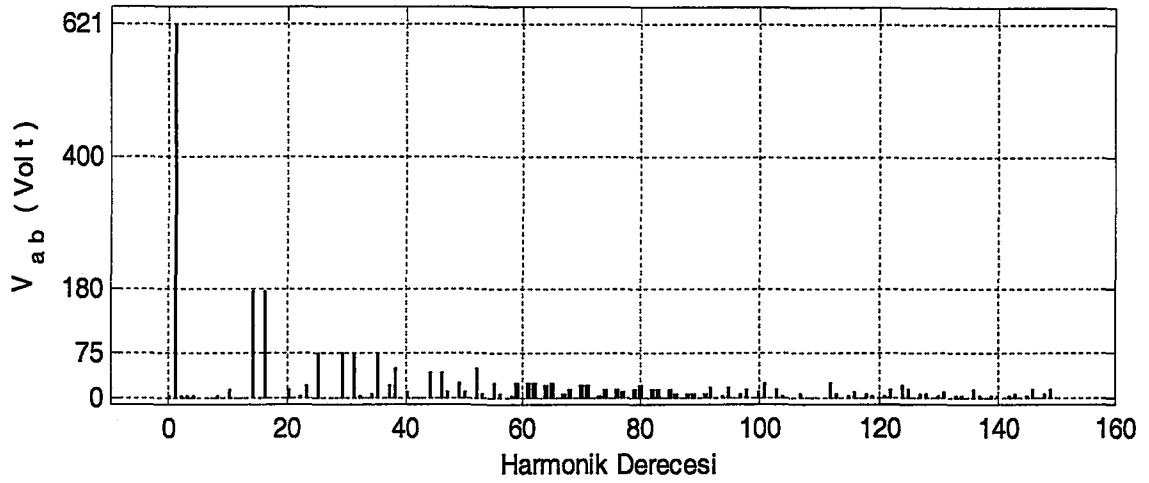
Şekil 4.6(b)



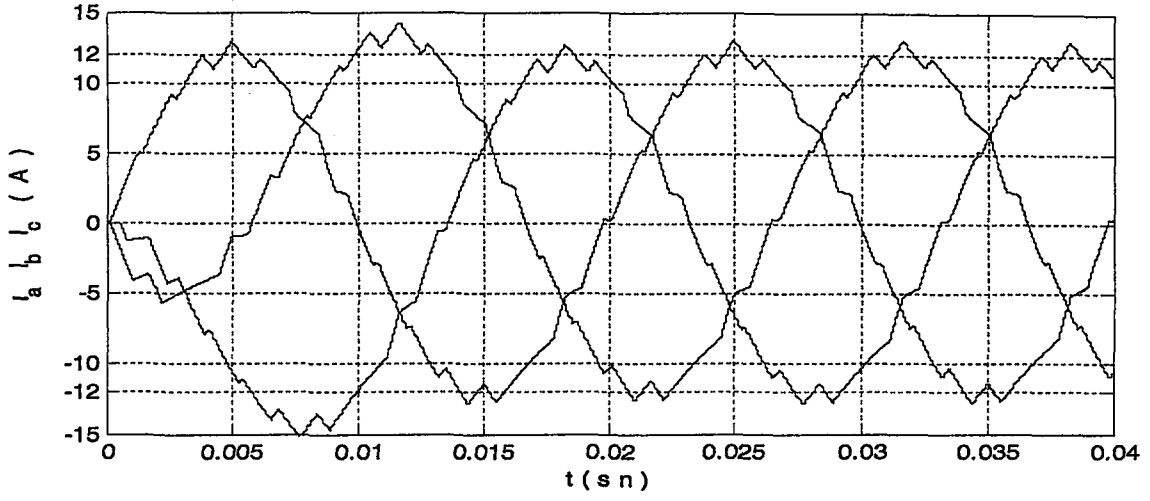
Şekil 4.6(c)



Şekil 4.6(d)



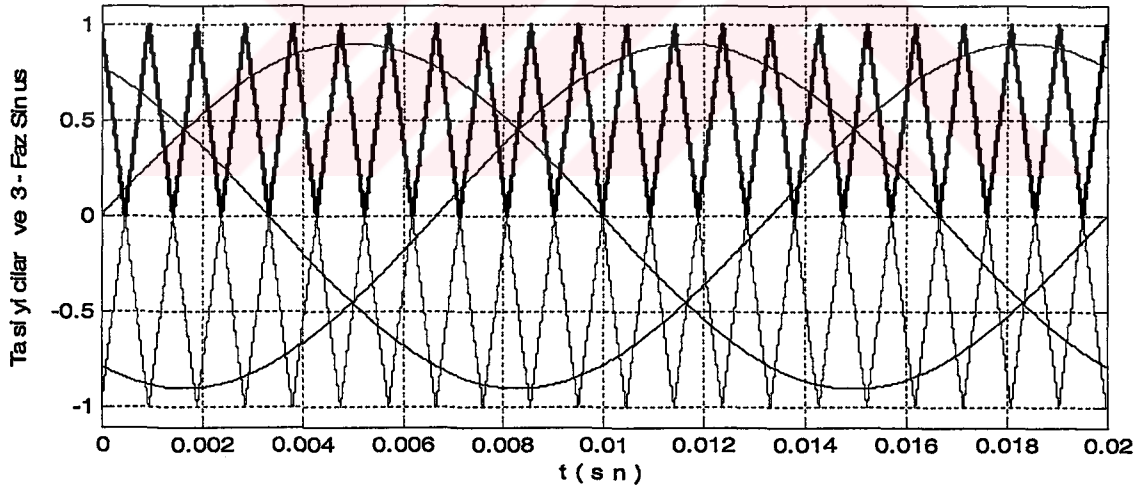
Şekil 4.6(e)



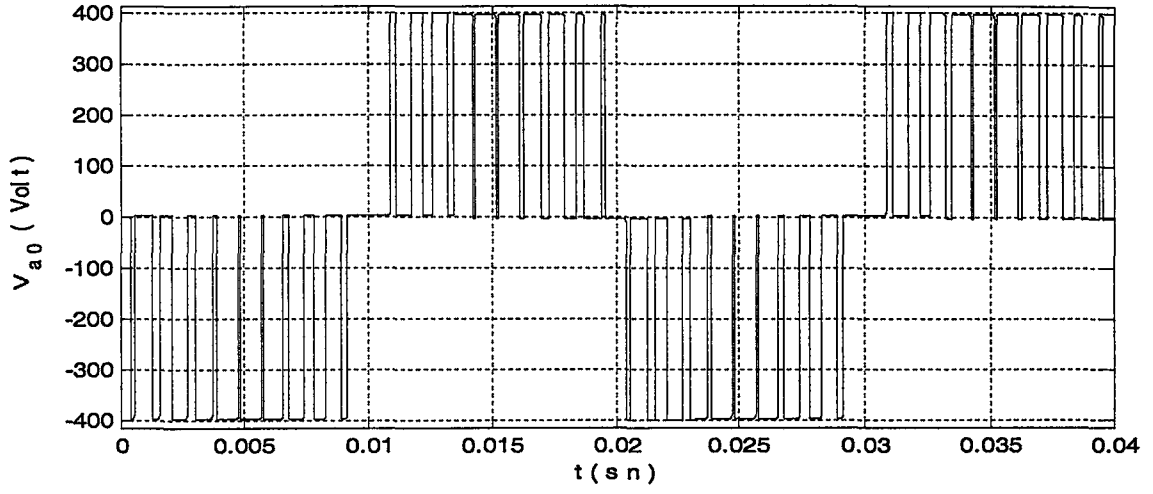
Şekil 4.6(f)

Şekil 4.6 Üç-seviyeli kaskat inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz alınması durumunda sırası ile (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri

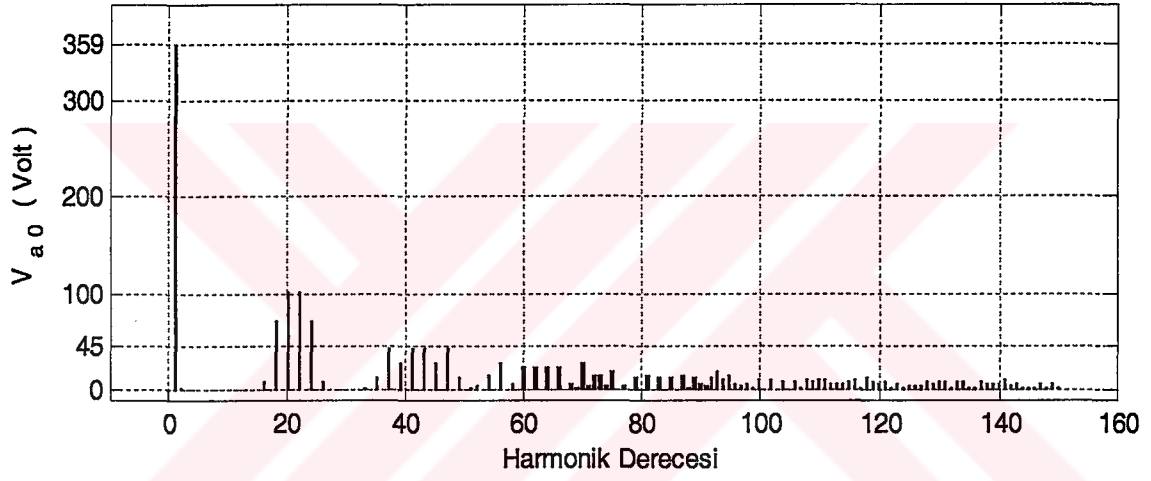
4.4.2 $m=3$ seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz için benzetim sonuçları



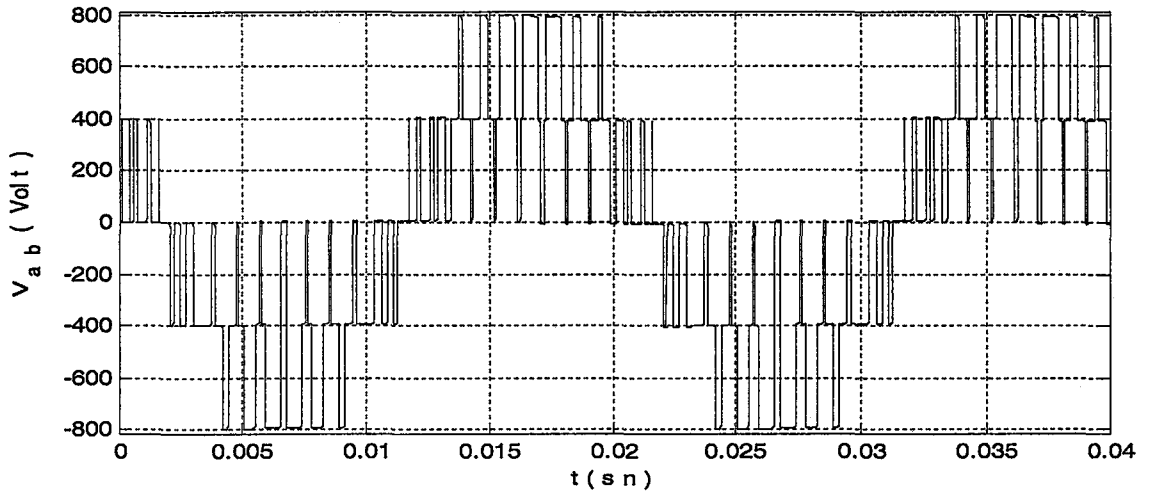
Şekil 4.7(a)



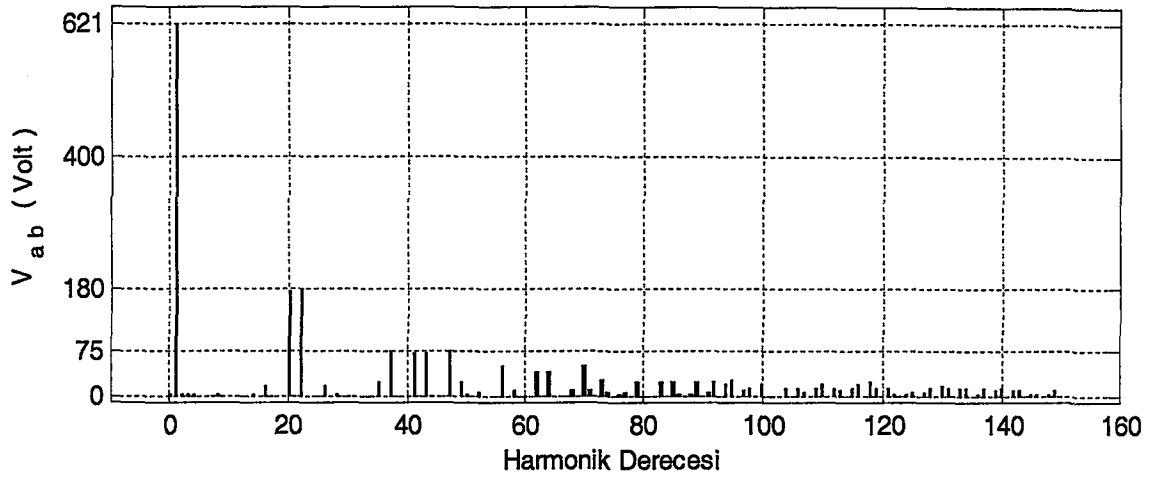
Şekil 4.7(b)



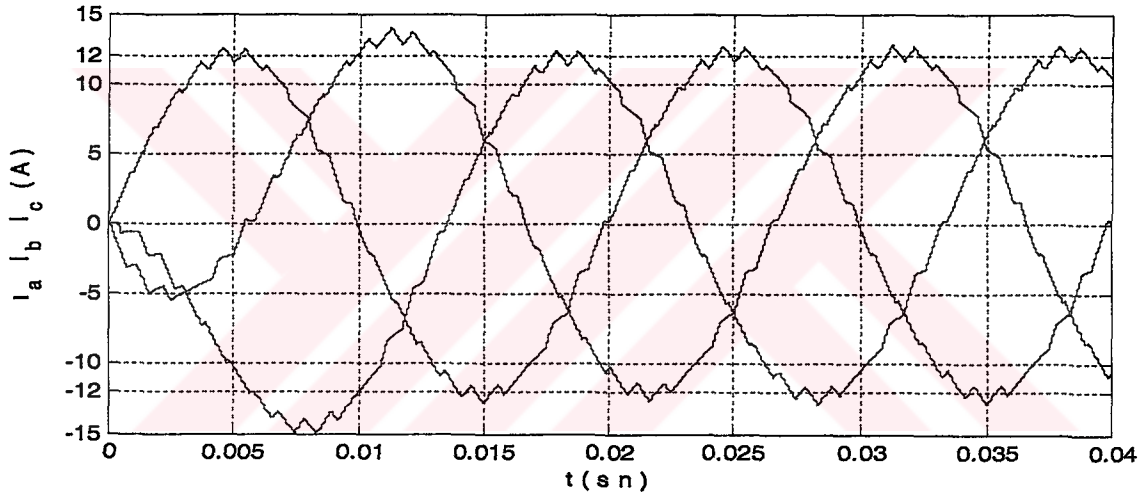
Şekil 4.7(c)



Şekil 4.7(d)



Şekil 4.7(e)

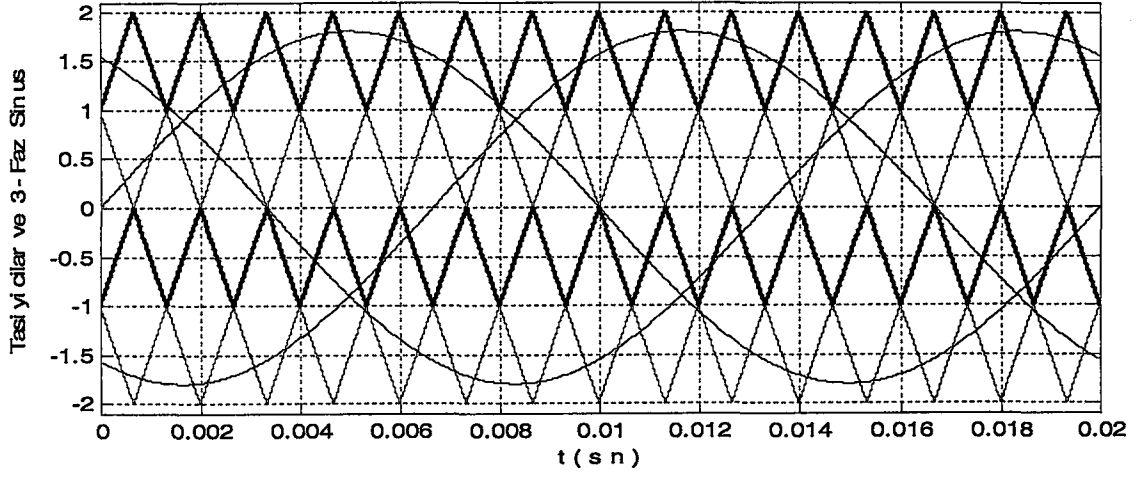


Şekil 4.7(f)

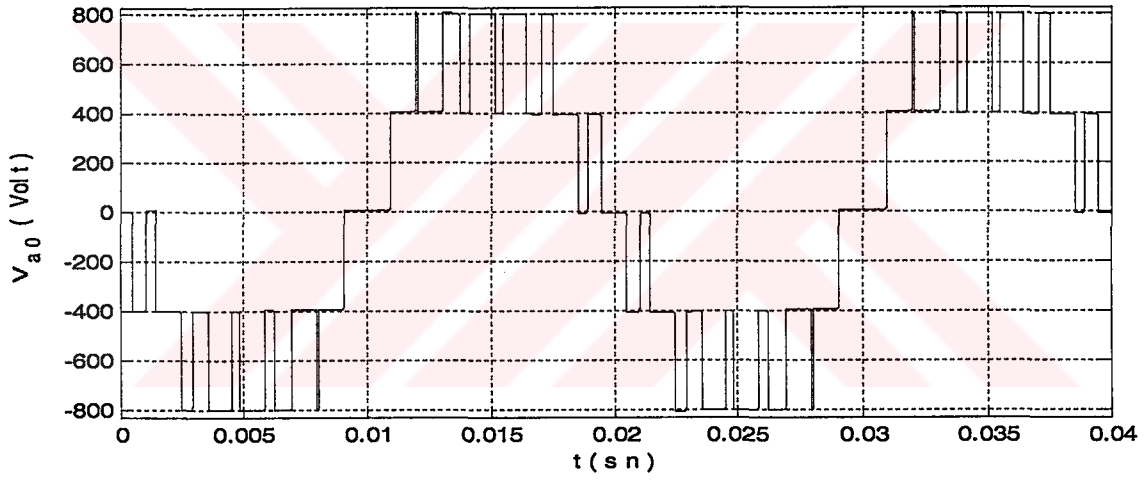
Şekil 4.7 Üç-seviyeli kaskat inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması durumunda sırası ile (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

4.5 Beş Seviyeli Kaskat İnverterin Benzetim Sonuçları

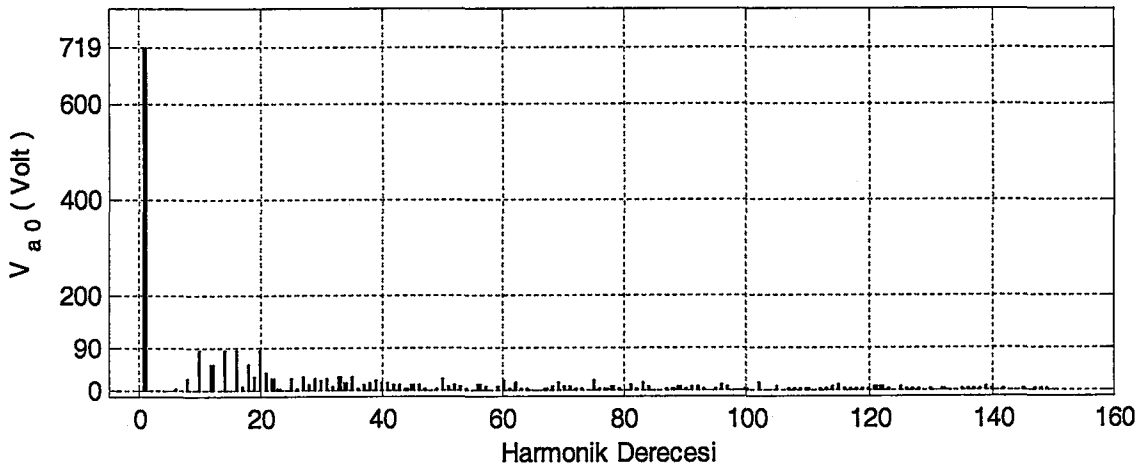
4.5.1 $m=5$ seviyeli, $M_a = 0.9$, $f_s = 750$ Hz için benzetim sonuçları



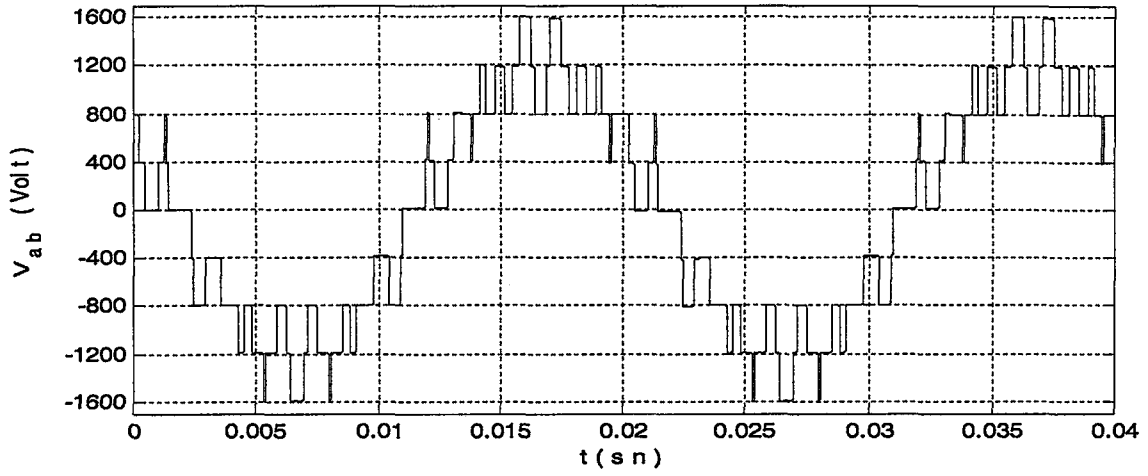
Şekil 4.8(a)



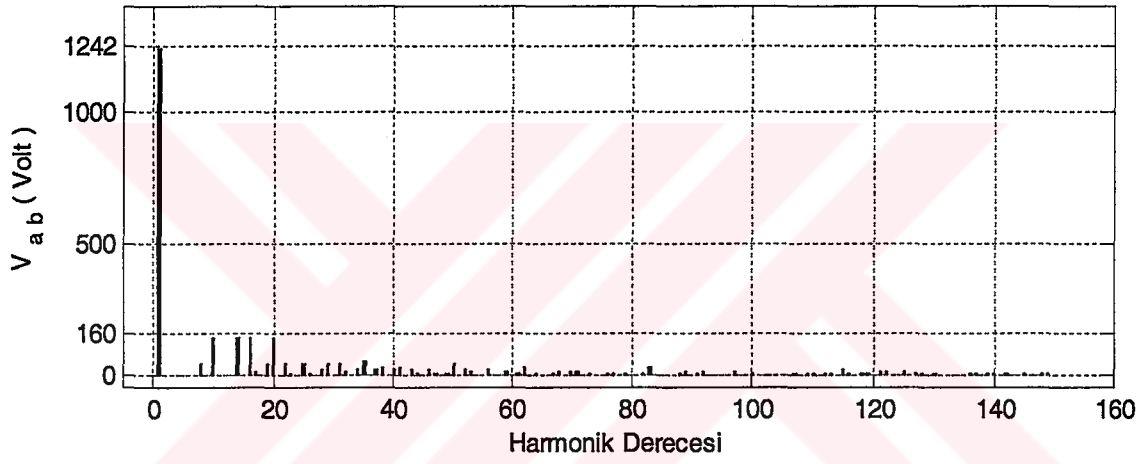
Şekil 4.8(b)



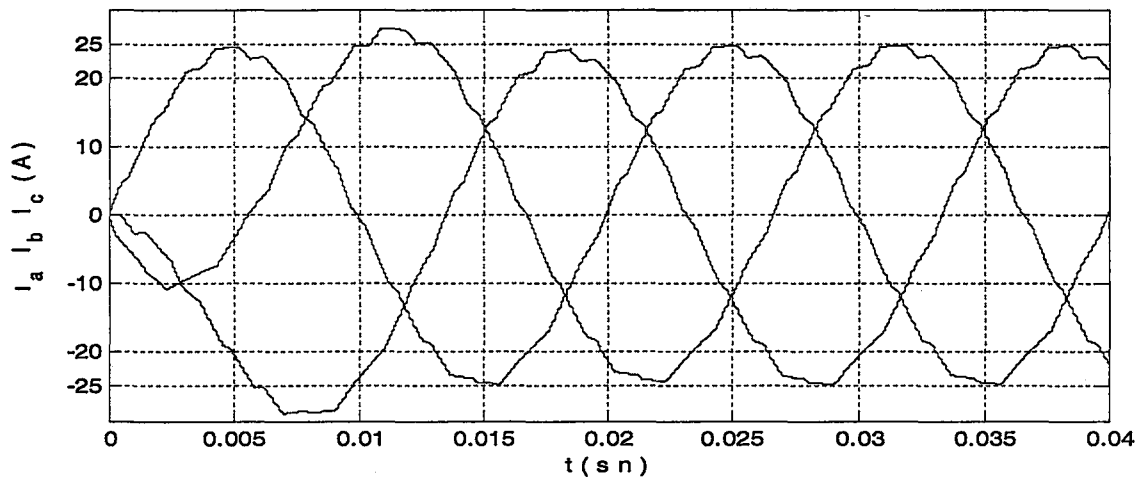
Şekil 4.8(c)



Şekil 4.8(d)



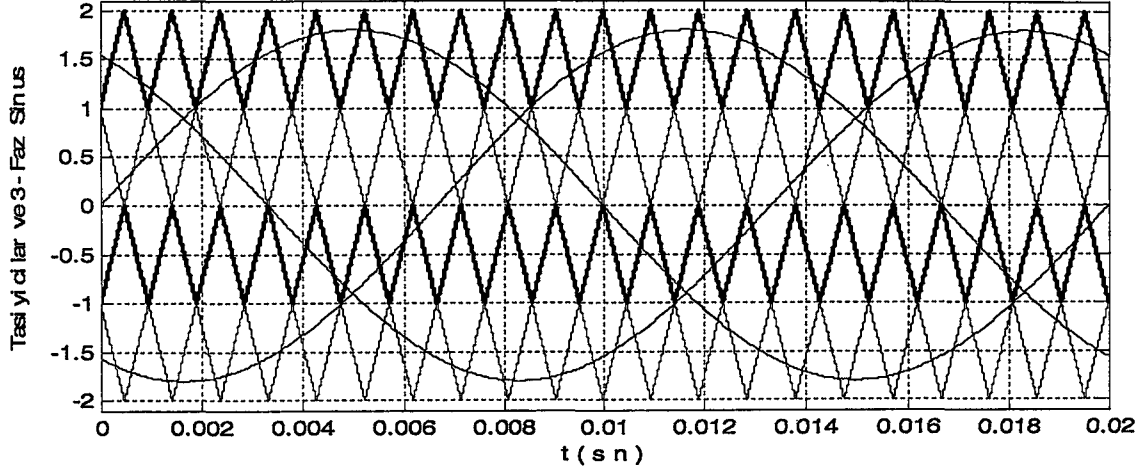
Şekil 4.8(e)



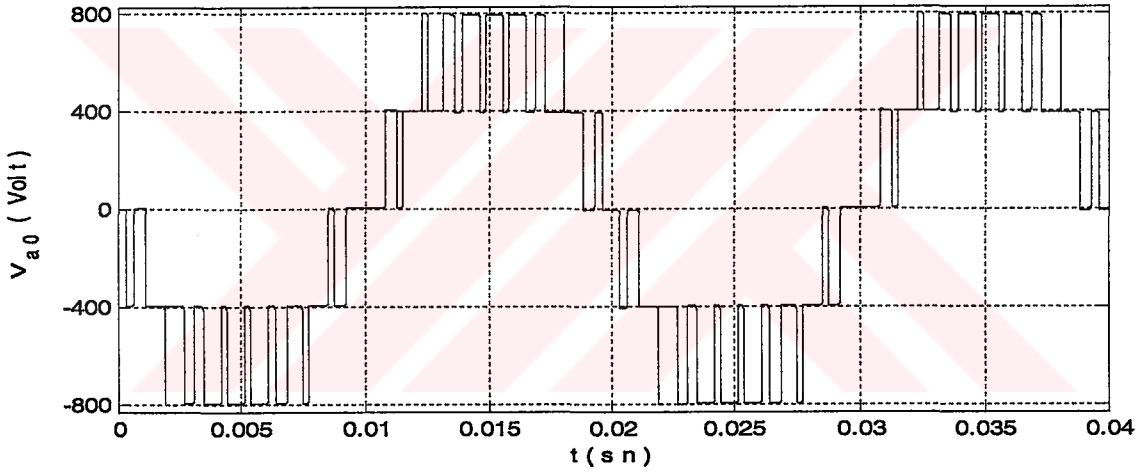
Şekil 4.8(f)

Şekil 4.8 Beş-seviyeli kaskat inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz alınması durumunda sırası ile (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

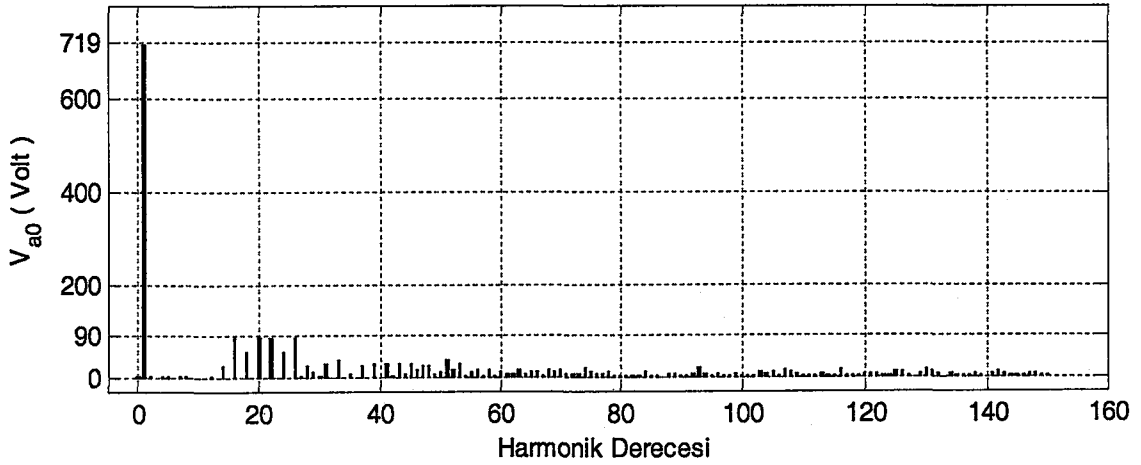
4.5.2 $m=5$ seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz için benzetim sonuçları



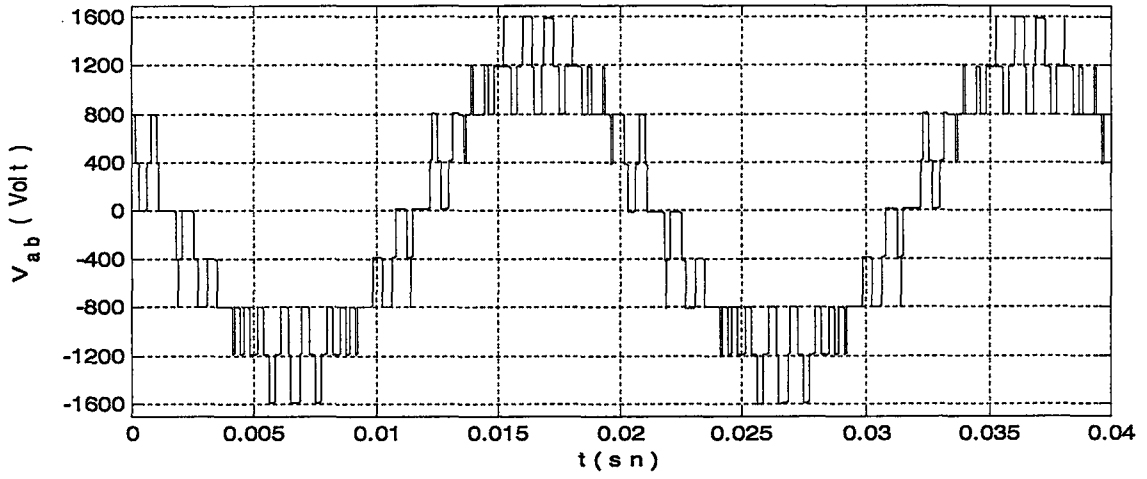
Şekil 4.9(a)



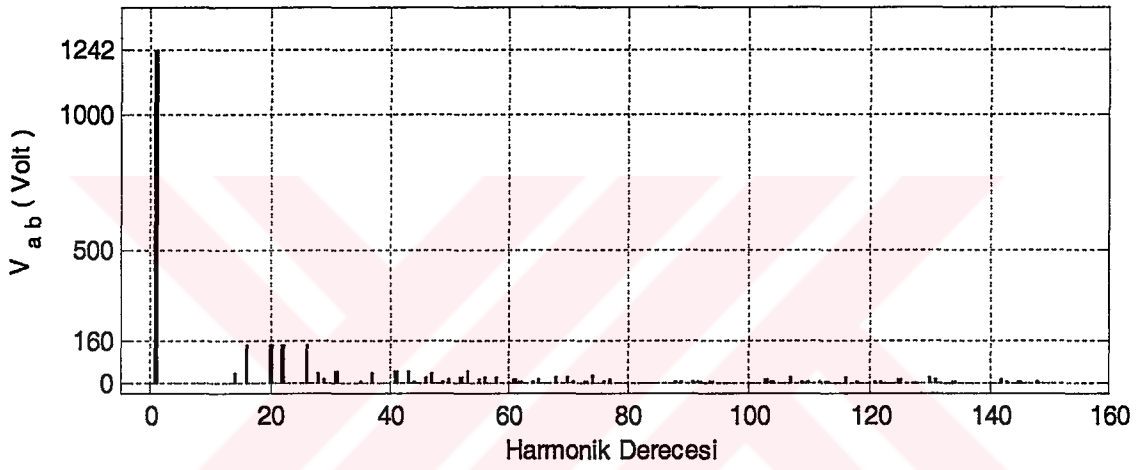
Şekil 4.9(b)



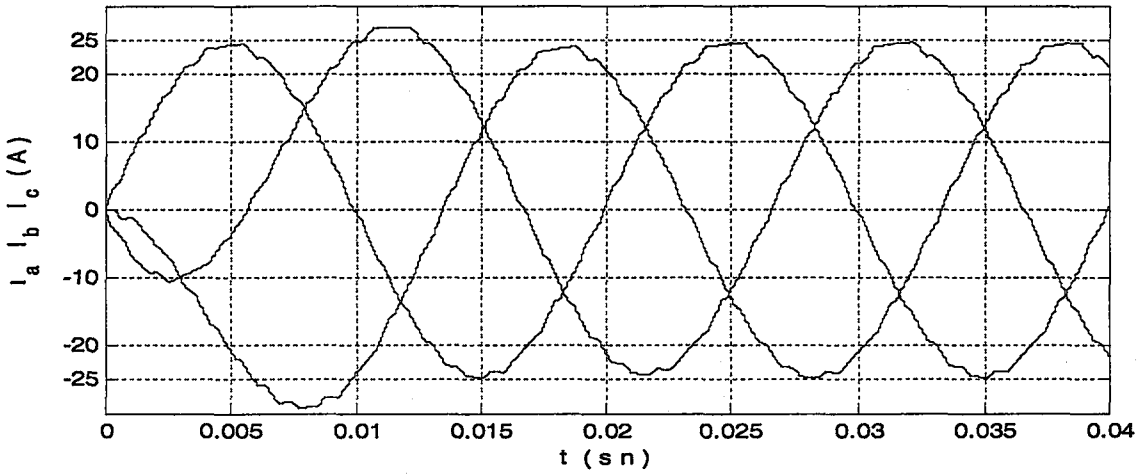
Şekil 4.9(c)



Şekil 4.9(d)



Şekil 4.9(e)



Şekil 4.9(f)

Şekil 4.9 Beş-seviyeli kaskat inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması durumunda sırası ile (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sintüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

4.6 Kaskat İnverter İçin Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

4.6.1 Üç-seviyeli Kaskat İnverter için

$f_s = 750$ Hz için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Üç seviyeli kaskat invertere ait faz gerilimi Şekil 4.6(b)'de $-E, 0, E$ üç seviyeli olarak, hat gerilimi Şekil 4.6(d)'de $-2E, -E, 0, E, 2E$ beş seviyeli olarak elde edilmiştir. ($E = 400$ V)

Şekil 4.6(c)'deki faz geriliminin spektrumunda, ana harmoniğin genliği $(E) * M_a = 398 * 0.9 = 359$ Volt olarak elde edilmiştir. Şekil 4.6(e)'de hat geriliminin spektrumunda ana harmoniğin genliği ise $359\sqrt{3} = 621$ Volt olarak elde edilmiştir. Şekil 4.6(c) ve Şekil 4.6(e)'deki her iki harmonik spektrumuna bakılırsa, harmonikler $m_f = 15$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. m_f 3'ün katı seçildiğinden, hat geriliminin spektrumunda faz geriliminin spektrumundan farklı olarak üç ve üçün katı harmonikler ortaya çıkmamıştır. Ayrıca her iki spektrumda dikkat edilecek diğer nokta, ana harmoniğe yakın harmoniklerin genlikleri, iki seviyeli inverterlere kıyasla daha küçüktür.

Şekil 4.6(f)'deki akım dalga şeklinde, akım değeri $I = \frac{359}{Z = 29,269} = 12,2$ A olarak elde edilmiştir. Spektrum şekillerinden görüldüğü gibi ana harmoniğe yakın harmoniklerin genliklerinin küçük olmasının etkisi, iki seviyeli inverterlere kıyasla akım dalga şeklinde düzelmeye yol açmıştır.

$f_s = 1050$ Hz için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Anahtarlama frekansı $f_s = 750$ Hz' deki sonuçlardan farklı olarak burada;

Şekil 4.7(c)'deki faz gerilimi spektrumu ve Şekil 4.7(e)'deki hat gerilimi spektrumundan da görüldüğü gibi, harmonikler $m_f = 21$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. Bununla birlikte, ana harmoniğe en yakın harmoniklerin genliklerinin küçük olmasına ilave olarak, ortaya çıktıkları frekanslarında bir öncekine göre büyük olmasından dolayı Şekil 4.7(f)' deki akım dalga şekli, Şekil 4.6(f)' dekinden daha düzgün elde edilmiştir. Bu düzelme faz ve hat gerilim değişimlerinden de görülmektedir.

4.6.2 Beş-Seviyeli Kaskat İnverter için

$f_s = 750$ Hz için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Beş seviyeli invertere ait faz gerilimi Şekil 4.8(b)'de $-2E, -E, 0, E, 2E$ beş seviyeli olarak, hat gerilimi Şekil 4.8(d)' de $-4E, -3E, -2E, -E, 0, E, 2E, 3E, 4E$ dokuz seviyeli olarak elde edilmiştir. ($E = 400$ V)

Şekil 4.8(c)'de faz geriliminin spektrumunda ana harmoniğin genliği $(2E) * M_a = 799 * 0.9 = 719 \text{ Volt}$ olarak elde edilmiştir. Şekil 4.8(e)'de hat geriliminin spektrumunda ana harmoniğin genliği ise $719\sqrt{3} \approx 1242 \text{ Volt}$ olarak elde edilmiştir. Şekil 4.8(c) ve Şekil 4.8(e)'deki her iki harmonik spektrumuna bakılırsa, harmonikler $m_f = 15$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. $m_f 3$ 'ün katı seçildiğinden, hat geriliminin spektrumunda faz geriliminin spektrumundan farklı olarak üç ve üçün katı harmonikler ortaya çıkmamıştır. Ayrıca her iki spektrumda dikkat edilecek diğer nokta, ana harmoniğe yakın harmoniklerin genlikleri, üç seviyeli kaskat invertre kıyasla daha küçüktür.

Şekil 4.8(f)'deki akım dalga şeklinde, akım değeri $I = \frac{719}{Z = 29,269} = 24,5 \text{ A}$ olarak elde edilmiştir. Spektrum şekillerinden görüldüğü gibi ana harmoniğe yakın harmoniklerin genliklerinin üç seviyeli kaskat invertre kıyasla küçük olmasının etkisi, akım dalga şeklinde düzelmeye yol açmıştır.

$f_s = 1050 \text{ Hz}$ için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Anahtarlama frekansı $f_s = 750 \text{ Hz}$ 'deki sonuçlardan farklı olarak burada;

Şekil 4.9(c) 'deki faz gerilimi spektrumu ve Şekil 4.9(e) deki hat gerilimi spektrumundan da görüldüğü gibi, harmonikler $m_f = 21$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. Bununla birlikte ana harmoniğe en yakın harmoniklerin genliklerinin üç seviyeli kaskat devreye kıyasla küçük olmasına ilave olarak, ortaya çıktıkları frekanslarında bir öncekine göre büyük olmasından dolayı Şekil 4.9 (f)'deki akım dalga şekli, Şekil 4.8 (f)'dekinden daha düzgün elde edilmiştir.

4.6.3 Üç ve Beş-seviyeli benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması

Yukarıda elde edilen sonuçlardan da görüldüğü gibi, 5-seviyeli durumda 3-seviyeli duruma göre aynı frekans değerlerinde daha düzgün çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Bununla birlikte elde edilen gerilim ve akım değerleri de daha yüksektir. Bütün bu sonuçlar çok seviyeli inverterlerde anahtarlama frekansında bir artma olmadan ve inverterin çıkış gücünde bir azalma olmadan, seviye sayısı arttıkça çıkış dalga şeklinde harmonik distorsiyonu azalırken, basamak sayısı arttığını açık bir şekilde göstermektedir.

4.7 Çok Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverterin SDGM İle Benzetimi

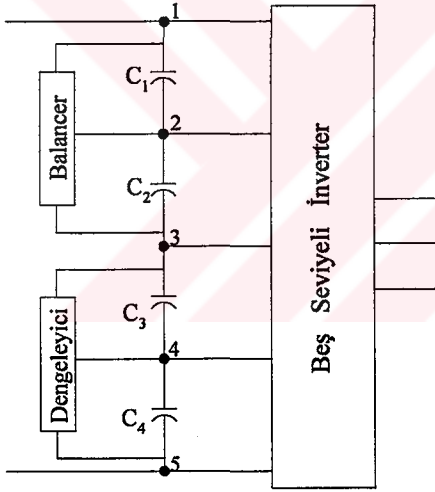
Tezin bu bölümünde çok seviyeli diyot-kenetlemeli inverterlerin, 3-fazlı üç ve beş seviyeli devrelerinin 3-fazlı bir RL yükünü beslemesi durumunda *MATLAB/SimPower System* de çok seviyeli doğal örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) kullanılarak, tek faz modülasyonu mantığına göre benzetimi yapılmıştır. Benzetim devrelerinde anahtar

olarak IGBT, taşıyıcı dağılımı olarak ta APO Dağılım kullanılmıştır. Üç ve beş seviyeli devreler için benzetim sonuçları, anahtarlama frekansının 750 ve 1050 Hz, modülasyon indeksinin 0.9 ve çıkış frekansının 50 Hz değerleri için alınmıştır. Ayrıca benzetim devrelerinde kullanılan parametreler 3-seviyeli ve 5-seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için EK-2 de verilmiştir. Benzetim sonuçlarında faz ve hat gerilimleri iki periyot (2T) için çizdirildiği halde, onların harmonik spektrumları bir periyot (T) için çizdirilmiştir.

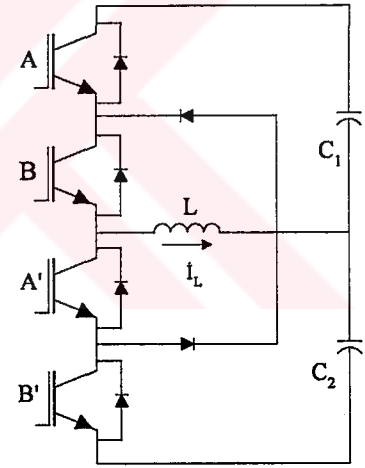
4.8 Diyot Kenetlemeli İnverterin Gerilim Dengesizlik Problemini Çözmek İçin

Benzetimde Kullanılan Devre

Gerilim tek bir dc-linkten sağlandığı zaman dc-linkteki kondansatörlerin gerilim dengesini garanti etmek için, 2 ve 4 düğümlerine; bu düğümlerden çekilen net ortalama akımı iptal etmek için uygun akımlar enjekte etmek gerekir. Bu, Şekil 4.10'da gösterildiği gibi dc-linkte ki her iki kondansatör için ekstra devreler kullanılarak sağlanabilir. Şekil 4.10'da kullanılan dengeleyici devrelerin açık şeması Şekil 4.11'de ve bu devreye ait anahtarlama durumları Tablo 4.3'te gösterilmiştir.



Şekil 4.10 Kondansatör dengeleme için ilave devre



Şekil 4.11 C_1 ve C_2 için denge devresi

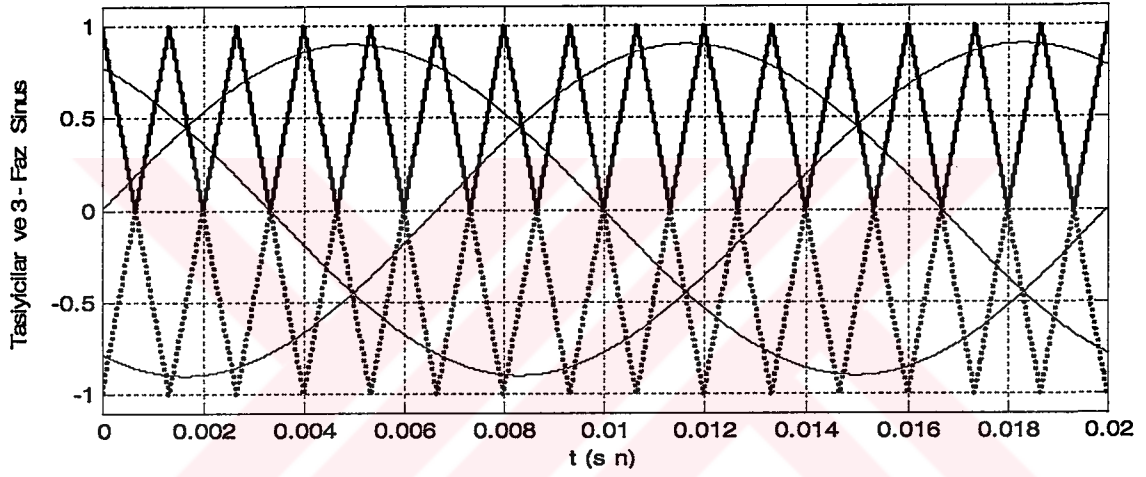
Şekil 4.11'deki devre, Tablo 4.3'de gösterilen üç anahtarlama durumu sayesinde indüktans vasıtasıyla enerjiyi bir kondansatörden diğerine transfer ederek çalışır. Boşluk durumu anahtar çiftlerinin eşzamanlıdan ziyade ard arda anahtarlanmasına izin vermek içindir. Bu durum komutasyon periyodunu tamamlamak ve anahtarlar üzerindeki fazla geçici tutma gerilimlerini önlemek için kullanılır. İki kondansatör arasındaki artık aktif gücü emmek için indüktansa seri bağlı küçük bir direnç benzetimde kullanılabilir.

Tablo 4.3 Dengeleyici devreye ait anahtarlama durumları ve enerji akış yönü

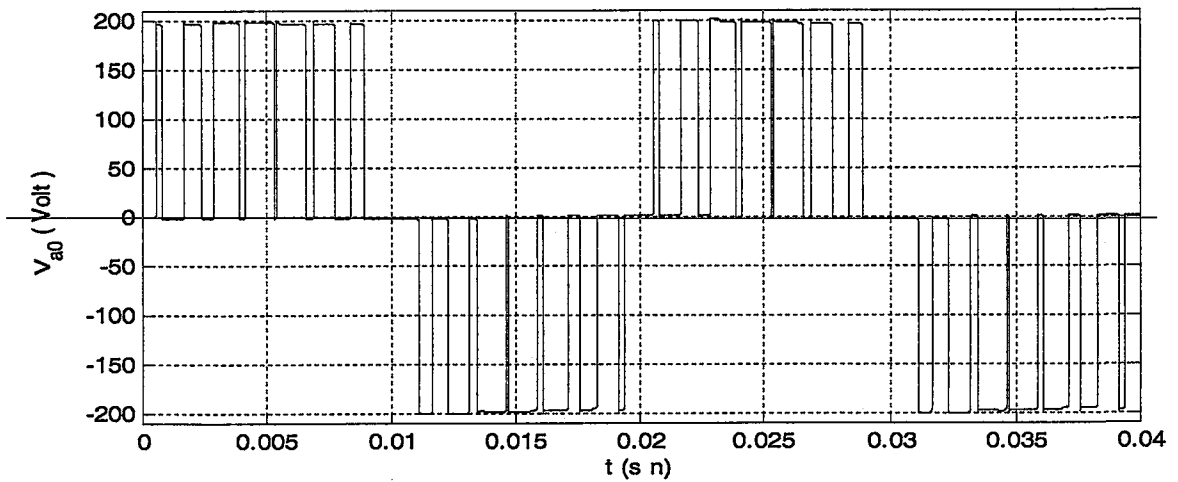
A	B	A'	B'	İndüktans Gerilimi	İndüktans Akımı	Enerji Akışı
1	1	0	0	Pozitif	Pozitif	$C_1 \rightarrow L$
					Negatif	$L \rightarrow C_1$
0	1	1	0	Sıfır	Pozitif	Boşluk Durumu
					Negatif	Boşluk Durumu
0	0	1	1	Negatif	Pozitif	$L \rightarrow C_2$
					Negatif	$C_2 \rightarrow L$

4.9 Üç-Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverterin Benzetim Sonuçları

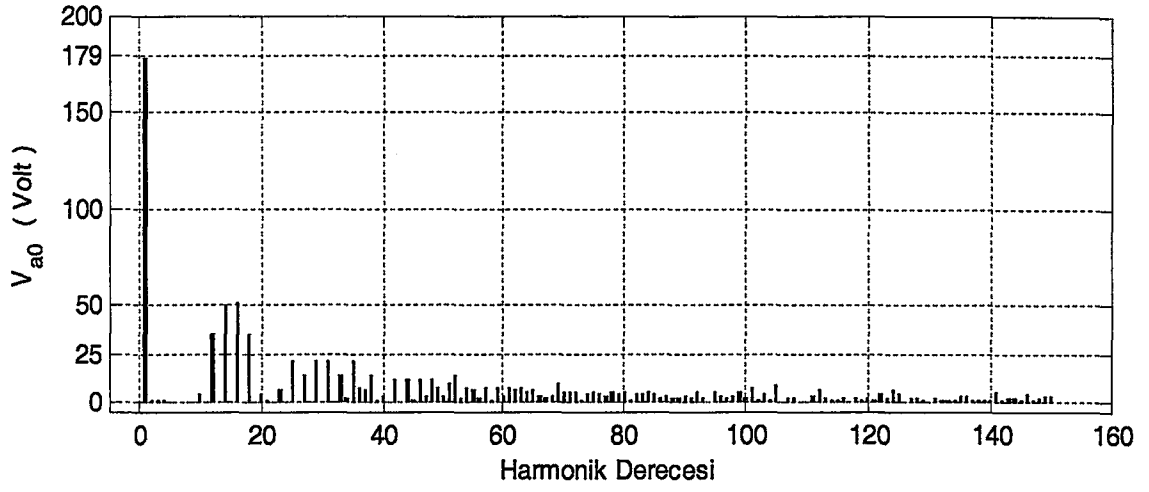
4.9.1 m =3 seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz için benzetim sonuçları



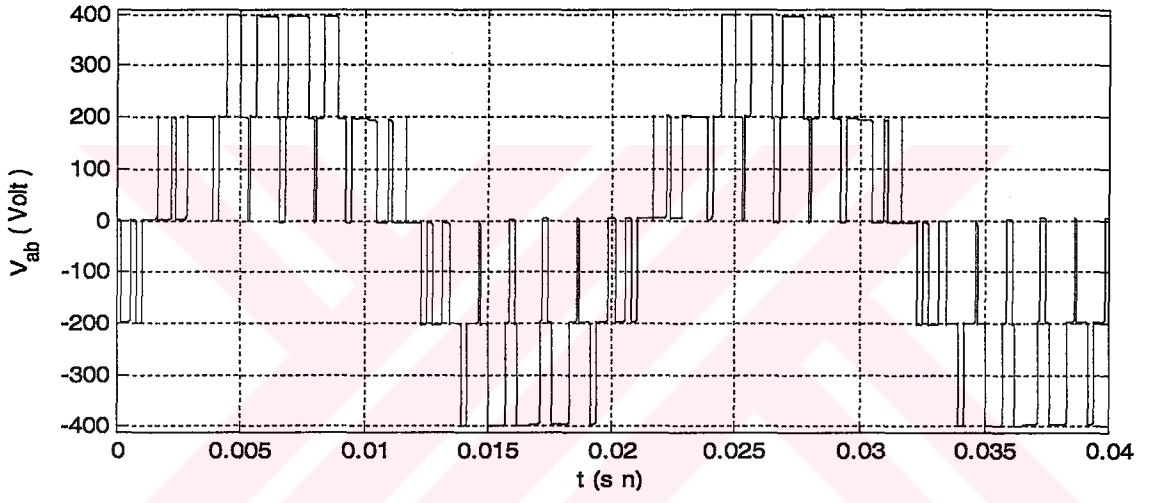
Şekil 4.12(a)



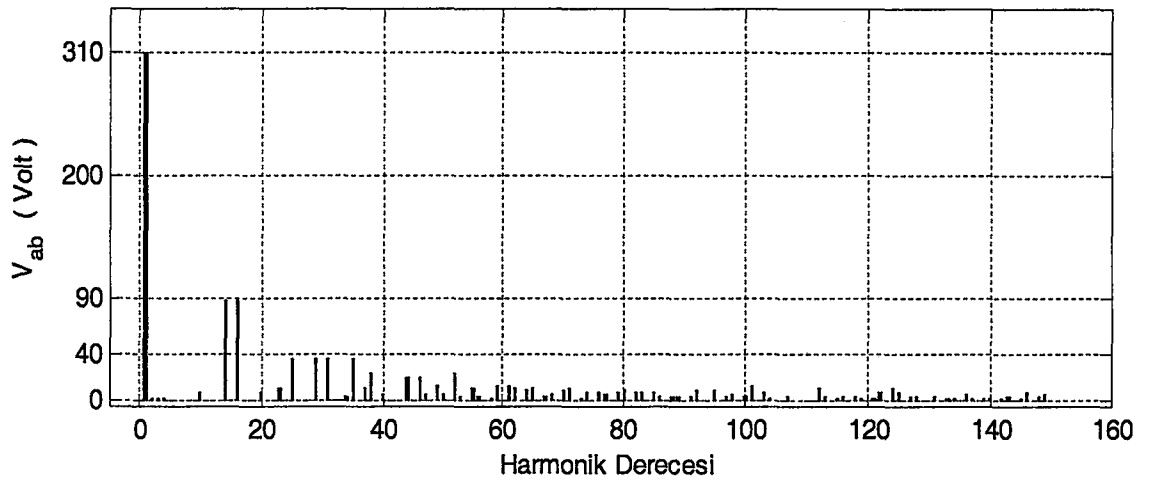
Şekil 4.12(b)



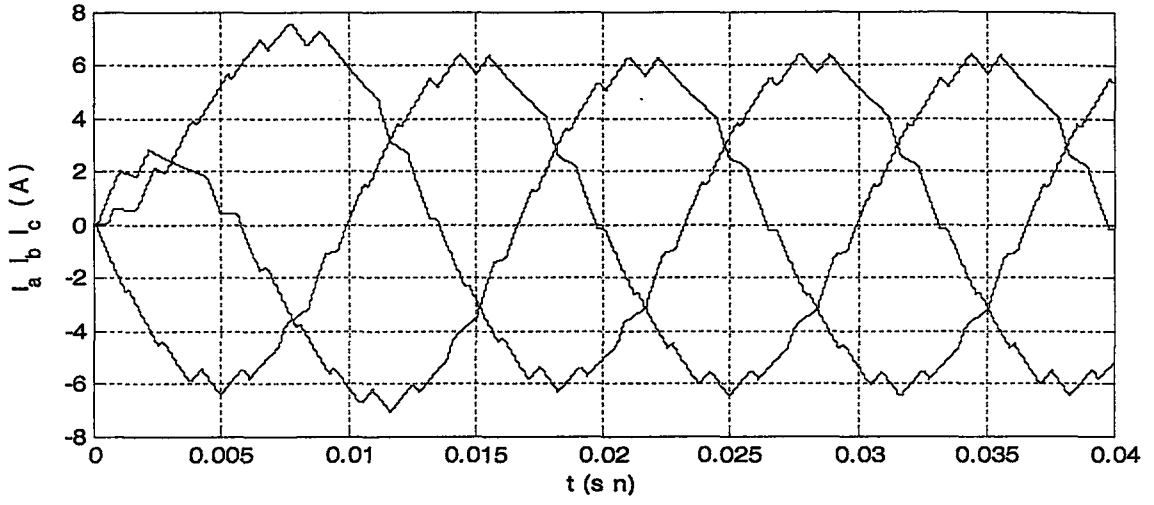
Şekil 4.12(c)



Şekil 4.12(d)



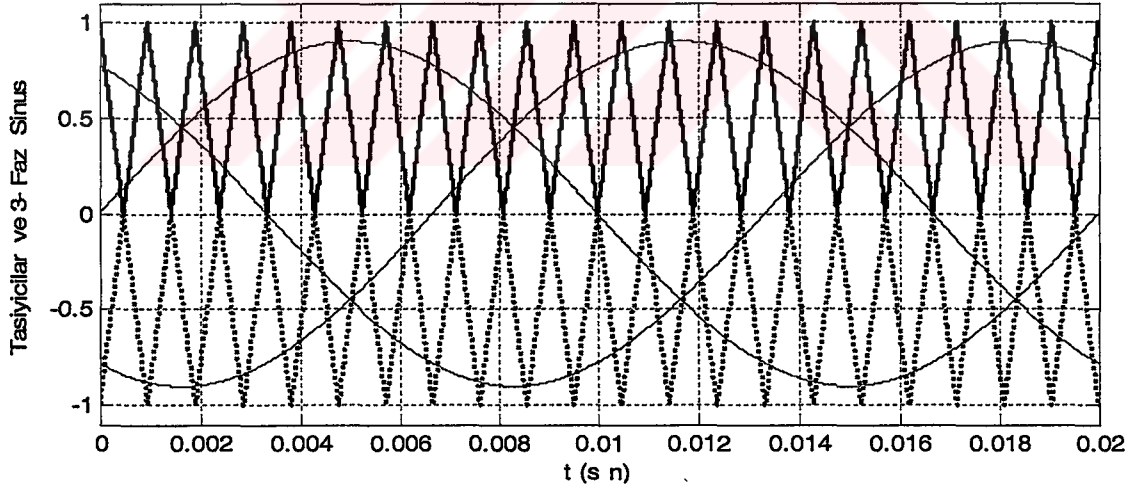
Şekil 4.12(e)



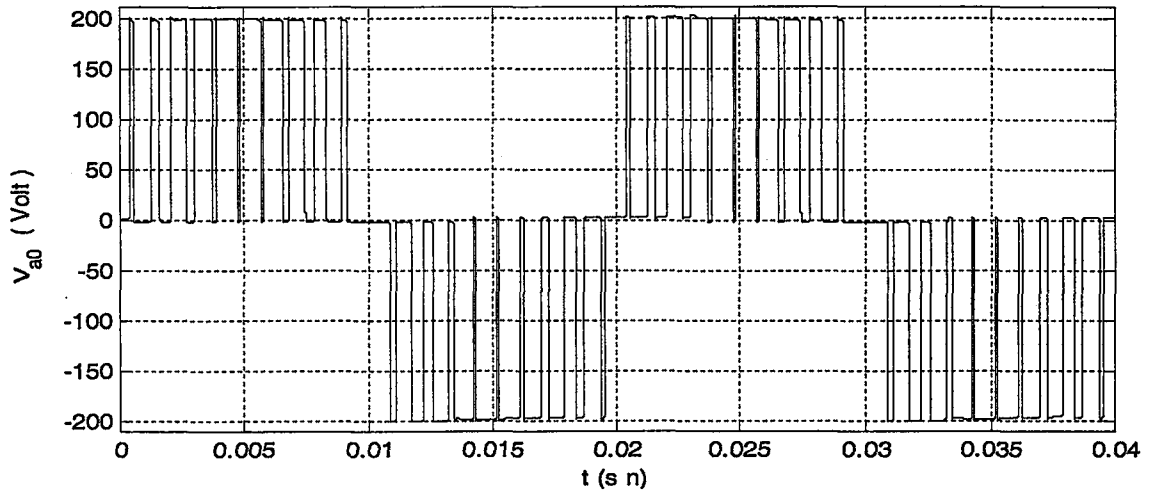
Şekil 4.12(f)

Şekil 4.12 Üç-seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz alınması durumunda (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

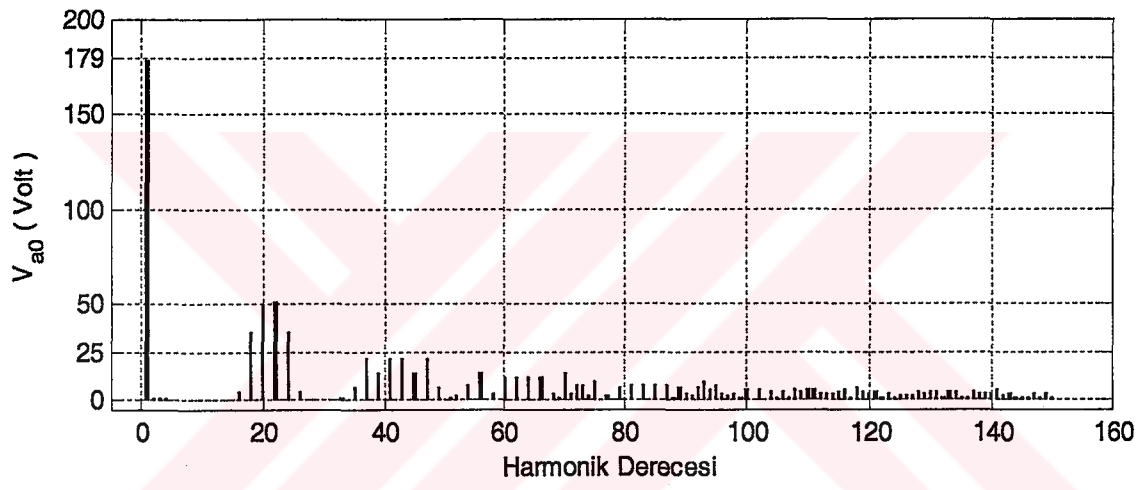
4.9.2 $m=3$ seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz için benzetim sonuçları



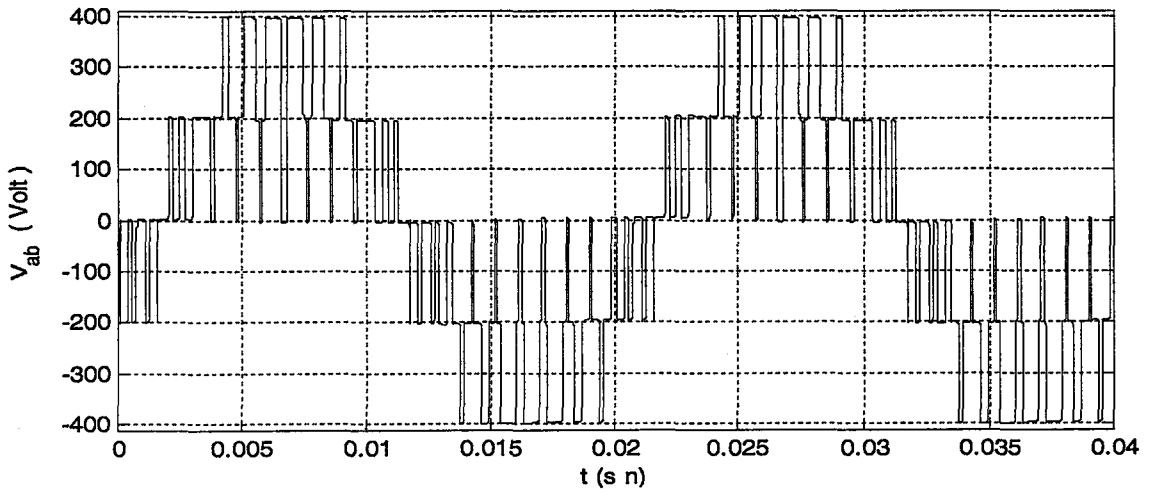
Şekil 4.13(a)



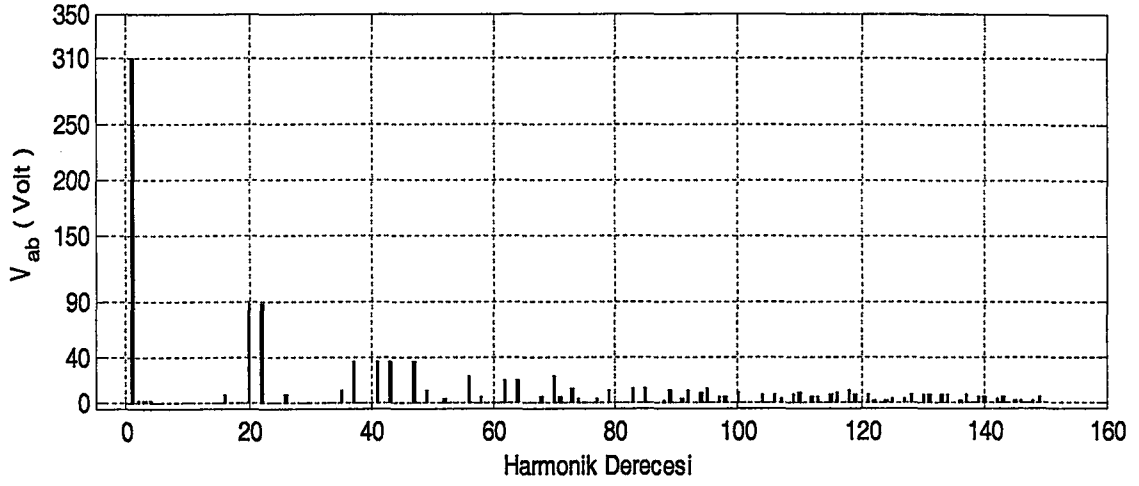
Şekil 4.13(b)



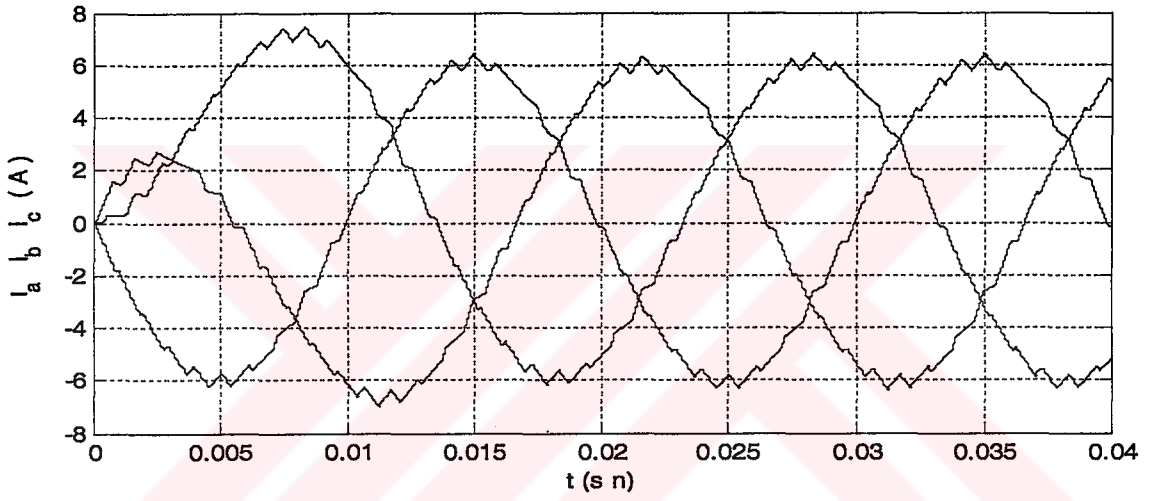
Şekil 4.13(c)



Şekil 4.13(d)



Şekil 4.13(e)

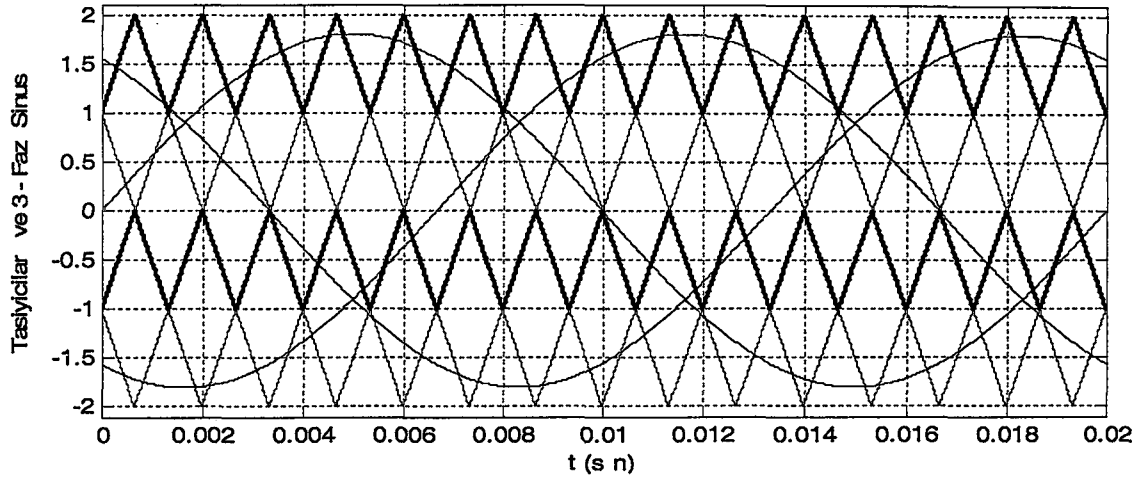


Şekil 4.13(f)

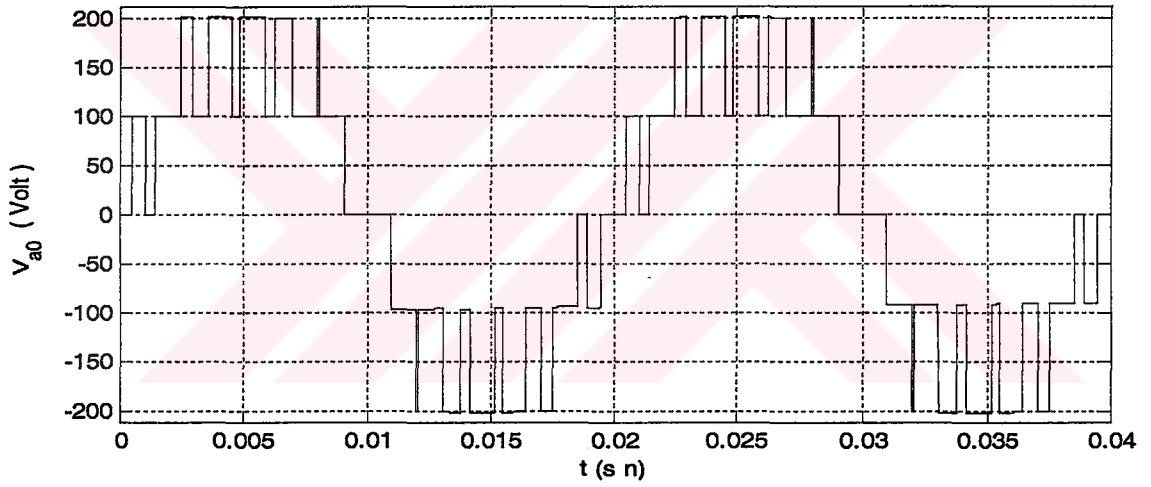
Şekil 4.13 Üç-seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması durumunda (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüsls, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

4.10 Beş Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverterin Benzetim Sonuçları

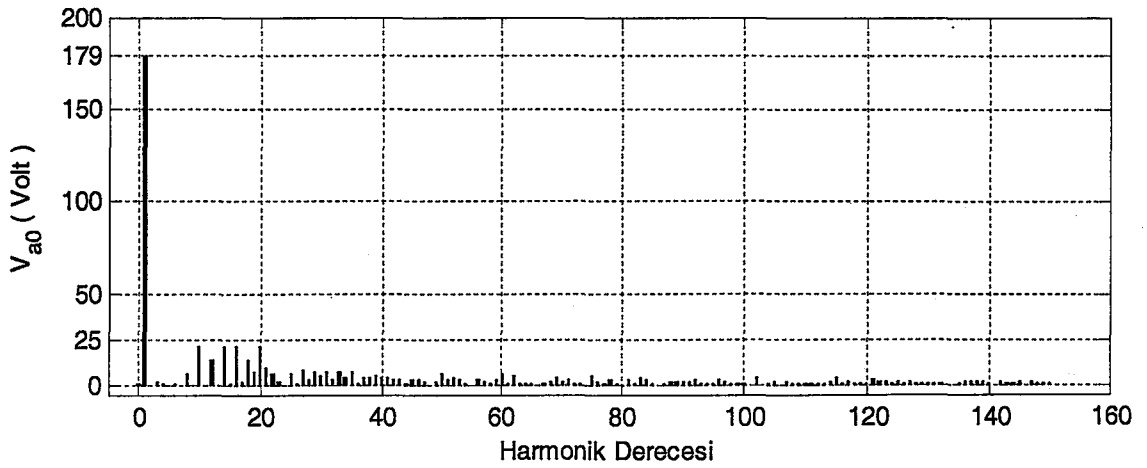
4.10.1 $m=5$ seviyeli, $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz için benzetim sonuçları



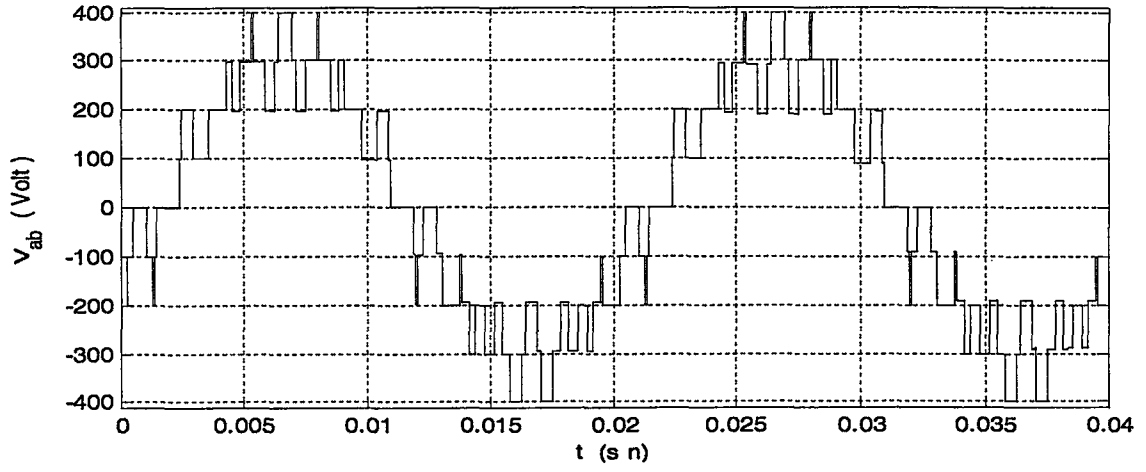
Şekil 4.14(a)



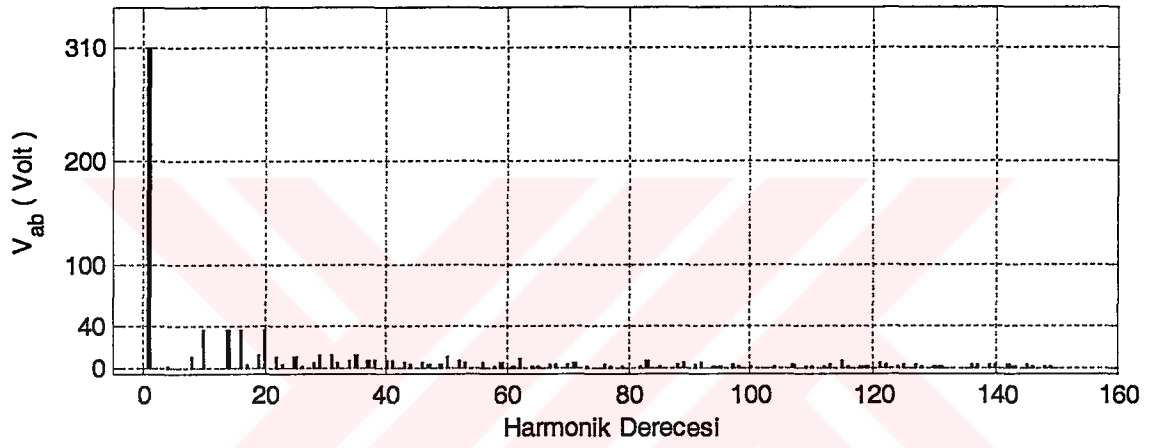
Şekil 4.14(b)



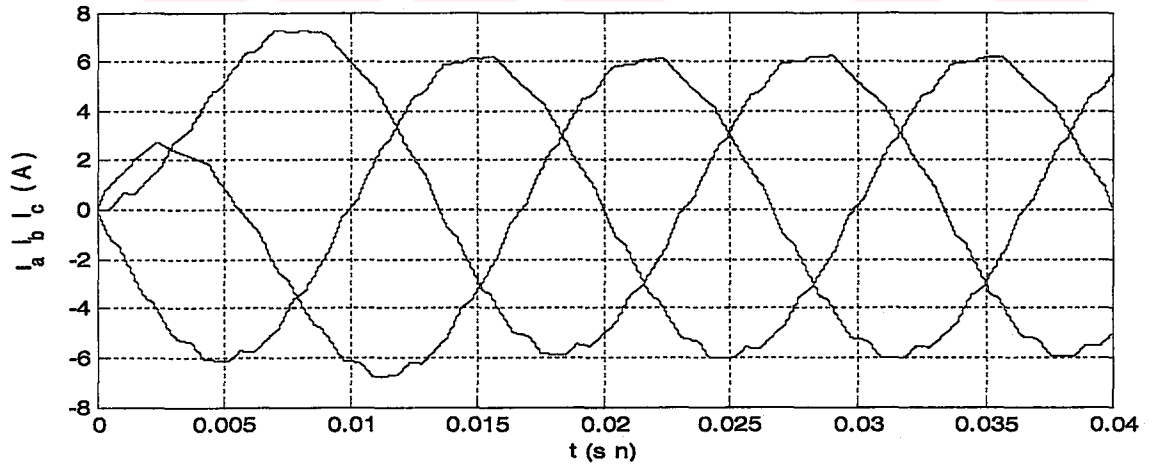
Şekil 4.14(c)



Şekil 4.14(d)



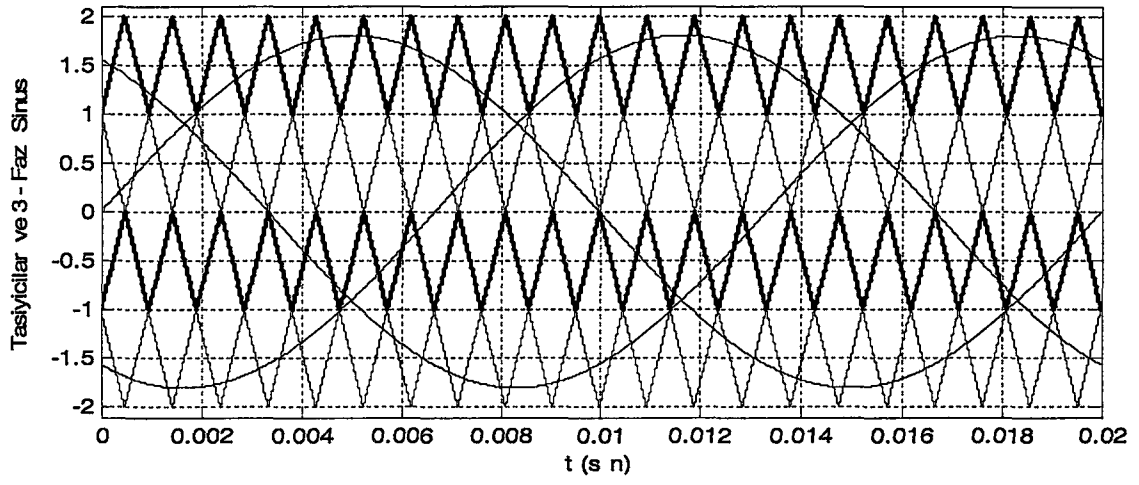
Şekil 4.14(e)



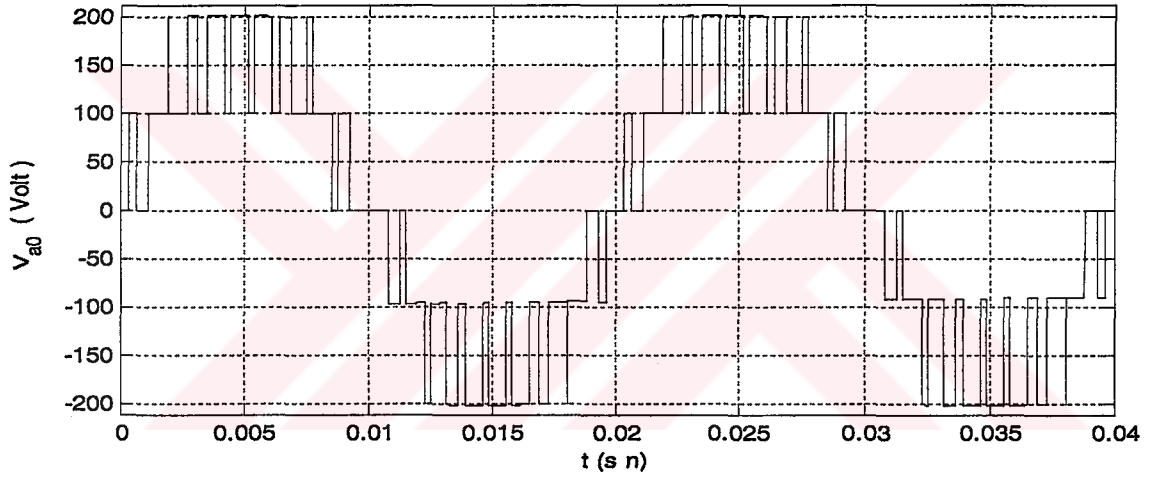
Şekil 4.14(f)

Şekil 4.14 Beş-seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 750$ Hz alınması durumunda (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

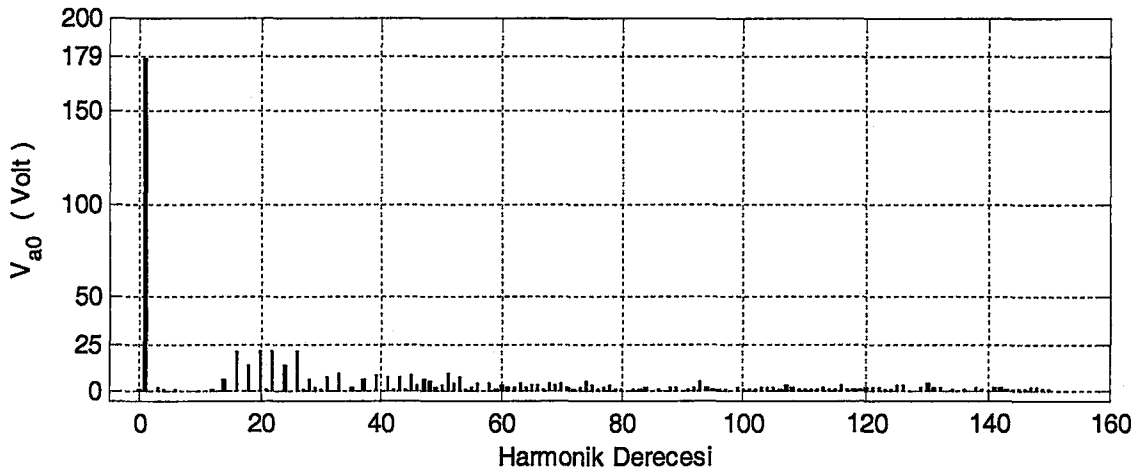
4.10.2 $m=5$ seviyeli, $M_a=0.9$ ve $f_s=1050$ Hz için benzetim sonuçları



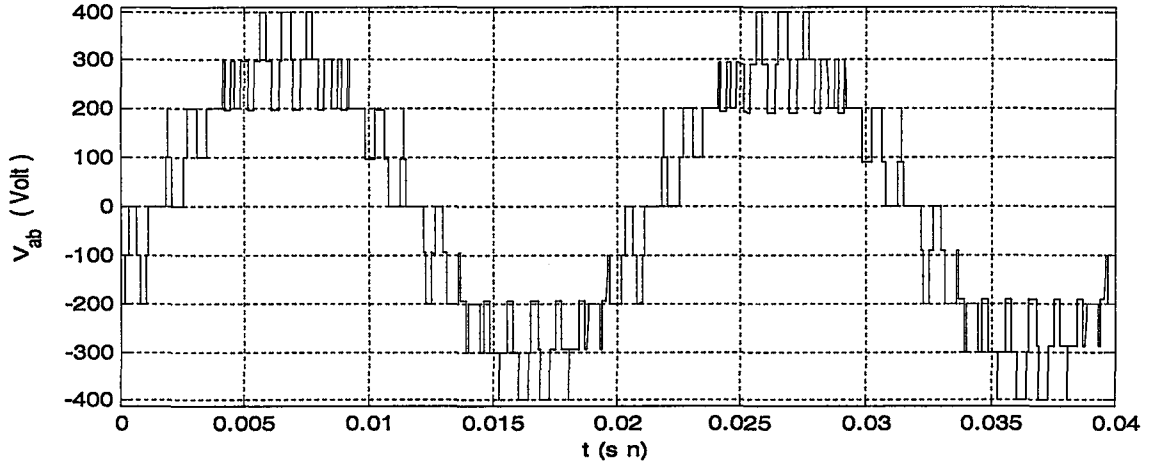
Şekil 4.15(a)



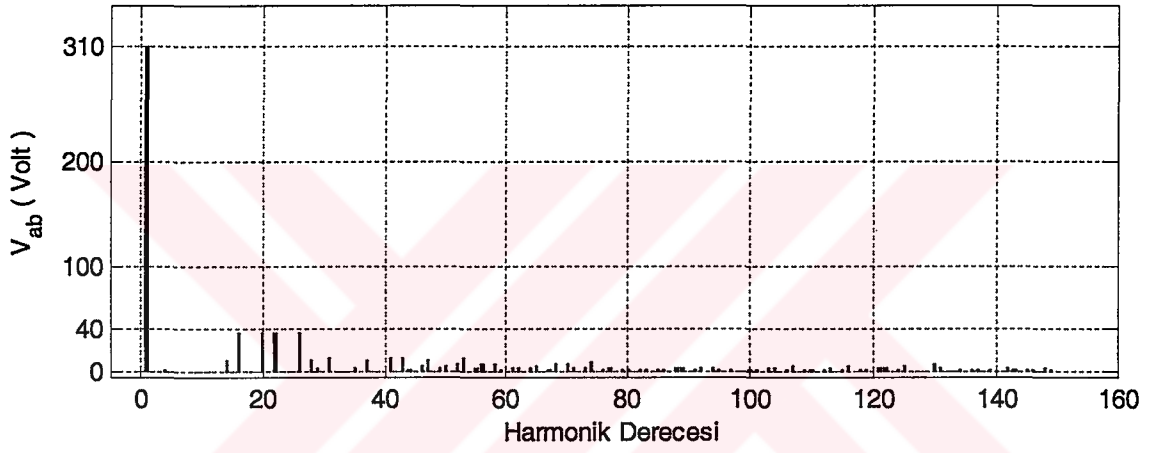
Şekil 4.15(b)



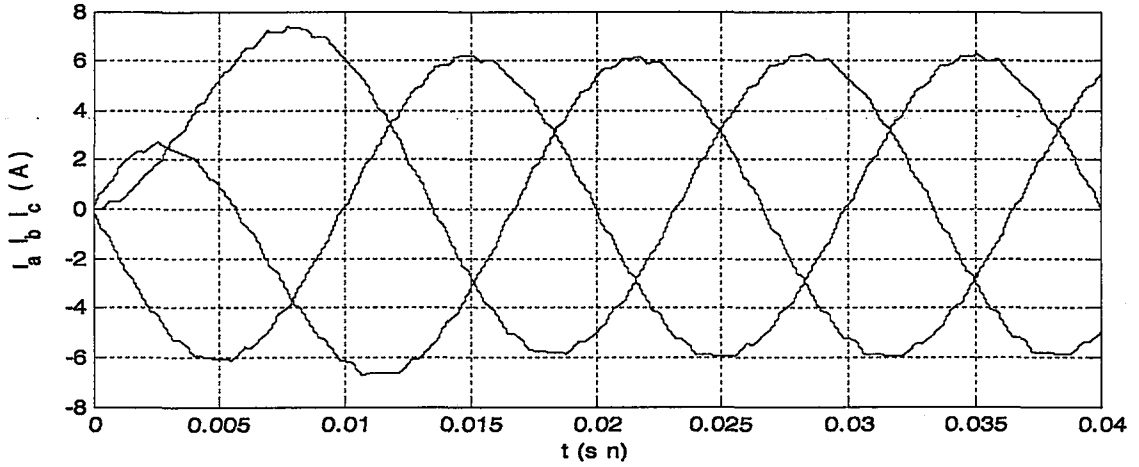
Şekil 4.15(c)



Şekil 4.15(d)



Şekil 4.15(e)



Şekil 4.15(f)

Şekil 4.15 Beş-seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için $M_a = 0.9$ ve $f_s = 1050$ Hz alınması durumunda (a) Taşıyıcılar ve 3-faz sinüs, (b) İnverter faz gerilimi, (c) Faz gerilimi spektrumu, (d) İnverter hat gerilimi, (e) Hat gerilimi spektrumu, (f) 3-Faz çıkış akımı dalga şekilleri.

4.11 Diyot Kenetlemeli İnverter İçin benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

4.11.1 Üç-seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverter için

$f_s = 750$ Hz için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterin faz gerilimi Şekil 4.12(b)'de $-E/2, 0, E/2$ üç seviyeli olarak, hat gerilimi Şekil 4.12(d)'de $-E, -E/2, 0, E/2, E$ beş seviyeli olarak elde edilmiştir. ($E = 400$ V)

Şekil 4.12(c)'de faz geriliminin spektrumunda ana harmoniğin genliği $(E/2) * M_a = 199 * 0,9 = 179$ Volt olarak elde edilmiştir. Şekil 4.12(e)'de hat geriliminin spektrumunda ana harmoniğin genliği ise $179\sqrt{3} = 310$ Volt olarak elde edilmiştir. Şekil 4.12(c) ve Şekil 4.12(e)'deki her iki harmonik spektrumuna bakılırsa, harmonikler $m_f = 15$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. m_f 3'ün katı seçildiğinden, hat geriliminin spektrumunda faz geriliminin spektrumundan farklı olarak üç ve üçün katı harmonikler ortaya çıkmamıştır. Ayrıca her iki spektrumda dikkat edilecek diğer nokta, ana harmoniğe yakın harmoniklerin genliklerinin, iki seviyeli inverterlere kıyasla daha küçük olduğudur.

Şekil 4.12(f)'deki akım dalga şeklinde, akım değeri $I = \frac{179}{Z = 29,269} = 6,1$ A olarak elde edilmiştir. Spektrum şekillerinden görüldüğü gibi ana harmoniğe yakın harmoniklerin genliklerinin küçük olmasının etkisi, iki seviyeli inverterlere kıyasla akım dalga şeklinde düzelmeye yol açmıştır.

$f_s = 1050$ Hz için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Anahtarlama frekansı $f_s = 750$ Hz' deki sonuçlardan farklı olarak burada;

Şekil 4.13(c) faz gerilimi spektrumu ve Şekil 4.13(e)'deki hat gerilimi spektrumundan da görüldüğü gibi, harmonikler $m_f = 21$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. Bununla birlikte ana harmoniğe en yakın harmoniklerin genliklerinin küçük olmasına ilave olarak, ortaya çıktıkları frekanslarında bir öncekine göre büyük olmasından dolayı Şekil 4.13 (f) 'deki akım dalga şekli, Şekil 4.12 (f) de kinden daha düzgün elde edilmiştir. Aynı düzelme faz ve hat gerilimi dalga şekillerinden de görülmektedir.

4.11.2 Beş-seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverter için

$f_s = 750$ Hz için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterin faz gerilimi Şekil 4.14(b)'de $-E/2, -E/4, 0, E/4, E/2$ beş seviyeli olarak, hat gerilimi Şekil 4.8(d)'de $-E, -3E/4, -E/2, -E/4, 0, E/4, E/2, 3E/4, E$ dokuz seviyeli olarak elde edilmiştir. ($E = 400$ V)

Şekil 4.14(c)'de faz geriliminin spektrumunda ana harmoniğin genliği $(E/2) * M_a = 198 * 0,9 = 179 \text{ Volt}$ olarak elde edilmiştir. Şekil 4.14(e)'de hat geriliminin spektrumun da ana harmoniğin genliği ise $179\sqrt{3} = 310 \text{ Volt}$ olarak elde edilmiştir. Şekil 4.14(c) ve Şekil 4.14(e)'deki her iki harmonik spektrumuna bakılırsa, harmonikler $m_f = 15$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. m_f 3'ün katı seçildiğinden, hat geriliminin spektrumunda faz geriliminin spektrumundan farklı olarak üç ve üçün katı harmonikler ortaya çıkmamıştır. Ayrıca her iki spektrumda dikkat edilecek diğer nokta, ana harmoniğe yakın harmoniklerin genlikleri, üç seviyeli diyot-kenetlemeli invertere kıyasla daha küçük olduğudur.

Şekil 4.14(f)'deki akım dalga şeklinde, akım değeri $I = \frac{179}{Z = 29,269} = 6,1 \text{ A}$ olarak elde edilmiştir. Spektrum şekillerinden görüldüğü gibi ana harmoniğe yakın harmoniklerin genliklerinin üç seviyeli diyot-kenetlemeli devreye kıyasla küçük olmasının etkisi, akım dalga şeklinde düzelmeye yol açmıştır.

$f_s = 1050 \text{ Hz}$ için benzetim sonuçlarının değerlendirilmesi

Anahtarlama frekansı $f_s = 750 \text{ Hz}$ ' deki sonuçlardan farklı olarak burada;

Şekil 4.15(c) faz gerilimi spektrumu ve Şekil 4.15(e)' deki hat gerilimi spektrumundan da görüldüğü gibi, harmonikler $m_f = 21$ ve onun katları ve yan batlarında ortaya çıkmıştır. Bununla birlikte ana harmoniğe en yakın harmoniklerin genliklerinin üç seviyeli diyot-kenetlemeli devreye kıyasla küçük olmasına ilave olarak, ortaya çıktıkları frekanslarında bir öncekine göre büyük olmasından dolayı Şekil 4.15(f)' deki akım dalga şekli, Şekil 4.14 (f)' dekinden daha düzgün elde edilmiştir. Aynı düzelme faz ve hat gerilimi dalga şekillerinden de görülmektedir.

4.11.3. Üç ve Beş-seviyeli Diyot kenetlemeli Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması

Yukarıda elde edilen sonuçlara bakıldığında; diyot kenetlemeli inverterde elde edilen faz gerilimi, hat gerilimi ve faz akımlarının tepe değerlerinin hem 3-seviyeli hem de 5-seviyeli aynı değerler olduğudur. Örneğin faz gerilimi 200 Volt , hat gerilimi 400 Volt ve akım $6,1 \text{ Amper}$ dir. Kısacası aynı dc gerilimde, seviye sayısı arttığı halde elde edilen gerilim değeri aynıdır. Bu durum kaskat inverter ile kıyaslandığı zaman bir dezavantajdır. Bununla birlikte 5-seviyeli inverterin akım dalga şekilleri 3-seviyelininkinden daha düzgün olarak elde edilmiştir. Bunun sebebi ise harmonik spektrumlarından görüldüğü gibi 5-seviyeli durumda ana harmoniğe yakın harmoniklerin genliklerinin 3-seviyeli duruma göre daha küçük olmasıdır. Bütün bu sonuçlar çok seviyeli inverterlerde anahtarlama frekansında bir artma olmadan ve inverterin çıkış gücünde bir azalma olmadan, seviye sayısı arttıkça çıkış dalga şeklinde harmonik distorsiyonu azalırken, basamak sayısı arttığını açık bir şekilde göstermektedir.

4.12 Çok Seviyeli Diyot Kenetlemeli ve Kaskat İnverterlerin Karşılaştırılması

Kaskat ve diyot kenetlemeli çok seviyeli inverterler için yukarıda elde edilen sonuçlar faz gerilimi ve onun ana harmoniği, hat gerilimi ve onun ana harmoniği ve faz akımların tepe değerleri için aşağıdaki gibi tablolarda özetlenebilir.

Tablo 4.4 Kaskat inverterin benzetim sonuçlarının özeti

	1-Faz için dc Kaynak Değeri	Faz Gerilimi ve Ana harmoniği	Hat Gerilimi ve Ana harmoniği	Faz akımı
3-Seviyeli Kaskat İnverter	E= 400 Volt	400 V	800 V	12 A
		359 V	621 V	
5-Seviyeli Kaskat İnverter	2E=800 Volt	800 V	1600 V	25 A
		719 V	1242 V	

Tablo 4.5 Diyot Kenetlemeli inverterin benzetim sonuçlarının özeti

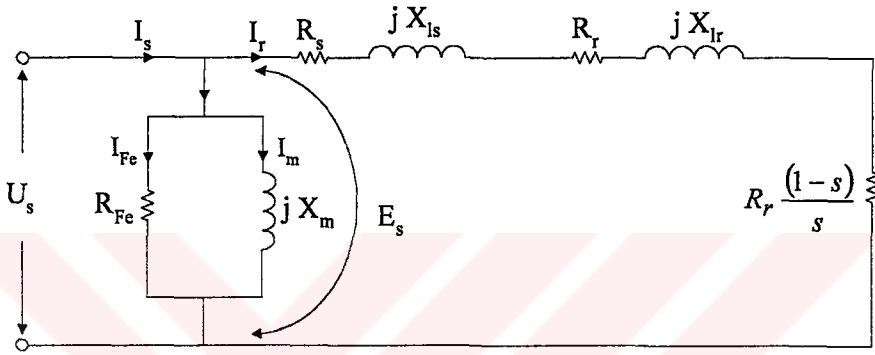
	1-Faz için dc Kaynak Değeri	Faz Gerilimi ve Ana harmoniği	Hat Gerilimi ve Ana harmoniği	Faz akımı
3-Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverter	E= 400 Volt	200 V	400 V	6 A
		179 V	310 V	
5-Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverter	E= 400 Volt	200 V	400 V	6 A
		179 V	310 V	

Tablo 4.4'den görüldüğü gibi Kaskat inverter için 5-seviyeli durumda 3-seviyeli duruma göre elde edilen gerilim ve akım değerleri de daha yüksektir. Diyot-kenetlemeli inverter için Tablo 4.5'de görüldüğü gibi 5-seviyeli ve 3-seviyeli durumda elde edilen gerilim ve akım değerleri aynıdır. Ancak tablolardan da görüldüğü gibi 3-seviyeli kaskat inverter ile, 3 ve 5-seviyeli diyot kenetlemeli inverterlerin bir fazı için kullanılan dc kaynağın gerilim değeri E= 400 Volt iken, 5-seviyeli kaskat inverter için kullanılan dc kaynağın gerilim değeri 2E=800 Volt'tur. Çünkü bir fazında iki adet tam köprü inverter vardır. Bununla birlikte, 3-fazlı inverter durumunda kaskat inverterin her fazı için ayrı dc gerilim kaynağı kullanılırken, diyot-kenetlemeli inverterde bir veya 3-fazlı durumda tek bir dc gerilim kaynağı kullanılmaktadır.

Üç seviyeli diyot-kenetlemeli ve kaskat inverterin benzetim sonuçları değerlendirildiğinde, kullanılan dc gerilim kaynağının değeri aynı (E=400 Volt) olmasına rağmen, kaskat inverterden elde edilen akım ve gerilim değerleri daha büyüktür. 5-seviyeli inverter durumu içinde sonuç aydır. Hatta 5-seviyeli diyot-kenetlemeli inverter için dc gerilim kaynağı değerini 800 Volt yapsak bile, beşinci seviyede elde edilecek gerilim değeri $E/2= 400$ Volt ve akım değeri 12.2 Amper olur ki yine kaskat inverterde 5- seviyelide elde edilen akım ve gerilim değerinden daha küçüktür. Elde edilen bu sonuçlar kaskat çok seviyeli inverterin diyot kenetlemeli çok seviyeli inverterden daha avantajlı olduğunu göstermektedir. Ayrıca kaskat inverter, Tezin 3.bölümünde değinildiği gibi devrede kullanılan elemanlar bakımından da en avantajlı çok seviyeli inverterdir.

5. ASENKRON MOTORUN ÇOK SEVİYELİ İNVERTER İLE V/F KONTROLÜ

Asenkron motorlar diğer motorlara kıyasla ucuz olmaları, her türlü kötü ortam şartlarında çalışabilmeleri ve bakım gerektirmemeleri gibi üstün özelliklerinden dolayı endüstriyel uygulamalarda ve çoğunlukla değişken hızlı tahrik sistemlerinde yaygın olarak kullanılırlar. Bu nedenle motorun değişken hızlarda çalışma koşullarının incelenmesi gerekir. Bu amaçla, Şekil 5.1'deki sürekli durum eşdeğer devresinden hareketle asenkron makinanın değişik hızlarda çalışabilmesi için, kullanılan yöntemlerden birisi de stator gerilimi genliğinin ve frekansının oranı sabit kalacak şekilde değiştirilmesidir [Sarıoğlu, v.d , 2003].



Şekil 5.1 Asenkron motorun sürekli durum yaklaşık devresi.

Verilen eşdeğer devreden motorun ürettiği elektromanyetik moment şu şekilde ifade edilebilir.

$$T_e = -3 \frac{P}{2} \frac{R_r}{s \omega_s} \frac{U_s^2}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2} \quad (5.1)$$

Burada R_s , R_r ve X_{ls} , X_{lr} sırasıyla stator ve rotorun direnç ve kaçak reaktanslarıdır. X_m ortak reaktans, U_s stator faz gerilimi, ω_s senkron hız, P kutup sayısı ve s motorun kayma değeridir. Motorun rad/s ve d/d olarak senkron hızını aşağıdaki şekilde ifade etmek mümkündür.

$$\omega_s = \frac{2\pi n_s}{60} \quad (5.2)$$

$$n_s = \frac{120 f}{P} \quad (5.3)$$

f motorun kaynak frekansı ve n_s d/d olarak motorun senkron hızıdır.

Asenkron motorların hız kontrolünde, en kolay ve en etkili yol motorun stator sargısına uygulanan gerilimin frekansının değiştirilmesidir. Bu frekans değerinin motorun senkron hızı arasındaki ilişki denklem (5.3)'de verilmektedir. Motor senkron hız değerine ancak boşta iken yaklaşabilir. Boşta çalışıyor olsa bile mildeki sürtünmenin yarattığı yük etkisinden dolayı senkron hızın altında dönecektir. Motorun çalıştığı hız değerini frekans ile miline bağlı yük

belirler. Motorun hızı, senkron hız ile devrilme momentine karşılık gelen devrilme hızı arasındaki dar bir aralıkta değiştirilebilir [Sarioğlu, v.d, 2003]. Sadece stator frekansı değiştirilip stator gerilimi sabit tutulduğunda motorun maksimum moment ve rotor akımı, stator direnci ihmal edilerek aşağıdaki bağıntılara göre değişir;

$$T_{e\max} = -3\left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{U_s^2}{8\pi^2 f^2 (L_{ls} + L_{lr})} \quad (5.4)$$

$$I_r = \frac{U_s}{\sqrt{2}(L_{ls} + L_{lr})} \frac{1}{2\pi f} \quad (5.5)$$

Denklem (5.3)'ten görüldüğü gibi frekans azaltılarak düşük hızlara inmek mümkün olur. Denklem (5.4) ve (5.5) ifadelerinde de paydada yer alan frekansın azalması ile hem motorun maksimum moment hem de rotor akımı artar. Momentteki bu artış, eğer manyetik devredeki doyma etkisi ihmal edilirse büyük boyutlara ulaşabilir. Motorun yüksek moment üretme kapasitesine sahip olması başlangıçta olumlu bir etki gibi gözükse bile, daha fazla akım çekilmesine neden olur. Oysa doyma etkisi göz önüne alındığında motorun artan akıma karşılık üretebileceği maksimum moment çok artmayacaktır. Frekansın azalması ile maksimum momentin artması, motor hiçbir zaman bu kapasiteyi kullanabilecek bir yükte yüklenmeyeceğinden bir fayda sağlamayacağı gibi, motorun boşu boşuna şebekeden yüksek akımlar çekmesine neden olacaktır. Bu akımlar özellikle hızın sıfıra yakın bölgelerinde oldukça büyük değerlere ulaşacak ve Denklem (5.5)'den de görüldüğü gibi frekans sıfır yapıldığında sargı dirençleri ihmal edilirse sonsuza gidecektir.

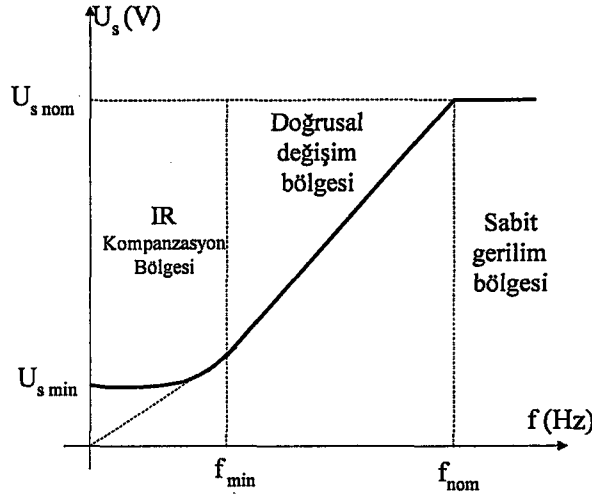
Sonuç olarak, frekans değiştirilerek yapılan hız kontrolü, hız kontrol aralığının büyük bir kısmını kapsayan, şebeke frekansına karşı düşen senkron hız ile sıfır hızı arasındaki hız bölgelerine inilmek istendiğinde, artan akımın getirdiği ilave kayıplar ve doyma etkisi nedeni ile kullanışlı bir yöntem değildir [Sarioğlu, v.d , 2003].

Bu nedenle motora uygulanan gerilimin frekansı düşürülürken, maksimum moment ve akım ifadelerinden görüldüğü gibi hem hız kontrolü yapmak, hem de akım ve momentin bu kontrol sırasında artmasını engellemek için, frekansın genlikle birlikte değiştirilmesi gerekmektedir. Asenkron motorların değişken hızlı sürücü sistemlerinin kontrolünde stator geriliminin genlik ve frekansının değişimine dayalı yöntemler sakalar (v/f) ve vektör kontrol yöntemleridir. Bu yöntemlerden vektör kontrol yöntemi cevap açısından sakalar kontrol yöntemine göre daha üstün olup daha karmaşık bir kontrol algoritması gerektirir. Skalar kontrol yöntemi ise daha basit ve çoğu uygulamada rahatlıkla kullanılabilir.

5.1 v/f Kontrol Yöntemi

Motorun hız kontrolünde, stator geriliminin genlik ve frekansının değiştirilmesi en uygun yöntemdir. Motorun sürekli rejimde geçerli olan (5.1)'deki moment ifadesine bakıldığında, $R_s=0$ olması koşulu altında U_s / f oranının sabit tutulması ile düşük hızlar dışında motorun hızının geniş bir aralıkta kontrol edilebildiği görülmektedir. Bu durumda motorun oluşturabileceği (5.4) de verilen maksimum moment değeri tüm hız kontrol aralığında sabit kalacaktır. Motorun bağlı olduğu kaynaktan çektiği akım da yine belli bir yük için tüm hız aralığı boyunca değişmeyecektir. Ancak bu yöntemde, stator geriliminin genliğinin az olduğu düşük hız bölgelerinde stator direnci önemli hale gelir. Motora nominal yükün uygulanması durumunda, bu çalışma bölgesinde gerekli moment değerinin sağlanması için motora uygulanan gerilime oranla oldukça büyük değerde olan $R_s I_s$ gerilim düşümünün de karşılanması gerekmektedir. Bu değer yol alma sırasın da önemli olup motorun başlangıçta üretmesi gereken yol alma momentinin değerini etkilemektedir. Bu nedenle özellikle düşük hız bölgelerinde gerilimin genliği, bahsedilen gerilim düşümünü kompanze edebilecek şekilde U_s / f oranının belirlediği değerden daha yüksek seçilmelidir. "IR" kompanzasyonu olarak adlandırılan bu yöntem asenkron motorlar için sürücü imal eden firmalar tarafından yaygın olarak kullanılmaktadır.

Motorda $U_s \approx E_s$ alınırsa, $U_s \approx 4,44 f \Phi_s N_s$ olduğundan U_s / f oranının sabit tutulması hava aralığı akısı Φ_s 'nin sabit tutulması anlamına gelir. R_s 'nin sıfırdan farklı olduğu düşünülecek olursa bunu sağlamak için U_s stator gerilimi yerine, statorda indüklenen E_s gerilimi ile stator U_s / f oranının sabit tutulması gereği anlaşılır. "IR" kompanzasyonu bir anlamda bunu sağlamaktadır. Düşük hız bölgeleri dışında U_s / f oranı doğrusal alınabilir. Motor hızının, senkron hız değerinin üzerine çıkarılması için, motora nominal frekansının üzerinde bir frekans uygulanması gerekir. Bu durumda U_s / f oranının sabit tutulabilmesi için gerilimin de artan frekansla artması gerekir, ancak sargı izolasyon problemleri nedeni ile uygulanan gerilimin nominal değerinin üzerine çıkması pek arzu edilmez ve bu nedenle motora uygulanan U_s / f oranının sabit tutulması koşulu nominal frekansın üzerindeki değerlere karşılık olarak motora uygulanan gerilimin nominal değerinde sabit tutulması ile sonuçlanır. Stator geriliminin genlik ve frekansının bu bilgiler ışığında elde edilen değişimleri Şekil 5.2'de verilmiştir. Genel olarak doğrusal değişimden "IR" kompanzasyon bölgesine geçmeyi gerektiren frekans değeri $f_{\min} = 10$ veya 15 Hz civarındadır.



Şekil 5.2 Gerilim/frekans değişim eğrisi

Endüstride asenkron motorların hız kontrolünde yaygın bir şekilde kullanılan stator geriliminin genlik ve frekansının değiştirilmesinin söz konusu olduğu yöntemin gerçekleştirilebilmesi için motorun beslendiği güç kaynağının, değişken genlik ve frekansta gerilimler üretebilecek özellikte olması gerekir. Motoru besleyen şebeke sabit genlik ve frekansta sinüzoidal gerilimler sağlamaktadır. Bu tez çalışmasında, motorun hız kontrolü için gerekli değişken genlik ve frekanslı sinüzoidal işaretler üreten güç elektroniği devrelerinden sinüzoidal DGM kontrollü, 5-seviyeli kaskat inverter kullanılmıştır. Motoru çok seviyeli inverter ile sürmek için motorun geçici durumunu da dikkate almak gerektiğinden, motora ait bir geçici durum matematiksel model kurulması gerekmektedir.

5.2 Asenkron Motorun α - β Modeli

Motorun çok seviyeli inverter ile kontrollü bir şekilde beslenmesinde kullanılacak motora ait matematiksel bir model bulunmalıdır. Bu nedenle öncelikle motorun V/f kontrolü yapılacaksa, motor için gerilim denklemleri α - β referans çatı ekseninde yazılması yeterlidir. Motorun gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir [Krause, 1986].

$$\begin{aligned} U_{s\alpha\beta} &= R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{s\alpha\beta}}{dt} \\ U_{r(\alpha\beta)} &= R_r I_{r(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_{r(\alpha\beta)}}{dt} \end{aligned} \quad (5.6)$$

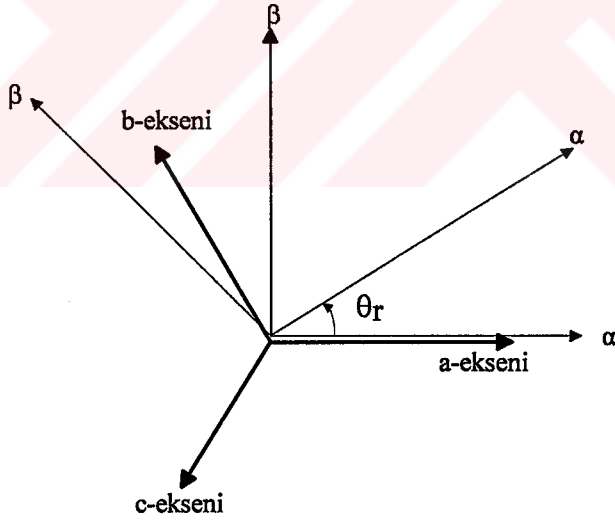
Burada $U_{s\alpha\beta}$, $U_{r(\alpha\beta)}$; $I_{s\alpha\beta}$, $I_{r(\alpha\beta)}$ ve $\Psi_{s\alpha\beta}$, $\Psi_{r(\alpha\beta)}$ sırasıyla stator ve rotorun gerilim, akım ve akı vektörleridir. R_s ve R_r ise stator ve rotorun direnç katsayı matrisleridir. Stator ve rotorun akı vektörleri, yine stator ve rotorun akım vektörleri cinsinden ifadesi:

$$\begin{aligned}\Psi_{s\alpha\beta} &= L_s I_{s\alpha\beta} + L_m I_{r(\alpha\beta)} e^{j\theta_r} \\ \Psi_{r(\alpha\beta)} &= L_r I_{r(\alpha\beta)} + L_m I_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_r}\end{aligned}\quad (5.7)$$

şeklindedir. Burada L_s ve L_r sırasıyla stator ve rotorun öz endüktansları, L_m ise stator ve rotor arasındaki ortak endüktanstır. θ_r motorun elektriksel açı konumu durumundadır. Denklem (5.6) ve Denklem (5.7)'de rotora ait bulunan gerilim ve akı denklemleri rotor referans çatısındadır. Bunun için bu denklemleri stator referans çatısında ifade etmek için aşağıdaki dönüşüm denklemleri kullanılabilir.

$$\begin{aligned}U_{r\alpha\beta} &= U_{r(\alpha\beta)} e^{j\theta_r} \\ I_{r\alpha\beta} &= I_{r(\alpha\beta)} e^{j\theta_r} \\ \Psi_{r\alpha\beta} &= \Psi_{r(\alpha\beta)} e^{j\theta_r}\end{aligned}\quad (5.8)$$

Bu dönüşüm denklemleri kullanıldıktan sonra artık $U_{r\alpha\beta}$, $I_{r\alpha\beta}$, $\Psi_{r\alpha\beta}$ gerilim, akım ve akı vektörleri artık stator referans çatısındadır. Bu aradaki dönüşümleri yapmak için Şekil 5.3'te motorun stator α - β ve rotor α - β eksen takımları verilmiştir. Görüldüğü gibi rotor α - β eksenini ω_r elektriksel hızla dönmekte olup iki eksen arasındaki açı farkı θ_r kadardır.



Şekil 5.3 Stator ve rotor α - β eksenleri.

Bu dönüşümler kullanılacak olursa stator referans çatısında hem stator hem de rotor gerilim ve akı denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}
U_{s\alpha\beta} &= R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{s\alpha\beta}}{dt} \\
U_{r\alpha\beta} &= R_r I_{r\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{r\alpha\beta}}{dt} - j\omega_r \Psi_{r\alpha\beta}
\end{aligned} \tag{5.9}$$

$$\begin{aligned}
\Psi_{s\alpha\beta} &= L_s I_{s\alpha\beta} + L_m I_{r\alpha\beta} \\
\Psi_{r\alpha\beta} &= L_r I_{r\alpha\beta} + L_m I_{s\alpha\beta}
\end{aligned} \tag{5.10}$$

Bilindiği gibi burada gerilim, akım ve akı vektörleri ikişer bileşenden oluşmaktadır. Denklem (5.9) ve Denklem (5.10)'dan gerilim ve akım denklemleri bileşenlerine ayırarak aşağıdaki gibi yazmak mümkündür.

$$\begin{aligned}
U_{s\alpha} &= R_s I_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} \\
U_{s\beta} &= R_s I_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}
\end{aligned} \tag{5.11}$$

$$\begin{aligned}
U_{r\alpha} &= R_r I_{r\alpha} + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \Psi_{r\beta} \\
U_{r\beta} &= R_r I_{r\beta} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \Psi_{r\alpha}
\end{aligned} \tag{5.12}$$

$$\begin{aligned}
\Psi_{s\alpha} &= L_s I_{s\alpha} + L_m I_{r\alpha} \\
\Psi_{s\beta} &= L_s I_{s\beta} + L_m I_{r\beta}
\end{aligned} \tag{5.13}$$

$$\begin{aligned}
\Psi_{r\alpha} &= L_r I_{r\alpha} + L_m I_{s\alpha} \\
\Psi_{r\beta} &= L_r I_{r\beta} + L_m I_{s\beta}
\end{aligned} \tag{5.14}$$

Denklem (5.10)'dan stator ve rotor akımları, stator ve rotor akıları cinsinden ifade edilecek olursa;

$$\begin{aligned}
I_{s\alpha\beta} &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \Psi_{s\alpha\beta} - L_m \Psi_{r\alpha\beta}) \\
I_{r\alpha\beta} &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_s \Psi_{r\alpha\beta} - L_m \Psi_{s\alpha\beta}) \\
\sigma &= \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}
\end{aligned} \tag{5.15}$$

Burada σ 'ya kaçak akı katsayısı denilmektedir. Benzer şekilde Denklem (5.15)'den stator ve rotor akımları da α ve β bileşenlerine ayrıştırılacak olursa aşağıdaki iki denklem türetilmiş olur.

$$I_{s\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \Psi_{s\alpha} - L_m \Psi_{r\alpha})$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \Psi_{s\beta} - L_m \Psi_{r\beta})$$

(5.16)

$$I_{r\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_s \Psi_{r\alpha} - L_m \Psi_{s\alpha})$$

$$I_{r\beta} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_s \Psi_{r\beta} - L_m \Psi_{s\beta})$$

(5.17)

Motorun stator ve rotor akımları cinsinden ürettiği elektromanyetik moment şu şekilde ifade edilebilir [Krause, 1986].

$$T_e = 3 \frac{P}{2} L_m \operatorname{Im} \left\{ I_{s\alpha\beta} \left(I_{r(\alpha\beta)} e^{j\theta_r} \right)^* \right\}$$

(5.18)

Burada T_e motorun ürettiği elektromanyetik moment, P motorun kutup sayısıdır. $\operatorname{Im}\{\}$ imajiner ve $*$ kompleks eşlenik anlamındadır. Rotor akımı stator referans çatısında yazılacak olursa Denklem (5.18) aşağıdaki gibi de ifade edilebilir.

$$T_e = 3 \frac{P}{2} L_m \operatorname{Im} \left\{ I_{s\alpha\beta} I_{r\alpha\beta}^* \right\}$$

(5.19)

Motorun mekaniksel dinamiği üretilen moment cinsinden şu şekilde ifade edilir.

$$J \frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B \frac{2}{P} \omega_r$$

(5.20)

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

(5.21)

Burada J motorun ataleti, T_L yük momenti ve B sürtünme katsayısıdır. Denklemler (5.11)-(5.14), Denklemler (5.16)-(5.21)'den motora ait matematiksel model şu özet ifadelerle verilebilir.

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= \int (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Psi_{s\beta} &= \int (U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \\ \Psi_{r\alpha} &= \int (U_{r\alpha} - R_r I_{r\alpha} - \omega_r \Psi_{r\beta}) dt \\ \Psi_{r\beta} &= \int (U_{r\alpha} - R_r I_{r\beta} + \omega_r \Psi_{r\alpha}) dt \end{aligned}$$

(5.22)

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}$$

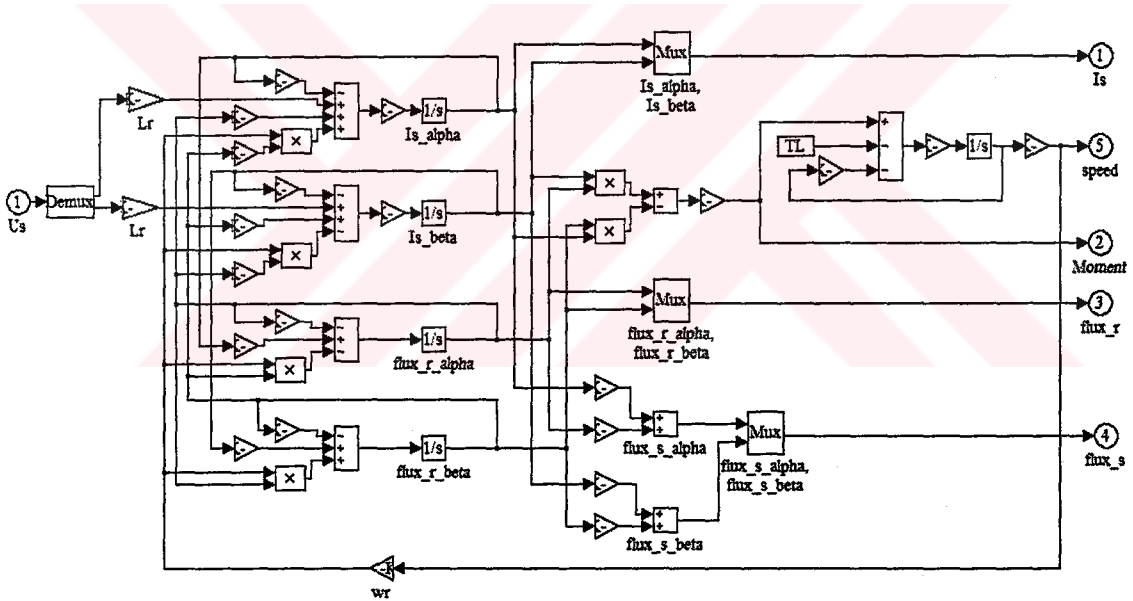
(5.23)

$$T_e = 3 \frac{P}{2} L_m (I_{s\beta} I_{r\alpha} - I_{s\alpha} I_{r\beta}) \quad (5.24)$$

$$\omega_r = \frac{P}{2J} \int \left(T_e - T_L - B \frac{2}{P} \omega_r \right) dt \quad (5.25)$$

$$\theta_r = \theta_{r0} + \int \omega_r dt \quad (5.26)$$

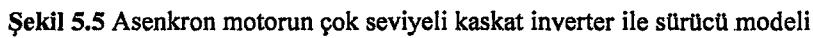
Burada θ_{r0} motorun başlangıç konumudur. Denklemler (5.22)-(5.26) çözülecek olursa motora ait hem geçici durum hem de sürekli durum sonuçları elde edilir. Bunun için önce denklem (5.22)'den motorun akı değerleri, sonra denklem (5.23)'ten motorun akımları ve daha sonra Denklemler (5.24)-(5.26)'dan motorun ürettiği elektromanyetik moment, motorun elek-triksel hızı ve konumu hesaplanabilir. Bu hesaplamalar çok zahmetli olacağından ve uzun süre alacağından motorun matematiksel modeli kullanılarak bilgisayar ortamında benzetimi yapılması en uygun olur. Bu çalışmada kullanılan motorun benzetim modeli Matlab/Simulink ortamında yapılmış olup Şekil 5.4'te verilmektedir.



Şekil 5.4 Asenkron motorun benzetim modeli

5.3 Asenkron Motorun v/f Hız Kontrolünün Matlab/Simulink Benzetimi

Tezin bu bölümünde gerilim kaynaklı çok seviyeli kaskat inverter ile beslenen 3-fazlı asenkron motorun v/f hız kontrolünün Matlab/Simulink Benzetimi yapılmıştır. Şekil 5.5'te buna ilişkin sürücü modeli verilmiştir. Şekil 5.5'teki 5-seviyeli kaskat inverter, 4.bölümde doğal örneklemeli SDGM ile benzetimi yapılan ve anahtar olarak IGBT kullanılan inverterdir. Bu benzetimde kullanılan asenkron motora ait parametreler EK-3'te verilmiştir.

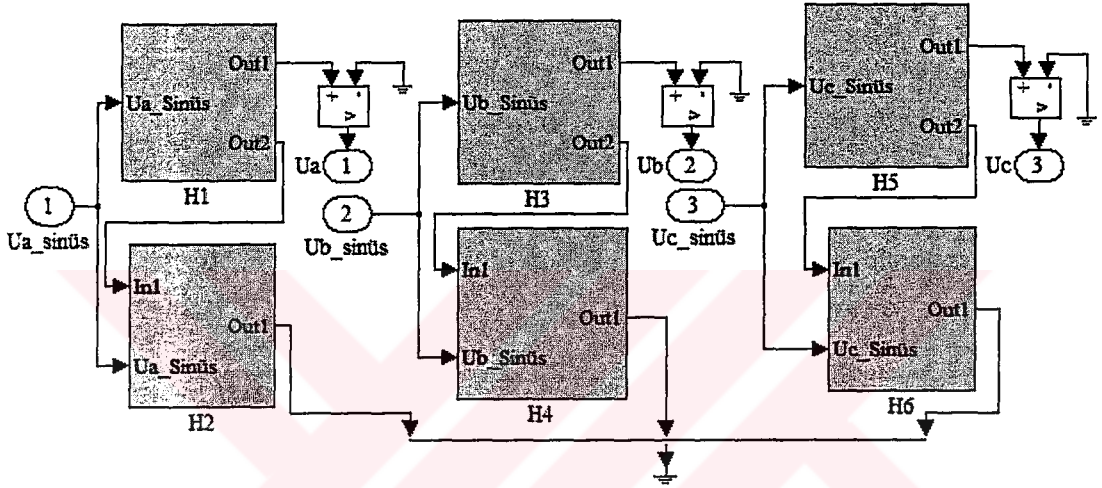


Şekil 5.6 v/f kontrol devresi

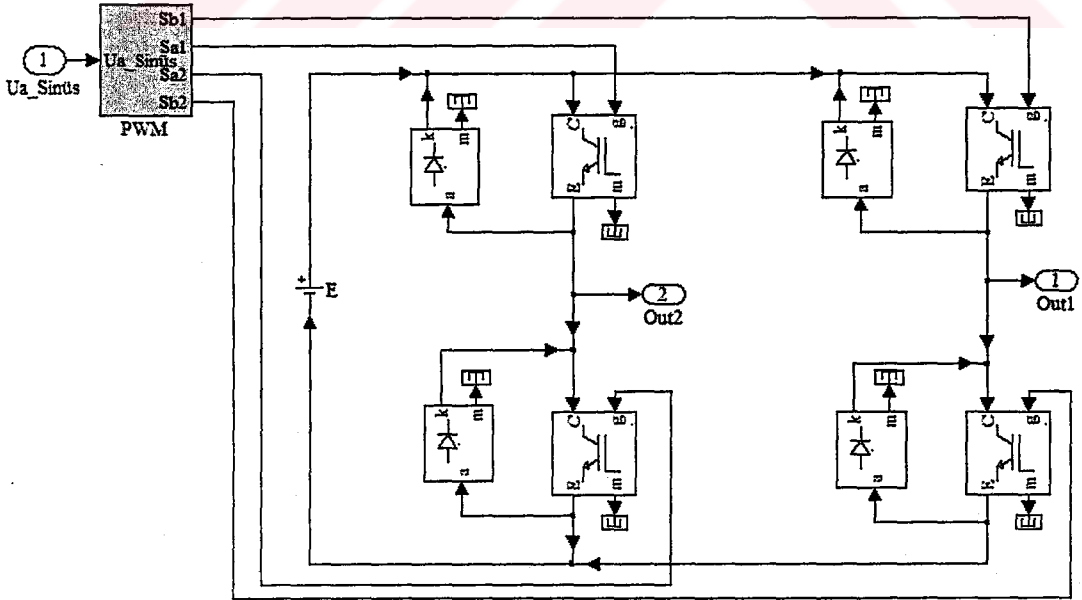
91

belirlediği gerilim Boost geriliminden küçük olduğu durumda kontrol bloğunun belirlediği değil Boost gerilimi uygulanmıştır.

Şekil 5.5'te “ 5_seviyeli_IGBT Kaskat inverter” ile gösterilen alt bloğun içerisinde bulunan değişken gerilim ve frekansta 5-seviyeli sinüzoidal çıkış verebilen kaskat inverterin Power Systems ortamındaki modeli Şekil 5.7'de görülmektedir. Görüldüğü gibi bu modelde her faz için iki adet H-hücre devresi ve 3-faz için toplam olarak 6 adet H-hücre devresi bulunmaktadır. Burada kullanılan H-hücre devresinin yapısı ise yine Power Systems'de Şekil 5.8'de görülmektedir.

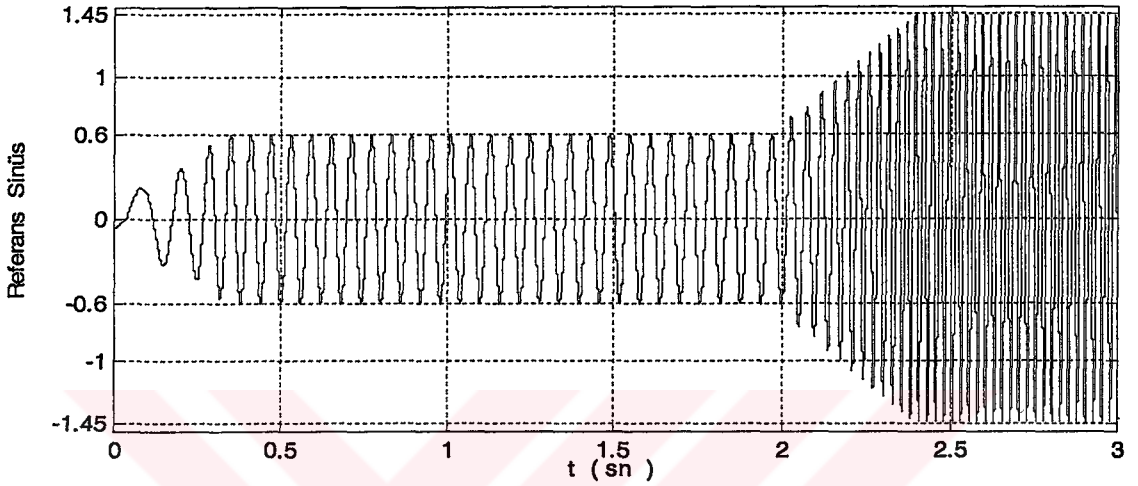


Şekil 5.7 Üç fazlı, 5-seviyeli kaskat inverter devre modeli.

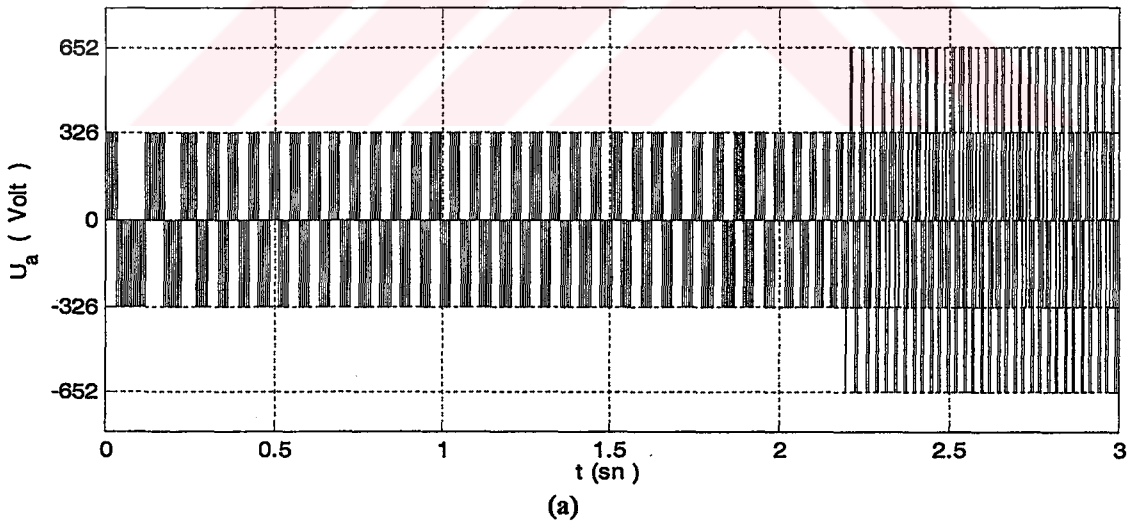


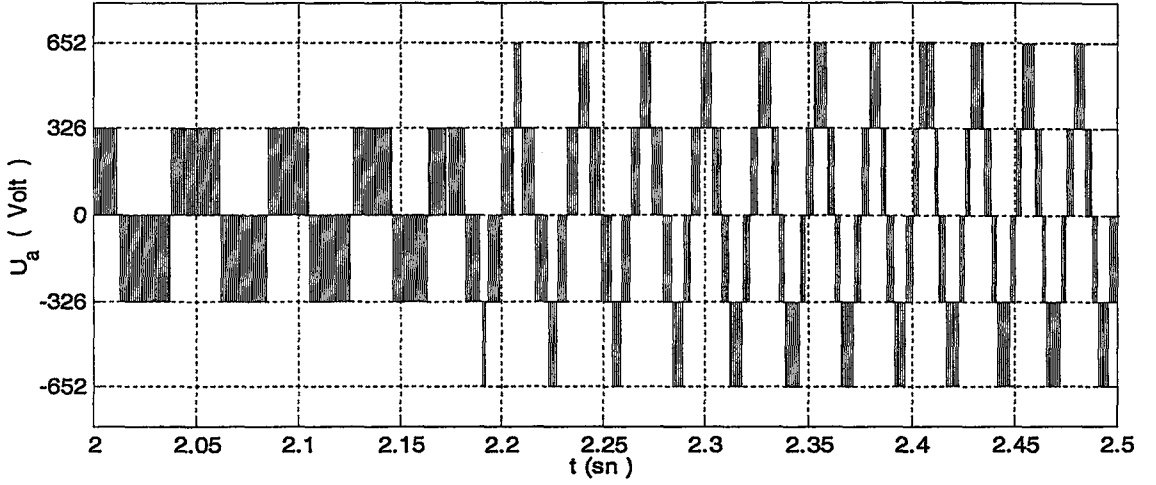
Şekil 5.8 Tam köprü H-hücre devresinin Power Systems'de blok yapısı.

Şekil 5.9’da motoru önce 500 d/d da ve daha sonra 1200 d/d da çalıştırmak için gerekli olan ve DGM sinyallerinin üretiminde kullanılan referans 3-faz sinyallerinden birinin değişimi görülmektedir. Daha sonra bu sinyaller yarı iletken anahtarların tetiklenmesinde kullanılarak uygun olan U_s stator gerilimi ve frekansı üretilmiştir. Motor referans hız 500 d/d ve daha sonra 1200 d/d değerleri için hem sürekli durum hem de geçici durumda, uygun frekans ve genlikteki stator geriliminin değişimi Şekil 5.10(a) ve (b)’de verilmektedir.



Şekil 5.9 İnverterin bir fazı için üretilen referans sinüs.



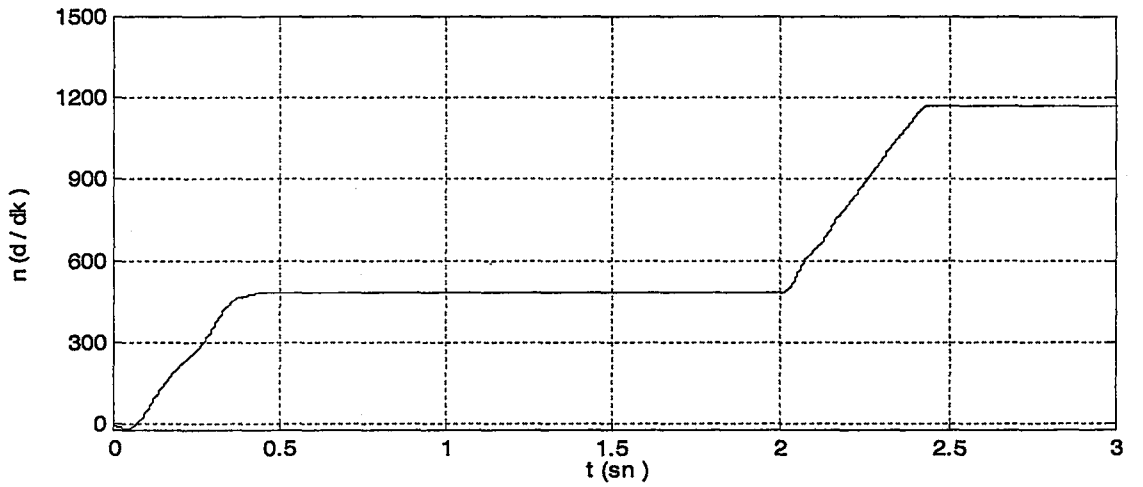


(b)

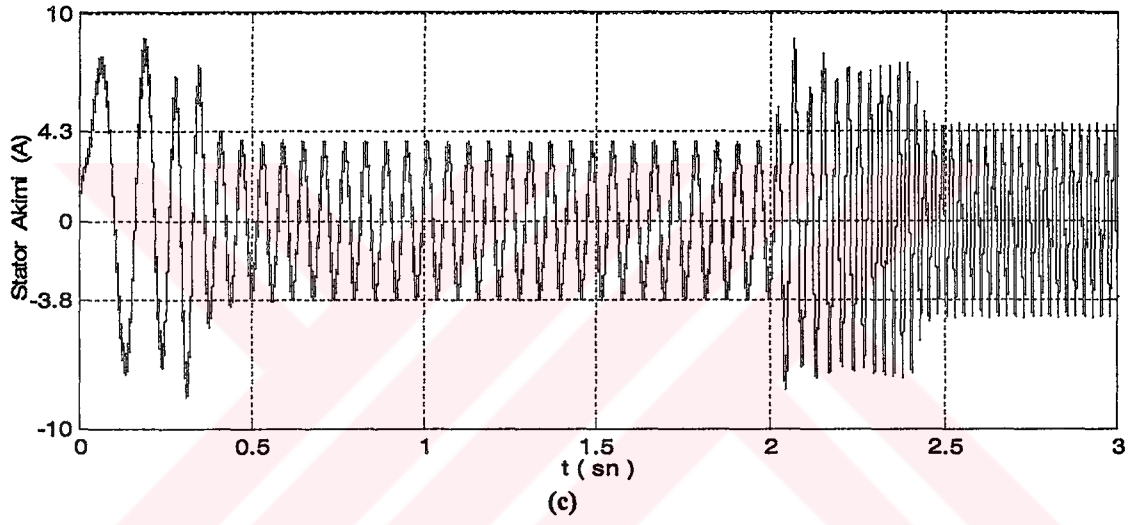
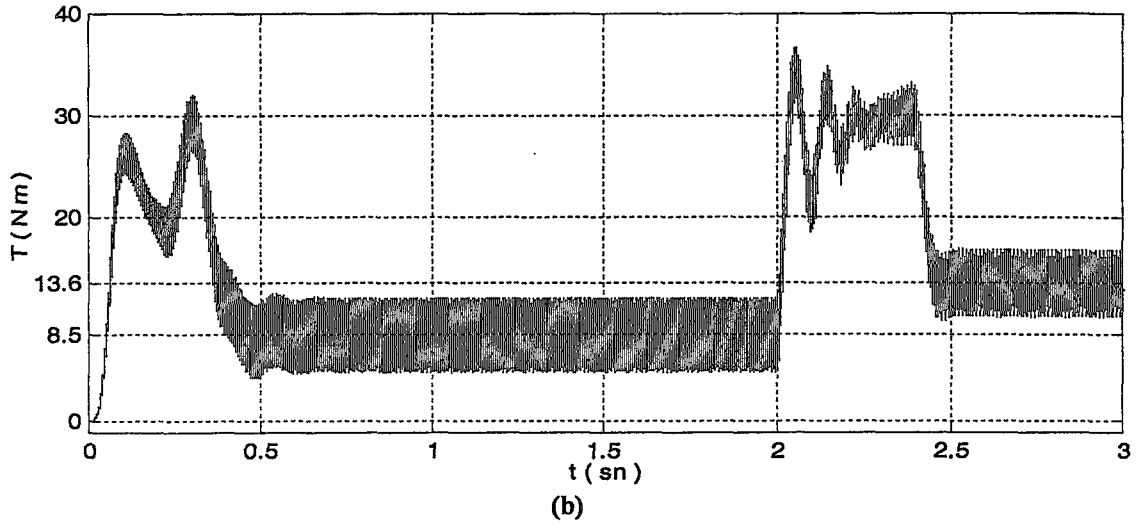
Şekil 5.10 Referans hız 500 ve 1200 d/d için statora uygulanan (a) geniş aralıkta, (b) dar aralıkta gerilimin değişimi.

Şekil 5.11’de motor hızının, motorun ürettiği momentin ve motorun çektiği stator bir faz akımının değişimleri görülmektedir. Bu süreçte motorun milindeki sabit moment değeri 5 Nm dir. Şekil 5.11(a)’da motor verilen referans hız değerlerine ulaştığı görülürken, buna bağlı olarak Şekil 5.11(b)’de motorun ürettiği moment ivmelenme sürecinde büyük ve sabit hız değerinde ise motor milindeki sabit moment ihtiyacını ve sürtünme ile vantilasyonu karşılayacak kadardır. Bunun yanı sıra yine akımda ivmelenme sürecinde genliği büyük sabit hız değerinde gerekli moment değerini karşılayacak kadardır.

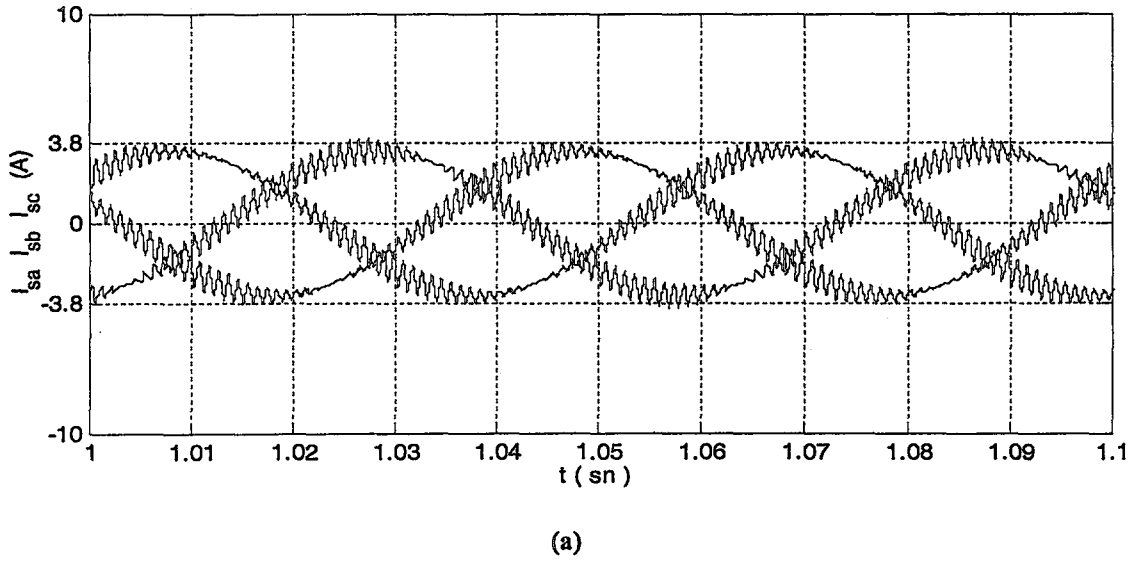
Şekil 5.12’de ise motorun sabit referans hız değerlerine ulaştığında ve sürekli durumda motorun 3-faz stator akımlarının değişimleri görülmektedir.

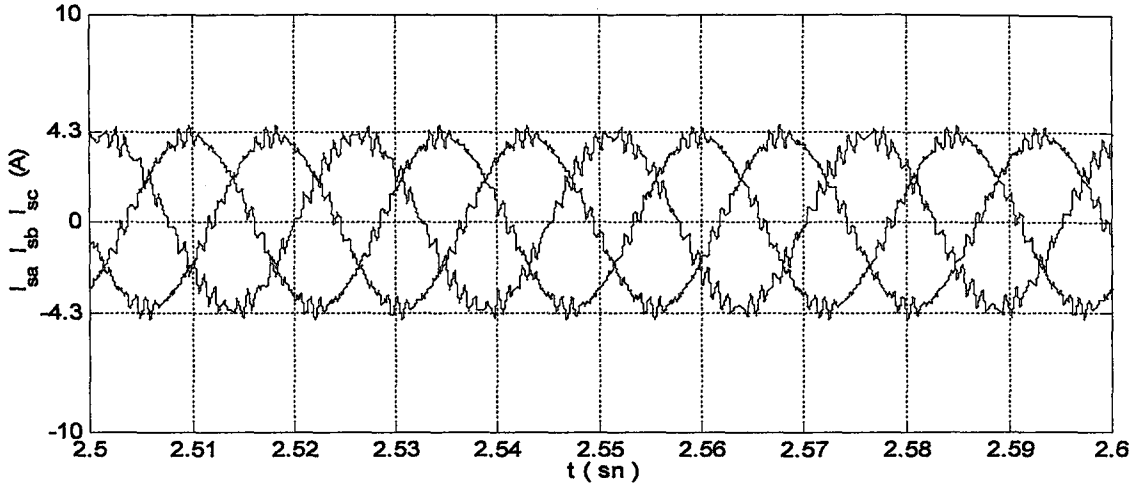


(a)



Şekil 5.11 Motorun (a) hız, (b) moment ve (c) stator akımı değişimleri.





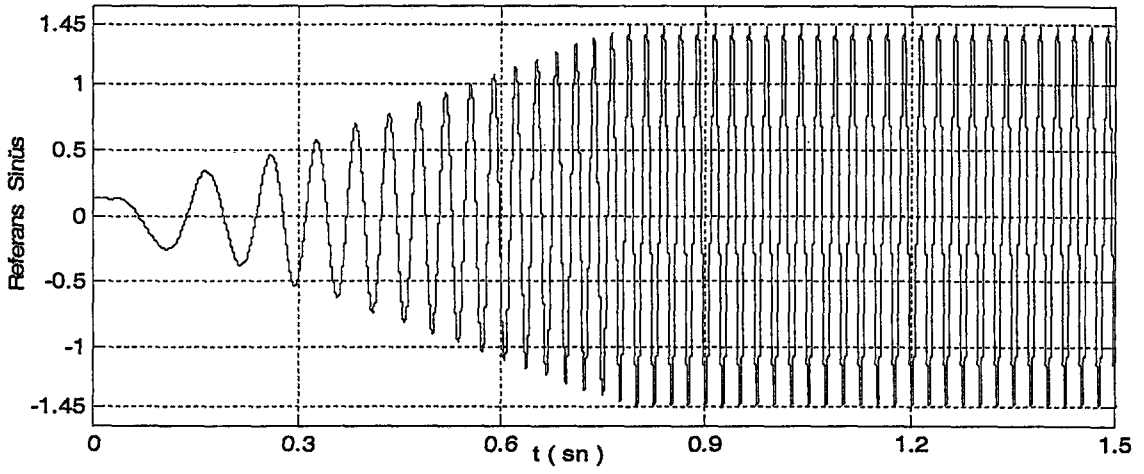
(b)

Şekil 5.12 Motorun sürekli durumda ve sabit referans hız (a) 500 d/d, (b) 1200 d/d hız için 3-faz stator akımlarının değişimleri.

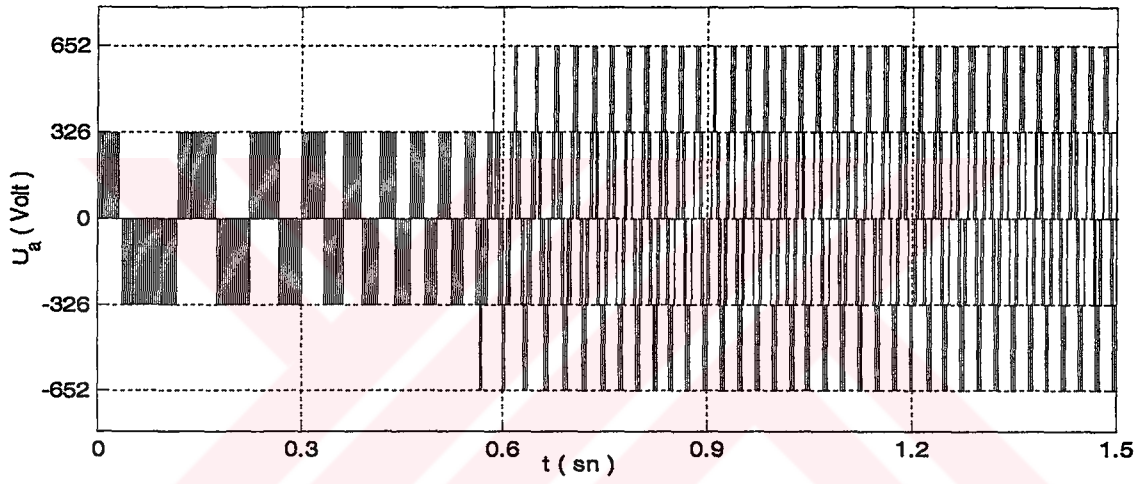
Şekil 5.5'teki sürücü modelinde kullanılan inverter beş seviyeli olmasına rağmen, Şekil 5.9'daki referans sinüs dalga şeklinden de görüldüğü gibi uzun bir süre modülasyon indeksinin küçük olmasından dolayı beş seviyeli inverter üç seviyeli olarak çalışmıştır. Bu durum Şekil 5.10'daki stator gerilim dalga şeklinden de açık bir şekilde görülmektedir. Beş seviyeli kaskat inverterin üç seviyeli çalışması durumunda ise statora uygulanan gerilim ve akımlar, beş seviyeli durumda statora uygulanan gerilim ve akımların dalga şekillerine göre daha fazla harmonik içerir. Bu ise bir dezavantajdır. Bu durum beş seviyeli diyot kenetlemeli inverter kullanılarak giderilebilir. Çünkü diyot kenetlemeli inverterin minimum modülasyon indeksi daha küçük olduğundan, inverter üç seviyeden beş seviyeye kaskat inverterden daha kısa sürede geçecektir. Bu durumda ise daha iyi verim alınacaktır.

Motor verilen çalışma koşullarında 5-seviyeli kaskat inverterin sağladığı değişken frekans ve genlikteki çıkış yardımıyla iyi bir performansla cevap verdiği söylenebilir. Bu süreç içerisinde inverterin yarı iletken anahtarlarının sürülmesinde kullanılan sinüzoidal DGM sinyallerinin üretilmesi için kullanılan anahtarlama frekansı diğer inverterlerden farklı olarak çok daha düşük ve 1050 Hz olarak alınmıştır. Buna rağmen çıkış gerilimindeki ve bunun sonucu olarak akımlardaki dalgalanma iyi seviyede olduğu söylenebilir. Buda çok seviyeli inverterlerin bilinen avantajlarıdır.

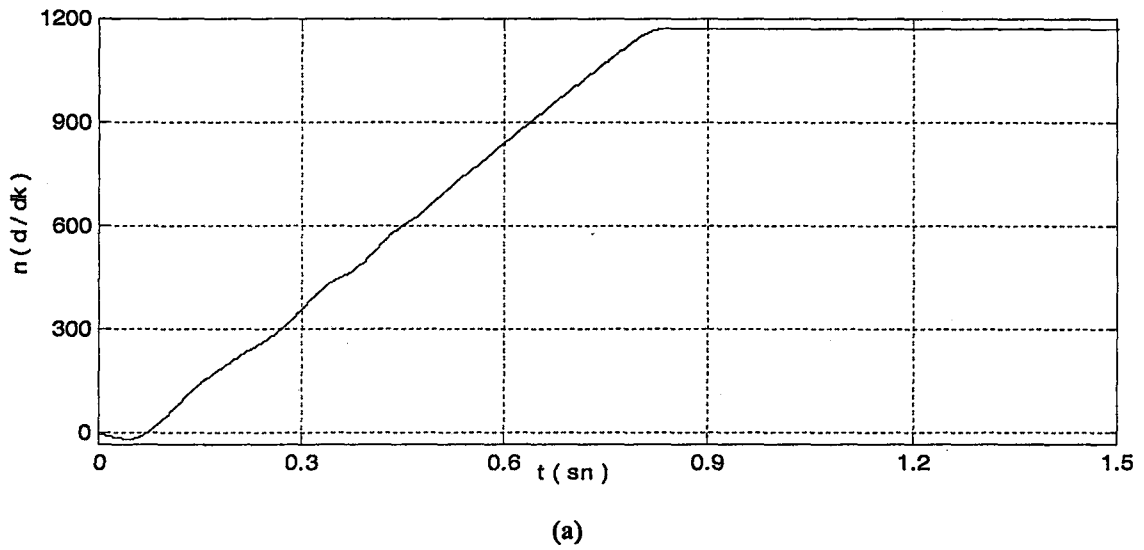
Bundan sonra verilen Şekiller 5.13-5.16 motorun kalkıştan itibaren verilen sadece 1200 d/d referans hız değeri için ve yine anahtarlama frekansı 1050 Hz için aynı değişimler tekrar edilmiştir. Motorun sabit yük momenti 5 Nm olarak alınmıştır.

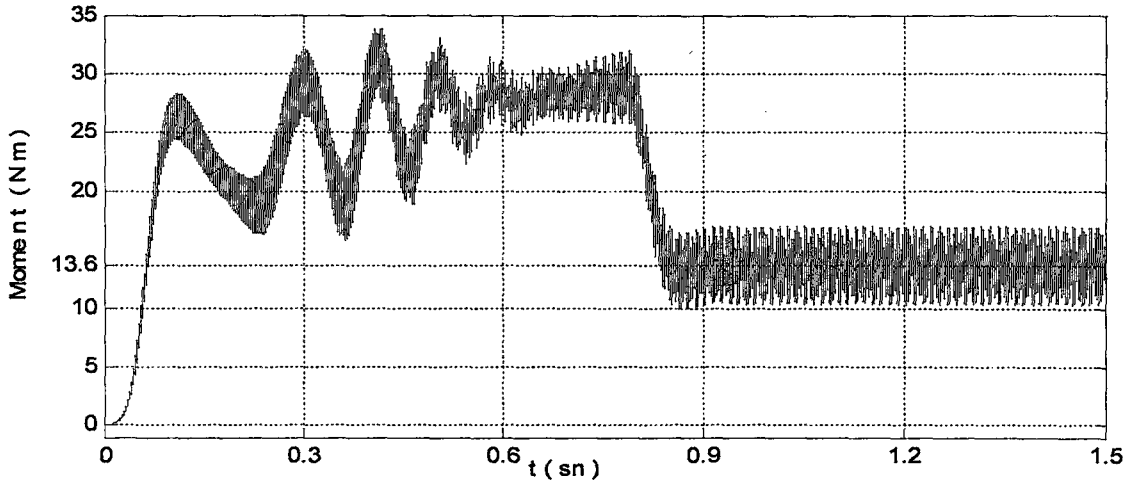


Şekil 5.13 İnverterin bir fazı için üretilen referans sinüs.

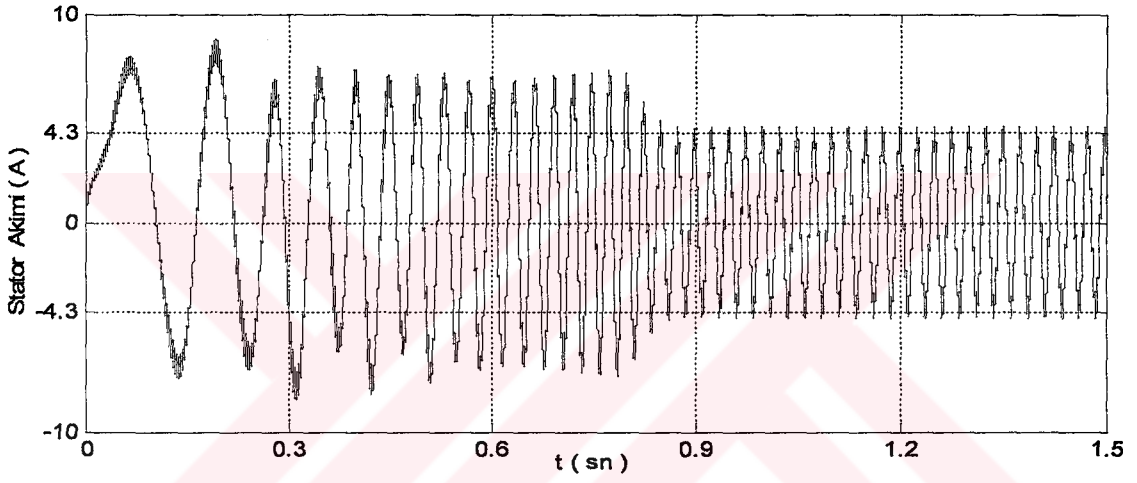


Şekil 5.14 Referans hız 1200 d/d için statora uygulanan gerilimin değişimi.



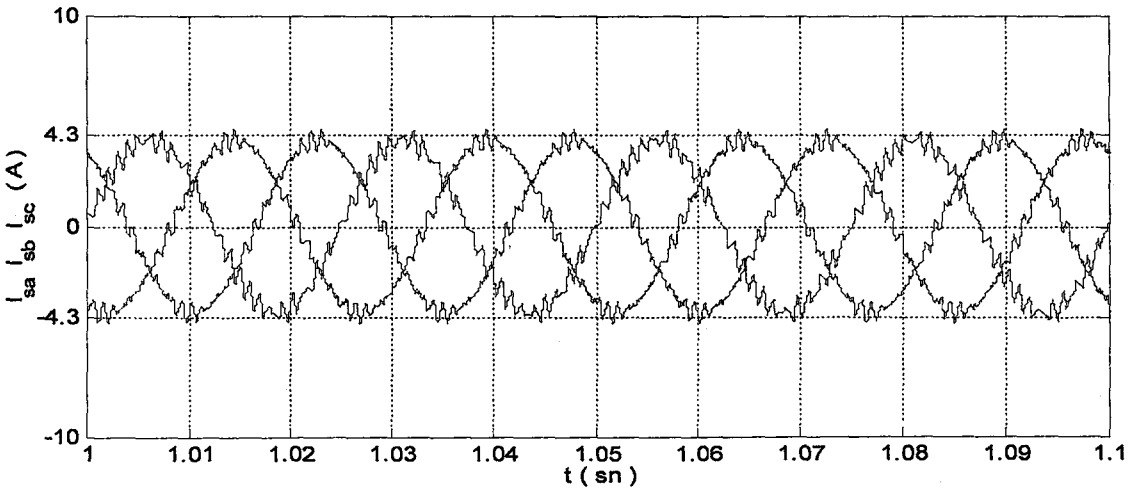


(b)



(c)

Şekil 5.15 Motorun (a) hız, (b) moment ve (c) stator akımı değişimleri.



Şekil 5.16 Motorun sürekli durumda ve sabit referans hız 1200 d/d için 3-faz stator akımlarının değişimleri.

6. SONUÇLAR

Bu tezde giriş bölümünde belirtilen amaçlara bağlı olarak;

İkinci bölümde iki seviyeli inverterler için doğal örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu kullanılarak yapılan benzetimlerde, elde edilen gerilim, akım, harmonik dalga şekillerinden yola çıkarak anahtarlama frekansı arttıkça inverterin çıkış gerilim ve akım dalga şeklinin kalitesi artmaktadır. Çünkü anahtarlama frekansı arttıkça inverterin çıkış dalga şekillerinde ana harmoniğe yakın büyük genlikteki harmoniklerin ortaya çıktıkları frekans değeri büyümektedir. Dolayısı ile ana harmoniğe etkileri azalmaktadır. Ayrıca bilindiği gibi sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunun en büyük dezavantajı lineer modülasyon bölgesinde çıkış gerilimi ana harmoniğin genliğinin yeterince büyük olmamasıdır. Ana harmoniğin genliğini artırmak için benzetimde yapılan aşırı modülasyonda ise lineer bölgede olmayan harmoniklerin bu bölgede ortaya çıkmasından dolayı inverterin çıkış dalga şekillerinin kalitesi düşmektedir. Bu ise dezavantajdır. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunda çıkış faz gerilimine 3.harmonik ilave edilerek lineer bölgede ana harmoniğin genliği artırılabilir. Üç fazlı sistemde üç ve üçün katı harmonikler kendiliğinden eleneceğinden 3.harmonik ilavesinin çıkış dalga şekillerine kötü etkisi olmaz.

Dördüncü bölümde, üç ve beş seviyeli kaskat ve diyot kenetlemeli inverterlerin, çok seviyeli doğal örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu kullanılarak Matlab /SimPower Systems'de benzetimi yapılmıştır. Çok seviyeli inverterlerde kullanılan sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu, iki seviyeli inverterlerde kullanılan SDGM'nin genişletilmişidir. İki seviyeli inverterler için kullanılan SDGM'de taşıyıcı sayısı bir tane iken, çok seviyeli inverterlerde kullanılan SDGM tekniğinde elde edilmek istenen seviye sayısının bir eksiği kadar taşıyıcı sinyal kullanılır. Çok seviyeli inverterlerde, inverterin devre yapısı gereği düşük anahtarlama frekanslarında iki seviyeli inverterlere göre kaliteli yani daha az harmonikli çıkış dalga şekilleri elde edilebilmektedir.

Bu bilgiler ışığında kaskat inverter için yapılan benzetim sonuçlarına bakıldığında 5-seviyeli durumda 3-seviyeli duruma göre elde edilen gerilim ve akım değerleri daha yüksek ve dalga şekilleri daha az harmoniklidir. Bununla birlikte kaskat inverterde seviye sayısı arttıkça devrede kullanılan dc kaynak sayısı artmaktadır. Bu ise bir dezavantajdır. Diyot kenetlemeli inverter için yapılan benzetimde ise, dc linkteki kondansatörlerin farklı şarj ve deşarj sürelerine sahip olmasından kaynaklanan gerilim dengesizlik problemini çözmek için dc-linkteki her iki kondansatör için gerilim dengeleyici devreler kullanılmıştır. Ayrıca söz konusu bu gerilim dengesizlik problemi üçün üzerindeki seviyelerde mevcuttur ve seviye sayısı arttıkça daha da karmaşık hale gelmektedir. Benzetimde kullanılan dc kaynak geriliminin değeri aynı olmasına

rağmen 5-seviyeli ve 3-seviyeli durumda elde edilen gerilim ve akım değerleri aynıdır. Ancak kaskat inverterde olduğu gibi seviye sayısı arttıkça çıkış dalga şekillerinin kalitesi artmaktadır. Diyot kenetlemeli ve kaskat inverterin benzetim sonuçları değerlendirildiğinde, elde edilen sonuçlar kaskat çok seviyeli inverterin diyot kenetlemeli çok seviyeli inverterden daha avantajlı olduğunu göstermektedir.

Beşinci bölümde beş seviyeli kaskat inverterden beslenen 3-fazlı asenkron motorun V/f kontrolü yapılmıştır. Motorun verilen çalışma koşullarında, beş seviyeli kaskat inverterin sağladığı değişken frekans ve genlikli ayrıca iki seviyeli inverterlere göre daha az harmonikli çıkış yardımıyla iyi bir performans verdiği söylenebilir.



KAYNAKLAR

- Agelidis, V. G. , and M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques," in Proc. IEEE PESC'98, Fukuoka, Japan, May 1998, pp. 172-178.
- Bhagwat P. M. and V. R. Stefanovic, "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-19, No.6 Nov./Dec., 1983, pp.1057-1069.
- Bhagwat, P.M and Stefanovic, V.R , "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-19, No.6 Nov./Dec., 1983, pp.1057-1069.
- Bose, B.K , " Modern Power Electronics " , 1983.
- Calais, M. ,V.G Agelidis, and M.S. Dymond, " When to Switch Which Switch in a Five Level Single Phase Cascaded Inverter "In Conference Proceedings of the AUPEC/EECON'99, Darwin, Australia, September 1999.
- Carrara, G., Simone Gardella, Mario Marchesoni , " A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis " IEEE Transactions on PowerElectronics, vol. 7, no.3, January-1992
- Celanovic N. " Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converter " Doctor of Philosophy, Faculty of the Virginia polytechnic Institute and State University, September 2000.
- Choi N.S. , J.G. Cho and G.H. Cho " A General Circuit Topology of Multilevel Inverter" IEEE Trans. Ind. Applicat , vol. 2 , No:1 , Mar. 1991.
- Cunningham, T. "Cascade Multilevel Inverters for Hybrid-Electric Vehicle Applications with Variant DC Sources" Master's thesis, The University of Tennessee, 2001.
- İncekara, B. " PWM İnverterlerin İncelenmesi " Y.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul-2000.
- John Chiasson, Leon Tolbert, Keith McKenzie and Zhong Du "Real-Time Computer Control of a Multilevel Converter using the Mathematical Theory of Resultants" Mathematics and Computers in Simulation, vol. 63, Nov. 2003, pp. 197-208.
- Kocatepe,C. ,Uzunoğlu,M. ,Yumurtacı,R. " Elektrik Tesislerinde Harmonikler " , Birsen Yayınevi ,İstanbul-2003.
- Krause, P. "Analysis of Electric Machinery", McGraw Hill,1986.
- Lai, J. S. , F. Z. Peng, "Multilevel Converters A New Breed of Power Converters," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 3, May 1996, pp. 509-517.

- Lee, S.G., D.W.Kang, Y. H. Lee and D.S. Hyun "The Carrier-Based PWM Method for Voltage Balance of Flying Capacitor Multilevel Inverter" Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual 126-131 vol. 1
- Liu, H.L. and G.H.Cho "Three-Level Space Vector PWM in Low Index Modulating Region Avoiding Narrow Pulse Problem" IEEE Transactions on PowerElectronics, vol. 9, pp. 481-486, Sept. 1994
- Math Works, MATLAB® for Microsoft Windows, Mass, 1999
- Menzies, R. W. , P. Steimer, J. K. Steinke, "Five-Level GTO Inverters for Large Induction Motor Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No.4, Jul./Aug., 1994, pp.938-944.
- Mohan, N. , Undeland, M., Robbins, W. "Power Electronics " Newyork 1995
- Nabae, A. , I. Takahashi, H. Agaki, "A New Neutral-Point-Clamped PWM, Inverter,"IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.IA-17, No.5, Sep./Oct., 1981, pp.518-523.
- Peng, F. Z. , "A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing," IEEE/IAS Annual Meeting, Oct. 8-12, Rome, Italy, 2000.
- Rashid, M.H, "Power Electronics Circuits Devices and Applications" Purdue Universty Fort Wayne 1993.
- Rodriguez, J. , J.S. Lai and F.Z. Peng "Multilevel Inverter:A survey of Topologies ,Controls and Applications " IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 49, No:4 , August 2002.
- Sarioğlu, K., M.Göktaşan, S.Boğosyan, " Asenkron Makinalar ve Kontrolü" , Birsen Yayınevi Ltd. Şti. ,İstanbul, Ağustos-2003.
- Sirisukprasert,S. , " Optimized Harmonic Stepped Waveform For Multilevel Inverter " Msc Thesis , Blacksburg Virginia-1999.
- Skvarenina, T., "Power Electronic Handbook", Purdue University west Lafayette, Indiana, 2001.
- Steinke J, " Switching frequency optimal PWM Control of aThree level inverter" IEEE Trans. Power Electronics Vol PE-7 No:3 ,487-489, 1992.
- Subaş, G. , " Universal Motorun PWM'li İnverter ile Denetimi " K.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon-2000.
- Tolbert, L.M. , F. Z. Peng, Thomas G. Habetler, "Multilevel PWM Methods at LowModulation Indices" IEEE Transactions on PowerElectronics, vol. 15, no. 4, pp. 719-725 , July - 2000.
- Tolbert, L.M. and Thomas G. Habetler, " Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method " IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, No.5, Sept./Oct., 1999
- Tuncer, S. , "Five-Level Inverter Design and Application with Space Vector Pulse Width Modulation" Fırat Üniv., Doktora Tezi, Elazığ-2004.

- Tuncer, S. , Y. Tatar, “Çok Seviyeli Kaskat İnverterlerde SPWM Tekniğinin Kullanımı” SAU Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 7.Cilt, 2.Sayı ,Temmuz-2003
- Yıldırımaz, G. “ Asenkron Motorun Hızını PWM İle Kontrol Etmek Üzere Mikrodenetleyicili bir İnverter Gerçekleştirilmesi ve Ölü Zamanın Gerilim İle Akım Üzerine Etkisinin İncelenmesi”, Yıldız Teknik Üniv.,Doktora Tezi, İstanbul-1992.
- Yu, G., Q.Song, W. Liu, Y. Li, “ DSP LF2407 in NPC Three-Level İnverter Using Constatnt V/f principle and SHE-PWM Method”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-19, No.6 2002.
- Yuan, X. , H. Stemmler and I. Barbi “Investigation on the Clamping Voltage Self-Balancing of the Three-Level Capacitor Clamping İnverter ” IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual 1059-1064 vol.2

EK-1

Üç ve Beş Seviyeli Kaskat İnverterin Benzetiminde Kullanılan Parametreler

$E=400$ Volt

$f=50$ Hz

$f_s=750$ Hz ve 1050 Hz

$R=15\ \Omega$

$L=80$ mH

$M_a=0.9$

$C_s=220$ nF

$R_s=100\ \Omega$

EK-2

Üç ve Beş Seviyeli Diyot Kenetlemeli İnverterin Benzetiminde Kullanılan Parametreler

$E=400$ Volt

$f=50$ Hz

$f_s=750$ Hz ve 1050 Hz

$R=15\ \Omega$

$L=80$ mH

$M_a=0.9$

$C_s=220$ nF

$R_s=40\ \Omega$

$C_{dc}=2200\ \mu\text{F}$

EK-3

Benzetimde Kullanılan Asenkron Motorun Parametreleri

Stator Direnci	$R_s = 5.32 \, \Omega$
Rotor Direnci	$R_r = 4.14 \, \Omega$
Stator Özendüktansı	$L_s = 0.6 \, \text{H}$
Rotor Özendüktansı	$L_r = 0.59 \, \text{H}$
Ortak endüktans	$L_m = 0.565 \, \text{H}$
Kutup Sayısı	$P=4$
Eylemsizlik Momenti	$j=0.1 \, \text{kg.m}^2$
Sürtünme Katsayısı	$B=0.07 \, \text{N.m.s}$



ÖZGEÇMİŞ

1977 Elazığ / Keban doğumlu olan Erkan DENİZ, ilk, orta ve lise öğrenimini Keban'da tamamladı. Lisans öğrenimini Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümünde 'Teknik Öğretmen' ünvanı ile Temmuz 2001'de tamamladı. Şubat 2002'de Elektrik Öğretmenliği Bölümünde yüksek Lisans öğrenimine başladı. Halen Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.

