

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

169394

UZAY VEKTÖR PWM KONTROLLÜ ÇOK SEVİYELİ İNVERTERİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

Ayşe KOCALMIŞ

Tez Yöneticisi:
Doç.Dr. Sedat SÜNTER

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2005

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

UZAY VEKTÖR PWM KONTROLLÜ ÇOK SEVİYELİ İNVERTERİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

Ayşe KOCALMIŞ

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Anabilim Dalı

Bu tez, 26/8/2005 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği / ~~oyçokluğu~~ ile başarılı / ~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Sedat SÜNTER

Üye: Yrd. Doç Dr. Tektin TATAR

Üye: Yrd. Doç. Dr. Hüseyin ALTUN

S. Sünter
T. Tatar
H. Altun

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 09/09/2005 tarih ve 2005-30-6 sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŐEKKÖR

Bana araştırma olanağı sağlayan, beni bu konuda çalışmaya yönlendiren ve çalışmamın her safhasında yakın ilgisini gördüğüm danışman hocam, Doç Dr. Sedat SÜNTER'e teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca alışma sürem boyunca yardımlarını benden esirgemeyen Arş Gör. Ayşegöl UÇAR'a, Arş. Gör. Hakan ÇELİK'e, Arş Gör. Abuzer ÇALIŐKAN'a, diğer hocalarıma ve arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Bu noktaya gelebilmem için hiçbir fedakârlıktan kaçınmayıp, her konuda bana destek olan aileme teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

TEŞEKKÜR

İÇİNDEKİLER	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	III
TABLolar LİSTESİ	IX
SİMGELER LİSTESİ	X
KISALTMALAR LİSTESİ	XI
ÖZET	XII
SUMMARY	XIII

BÖLÜM 1

1. Giriş	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Tezin İçeriği	2

BÖLÜM 2

2. İnverterler	3
2.1 Gerilim Kaynaklı İnverterler	3
1.1.1 Tek Fazlı İki Seviyeli Gerilim Kaynaklı İnverterler	4
1.1.2 Tek Fazlı Üç Seviyeli Gerilim Kaynaklı İnverterler	5
2.2 Akım Kaynaklı İnverterler	6

BÖLÜM 3

3. Çok Seviyeli İnverterler	7
3.1 Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter	8
3.2 Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter	11
3.3 İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter	14
3.4 Çok Seviyeli İnverter Tiplerinin Karşılaştırılması	17

BÖLÜM 4

4. Darbe Genişlik Modülasyon Teknikleri	18
4.1 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği (SPWM)	18
4.2 Harmonik Eliminasyonlu Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği	23
4.3 Minimum Akım Dalgalanmalı Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği	25

4.4 Üçüncü Harmonik İlaveli Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği.....	25
4.5 Harmonik İlaveli PWM.....	26
4.6 Modife Edilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği	27
4.7 Sigma Delta Modülasyon Tekniği.....	27
4.8 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği.....	28

BÖLÜM 5

5. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği.....	29
5.1 İki Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği	29
5.2 Üç Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği	36

BÖLÜM 6

6. Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetimi	46
6.1 Üç Seviyeli Sinüsoidal PWM Tekniği İle Üç Seviyeli Uzay Vektör Tekniğinin Karşılaştırılması	50
6.2 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetimi ve Sonuçları	54
6.3 Motor Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetimi ve Sonuçları	66

BÖLÜM 7

7. Sonuçlar.....	79
------------------	----

KAYNAKLAR.....	81
----------------	----

ÖZGEÇMİŞ.....	83
---------------	----

EKLER

EK-1 BENZETİMDE KULLANILAN ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİ	
---	--

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	Gerilim Kaynaklı İnverter.....	4
Şekil 2.2	(a) İki Seviyeli İnverterin Basit Şeması, (b) İki Seviyeli İnverterin Devre Yapısı, (c) Çıkış Gerilim Dalga Grafiği.....	4
Şekil 2.3	(a) Tam Köprü İnverterin Basit Bir Şeması, (b) Tam Köprü İnverterin Devre Yapısı, (c) Çıkış Gerilim Dalga Grafiği.....	5
Şekil 2.4	Akım Kaynaklı İnverter	6
Şekil 3.1	Tek Fazlı Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter.....	8
Şekil 3.2	Tek Fazlı n Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter Yapısı.....	9
Şekil 3.3	Üç Fazlı Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter	10
Şekil 3.4	Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter.....	11
Şekil 3.5	Üç Seviyeli Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter.....	12
Şekil 3.6	Beş Seviyeli İnverter İçin Kapasite Gerilimleri.....	13
Şekil 3.7	Tek Fazlı n Seviyeli Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter Yapısı	13
Şekil 3.8	Tek Fazlı Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter Devre Yapısı.....	14
Şekil 3.9	(a) İki Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter Devre Yapısı, (b) Tek Fazlı İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter Devre Yapısı, (c) Üç Fazlı Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı İnverter Devre Yapısı	15
Şekil 3.10	Tek Fazlı n Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter Yapısı.....	16
Şekil 4.1	İki Seviyeli Sinüsoidal PWM.....	19
Şekil 4.2	Aşırı Modülasyon Bölgesinde Oluşan Kare Dalga Şekli.....	20
Şekil 4.3	Üç Seviyeli İnverter Çıkışı için İki Taşıyıcı Dalga İşaretin Bir Sinüs İşaretiyle Karşılaştırılması.....	21
Şekil 4.4	Anahtar ve RL Yüğü İle Üç Seviyeli Kaskat Bağlı İnverter.....	22
Şekil 4.5	Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı IGBT İnverterin Faz-Nötr Gerilimi ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{KHz}$)	22
Şekil 4.6	Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı IGBT İnverterin Faz Faz Gerilimi ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{KHz}$)	23
Şekil 4.7	Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı IGBT İnverterin A Fazına Ait Yük Akımı ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{KHz}$)	23

Şekil 4.8	SHEPWM için Faz Gerilim Dalga Şekli	24
Şekil 4.9	Üçüncü Harmonik İlaveli PWM	26
Şekil 4.10	Harmonik İlaveli PWM	26
Şekil 4.11	MSPWM 'in Dalga Şekilleri.....	27
Şekil 4.12	İki Seviyeli Sigma Delta Modülasyonun Blok Şeması.....	28
Şekil 4.13	Çok Seviyeli Sigma Delta Modülasyonun Blok Şeması.....	28
Şekil 5.1	Uzay Vektör PWM Devre Yapısı	30
Şekil 5.2	Uzay Vektör PWM'e Ait 8 Çalışma Durumu.....	30
Şekil 5.3	Sinüsoidal PWM ve Uzay Vektör PWM 'de Maksimum Lineer Gerilim Kontrolünün Karşılaştırılması	31
Şekil 5.4	Durağan d-q Referans Çatısı.....	32
Şekil 5.5	Temel Anahtarlama Vektörleri ve Sektörleri.....	32
Şekil 5.6	Gerilim Uzay Vektörü ve d-q Bileşenleri	33
Şekil 5.7	(a),(b),(c),(d),(e),(f) İki Seviyeli Uzay Vektör PWM' de Altı Bölge için Anahtarlama Durumları.....	35
Şekil 5.8	İki Seviyeli Uzay Vektör PWM için Anahtarlama Yönleri	36
Şekil 5.9	Üç Seviyeli Uzay Vektör Anahtarlama Durumları	37
Şekil 5.10	Birinci Sektör.....	38
Şekil 5.11	Birinci Sektör için m'in Bileşenleri	38
Şekil 5.12	Anahtarlama Sürelerinin Sırası	39
Şekil 5.13	1.Sektöre Ait Anahtarlama Durumları (a) 1.Sektör 1.Bölge, (b) 1. Sektör 2.Bölge, (c) 1. Sektör 3. Bölge, (d) 1. Sektör 4. Bölge	41
Şekil 5.14	2. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları (a) 2. Sektör 1.Bölge, (b) 2. Sektör 2.Bölge, (c) 2. Sektör 3. Bölge, (d) 2. Sektör 4. Bölge	42
Şekil 5.15	3. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları (a) 3. Sektör 1.Bölge, (b) 3. Sektör 2.Bölge , (c) 3. Sektör 3. Bölge, (d) 3. Sektör 4. Bölge	43
Şekil 5.16	4. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları (a) 4. Sektör 1.Bölge, (b) 4. Sektör 2.Bölge , (c) 4. Sektör 3. Bölge, (d) 4. Sektör 4. Bölge	43
Şekil 5.17	5. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları (a) 5. Sektör 1.Bölge, (b) 5. Sektör 2.Bölge , (c) 5. Sektör 3. Bölge, (d) 5. Sektör 4. Bölge	44
Şekil 5.18	6. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları (a) 6. Sektör 1.Bölge, (b) 6. Sektör 2.Bölge , (c) 6. Sektör 3. Bölge, (d) 6. Sektör 4. Bölge	44
Şekil 5.19	Anahtarlama Yönleri.....	45
Şekil 5.20	Asenkron Motor Bağlı Üç Seviyeli İnverter Modeli	45

Şekil 6.1	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniğinin Akış Diyagramı.....	46
Şekil 6.2	R-L Yüklü İçin Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin MATLAB/Simulink Modeli.....	47
Şekil 6.3	Sektör Tespitinin Yapıldığı Simulink Bloğunun İç Yapısı (s=1-...-6).....	48
Şekil 6.4	Her Sektör İçin m_1 ve m_2 Bileşenlerinin Hesabının Yapıldığı Simulink Bloğu ...	48
Şekil 6.5	Bölge Tespitinin Yapıldığı Simulink Bloğu	49
Şekil 6.6	Her Sektör İçin Anahtarlama Süresi ve Sırasının Yer Aldığı Simulink Bloğu.....	49
Şekil 6.7	Sektör 1 İçin Anahtarlama Süresi ve Sırasının Hesaplanarak Uzay Vektör PWM İşaretlerinin Üretildiği. Simulink Bloğu.....	50
Şekil 6.8	Üç Seviyeli Sinüsoidal PWM İnverterin i_a Faz akımı ($f=1\text{kHz}, f_0=50\text{Hz}, m=0.8$) 51	
Şekil 6.9	Üç Seviyeli Sinüsoidal PWM İnverterin V_{a0} Faz Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}, f_0=50\text{Hz}, m=0.8$)	51
Şekil 6.10	Üç Seviyeli Sinüsoidal PWM İnverterin V_{ab} Hat Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}, f_0=50\text{Hz}, m=0.8$)	52
Şekil 6.11	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin i_a Faz akımı ($f=1\text{kHz}, f_0=50\text{Hz}, m=0.8$)	52
Şekil 6.12	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin V_{a0} Faz Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}, f_0=50\text{Hz}, m=0.8$)	53
Şekil 6.13	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin V_{ab} Hat Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}, f_0=50\text{Hz}, m=0.8$)	53
Şekil 6.14	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a Faz Akımı ($f=1\text{kHz}, f_0=5\text{Hz}, m=0.2$)	54
Şekil 6.15	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a, i_b, i_c Hat Akımları ($f=1\text{kHz}, f_0=5\text{Hz}, m=0.2$)	55
Şekil 6.16	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}, f_0=5\text{Hz}, m=0.2$)	55
Şekil 6.17	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi ($f=1\text{kHz}, f_0=5\text{Hz}, m=0.2$)	55
Şekil 6.18	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}, f_0=5\text{Hz}, m=0.2$)	56
Şekil 6.19	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}, f_0=5\text{Hz}, m=0.2$)	56
Şekil 6.20	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a Faz Akımı	

	($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)	57
Şekil 6.21	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a, i_b, i_c Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)	57
Şekil 6.22	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)	58
Şekil 6.23	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)	58
Şekil 6.24	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)	59
Şekil 6.25	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)	59
Şekil 6.26	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a Faz Akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)	60
Şekil 6.27	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a, i_b, i_c Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)	60
Şekil 6.28	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)	61
Şekil 6.29	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)	61
Şekil 6.30	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)	62
Şekil 6.31	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)	62
Şekil 6.32	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a Faz Akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)	63
Şekil 6.33	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a, i_b, i_c Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)	63
Şekil 6.34	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)	64
Şekil 6.35	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)	64
Şekil 6.36	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)	65

Şekil 6.37	R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)	65
Şekil 6.38	Motor Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter	67
Şekil 6.39	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} Hat Akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$)	66
Şekil 6.40	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$).....	68
Şekil 6.41	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$)	68
Şekil 6.42	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$).....	68
Şekil 6.43	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Moment Değişimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$).....	69
Şekil 6.44	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Hız Değişimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$).....	69
Şekil 6.45	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} Hat Akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$)	70
Şekil 6.46	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$)	71
Şekil 6.47	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$).....	71
Şekil 6.48	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$).....	71
Şekil 6.49	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Moment Değişimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$).....	72
Şekil 6.50	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Hız Değişimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$).....	72
Şekil 6.51	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} Hat Akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)	73
Şekil 6.52	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)	73
Şekil 6.53	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)	74

Şekil 6.54	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1$ kHz, $f_0=50$ Hz, $m=0.9$, $T_y=5$ Nm).....	74
Şekil 6.55	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Moment Değişimi ($f=1$ kHz, $f_0=50$ Hz, $m=0.9$, $T_y=5$ Nm).....	74
Şekil 6.56	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Hız Değişimi ($f=1$ kHz, $f_0=50$ Hz, $m=0.9$, $T_y=5$ Nm).....	75
Şekil 6.57	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} Hat Akımı ($f=1$ kHz, $f_0=65$ Hz, $m=0.9$).....	75
Şekil 6.58	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları ($f=1$ kHz, $f_0=65$ Hz, $m=0.9$)	76
Şekil 6.59	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1$ kHz, $f_0=65$ Hz, $m=0.9$).....	76
Şekil 6.60	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1$ kHz, $f_0=65$ Hz, $m=0.9$).....	77
Şekil 6.61	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Moment Değişimi ($f=1$ kHz, $f_0=65$ Hz, $m=0.54$).....	77
Şekil 6.62	Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Hız Değişimi ($f=1$ kHz, $f_0=65$ Hz, $m=0.9$).....	77

TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1	Tam Köprü İvertere Ait Anahtarlama Durumları.....	6
Tablo 3.1	Tek Fazlı Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları.....	9
Tablo 3.2	Üç Fazlı Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları.....	10
Tablo 3.3	Tek Fazlı Üç Seviyeli Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları.....	11
Tablo 3.4	Üç Fazlı Üç Seviyeli Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları.....	12
Tablo 3.5	Ayrı DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları	15
Tablo 3.6	Üç Tip Çok Seviyeli İnverterde Kullanılan Elemanların Karşılaştırılması.....	17
Tablo 5.1	Uzay Vektör PWM'e Ait 8 Anahtarlama Durumu.....	31

SİMGELER LİSTESİ

Simge	Açıklama	Birim
f_o	Çıkış frekansı	Hz
f_s	Anahtarlama Frekansı	Hz
n	Çok Seviyeli İnverterde Seviye Sayısı	-
m	Modülasyon İndeksi	-



KISALTMALAR LİSTESİ

UPS	: Kesintisiz Güç Kaynağı
VSI	: Gerilim Kaynaklı İnverterler
CSI	: Akım Kaynaklı İnverterler
SFC	: Statik Frekans Değiştirici
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği
SPWM	: Sinüsoidal PWM
SHE-PWM	: Harmonik Eliminasyonlu PWM
THIPWM	: Üçüncü Harmonik İlaveli PWM
HIPWM	: Harmonik İlaveli PWM PWM
MSPWM	: Değiştirilmiş Sinüsoidal PWM
SVPWM	: Uzay Vektör PWM



ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

UZAY VEKTÖR PWM KONTROLLÜ ÇOK SEVİYELİ İNVERTERİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

Ayşe KOCALMIŞ

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
2005, Sayfa: 83

Son yıllarda güç elektroniği elemanlarının geliştirilmesiyle beraber güç elektroniği sistemlerinin performanslarının iyileştirilmesine verilen önem oldukça artmıştır. Bu nedenle çok seviyeli inverter topolojisi olarak adlandırılan devre yapıları geliştirilmiştir. Çok seviyeli inverter devreleriyle; çıkış gerilimi daha az bozuk, düşük anahtarlama frekanslı ve yüksek verimli olarak üretilebilirler.

Çok seviyeli inverter devre yapılarının yanı sıra darbe genişlik modülasyon teknikleri de gelişmiştir. Son yıllarda üzerinde en çok durulan darbe genişlik modülasyon tekniği uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğidir. Çünkü uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinin mikroişlemciler ile uygulanması oldukça kullanışlıdır.

Bu tez çalışmasında, izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı çok seviyeli inverter benzetimi yapılmıştır. Klasik iki seviyeli inverterden farklı olarak çok seviyeli inverterlerle yüksek güç uygulamalarında büyük gerilim seviyelerine ulaşılabilir ve çok seviyeli inverterlerde minimum seviye sayısı üç olduğundan, tezin temel konusu olarak üç seviyeli inverter seçilmiştir.

Tezde, ilk olarak inverter ve çok seviyeli inverterler hakkında genel bir bilgi verilmiştir. Ayrıca darbe genişlik modülasyon teknikleri hakkında bilgi verilerek uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği ayrıntılarıyla açıklanmıştır. Son olarak üç seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverterin MATLAB/Simulink modeli yapılarak sonuçlar verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Uzay Vektör PWM, Üç Seviyeli İnverter, Çok Seviyeli İnverter

ABSTRACT

Master Thesis

MODELLING AND SIMULATION OF A MULTILEVEL INVERTER USING SPACE VECTOR MODULATION TECHNIQUE

Ayşe KOCALMIŞ

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric and Electronics Engineering
2005, Pages: 83

Recently, developments in power electronics and semiconductor technology have led to improvements in power electronic systems. Hence, different circuit configurations namely multilevel inverters have become popular and considerable interest by researchers is given on them. The output voltage waveforms in multilevel inverters can be generated at low switching frequencies with high efficiency and low distortion. In recent years, beside multilevel inverters various pulse width modulation (PWM) techniques have been also developed. Space vector PWM technique is one of the most popular techniques gained interest recently.

In this thesis, modeling and simulation of a multilevel inverter using cascaded inverters with separated DC sources have been performed. In multilevel inverters, it is easy to reach high voltage levels in high power applications with lower harmonic distortion and switching frequency, which is very difficult to get this performance with conventional two level inverters. Minimum level number of a multilevel inverter is three and three level inverter structure is chosen for this work.

In this thesis first, basic information on multilevel inverters are given. Then, pulse width modulation techniques are investigated and detailed analysis is performed on the space vector PWM technique. Finally, modeling and simulation of the three level multilevel inverter using cascaded inverters with separated DC sources have been done with R-L and induction motor load using MATLAB/Simulink package program. Simulation results have been analyzed and compared to corresponding results obtained using sinusoidal PWM technique.

Keywords: Space Vector PWM, Three Level Inverters, Multilevel Inverters.

BÖLÜM 1

1.1 GİRİŞ

Son zamanlarda güç elektroniği sistemlerinin performanslarının iyileştirilmesine büyük bir önem verilmektedir. Bunu sağlamak için modern devre topolojileri tarafından üretilen dalga şekillerinin kalitesini arttırmak gerekir. Çok seviyeli inverter tekniği ile sistemin performansı iyileştirilmekte ve güç oranı artırılmaktadır.

Çok seviyeli inverterlere ilk yaklaşım, Choi tarafından 1981 yılında yapılmıştır. Çok seviyeli inverterlerde; n seviyesine ulaşmak için her bacakta $2*(n-1)$ tane güç anahtarı kullanılır. Her bir anahtardaki kenetleme gerilimi DC-link geriliminin $(n-1)$ 'e bölümüne eşittir. Bu güç anahtarlarının birbirlerine seri yada paralel bağlanmasıyla çok seviyeli inverter çeşitleri oluşturulur. Literatürde 3 çeşit çok seviyeli inverter çeşidi tanıtılmıştır. Bunların performanslarını arttırmak için de çalışmalar yapılmaktadır. Bu çok seviyeli inverter çeşitleri; Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter, Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter ve İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter' dir. Bu üç çeşit çok seviyeli inverterin de birbirlerine göre çeşitli avantaj ve dezavantajları vardır ve her birinin devre yapısı farklı olsa da temelde kullanılan anahtarlama sayıları birbirlerine eşittir.

Bu tez çalışmasında; İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter yapısı üzerinde durulmaktadır.

Çok seviyeli inverterler ile düşük gerilim elemanları kullanılarak yüksek gerilim dalga şekilleri oluşturulur. Genel olarak çok seviyeli inverterlerin en büyük avantajları da anahtarlama frekansları artmadan yada inverter çıkış gerilimleri azalmadan, çıkış gerilim dalga şeklindeki harmoniklerin azalmasıdır. Böylece çok seviyeli inverterler kullanılarak çıkış gerilim dalga şekli daha az distorsiyonlu, düşük anahtarlama frekanslı ve yüksek verimli olarak üretilirler. Çok seviyeli inverterlerde seviye 3'den başlar. Seviye sayısı arttıkça çıkış gerilimin dalga şeklinin sinüsoidal forma daha da yaklaştığı görülür.

Çok seviyeli inverterler geliştirilirken bunların yanı sıra çeşitli darbe genişlik modülasyon teknikleri de geliştirilmektedir. Bu teknikler ile çıkışta istenilen genlik ve frekansta sinüsoidal işaretler elde edilir. Son zamanlarda çok seviyeli inverter uygulamalarında en popüler olan teknik; Uzay Vektör Darbe genişlik Modülasyon Tekniğidir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinin performansı, diğer darbe genişlik modülasyon tekniklerine göre oldukça iyidir ve sayısal işaret işlemciler ile donanımsal olarak gerçekleştirilebilmesi bu tekniğin en büyük avantajıdır.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezin amacı, tek ve üç fazlı inverter yapıları, çok seviyeli inverter yapıları ve çok seviyeli inverterlerde kullanılan darbe genişlik modülasyon tekniklerinin çeşitleri hakkında bilgi vermektir. Ayrıca üç seviyeli izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı çok seviyeli inverterin sinüsoidal darbe genişlik modülasyon tekniği ve uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği kullanarak kontrolünü yapmak ve sonuçlarını kıyaslamaktır.

Bu tezde uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği için; birden fazla olan anahtarlama kombinasyonundan biri seçilerek sistem modellenmektedir.

1.3 Tezin İçeriği

Birinci bölümde konuya genel bir giriş yapılarak tezin amacı açıklanmıştır.

İkinci bölümde klasik tek fazlı ve üç fazlı iki seviyeli inverterlerin temel devreleri verilmiştir. Ayrıca gerilim kaynaklarına göre inverterler sınıflandırılarak, bu inverterler hakkında bilgi verilmiştir.

Üçüncü bölümde çok seviyeli inverter çeşitleri olan diyot kenetlemeli çok seviyeli inverterler, kapasite kenetlemeli çok seviyeli inverterler ve izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı çok seviyeli inverterler anlatılmıştır. Bu inverter çeşitlerinin tek seviyeden n seviyeye kadar olan devre yapıları verilerek birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları üzerinde durulmuştur.

Dördüncü bölümde çok seviyeli inverterlerde kullanılan darbe genişlik modülasyon teknikleri hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca sinüsoidal PWM ile anahtarlama yapıları 3 fazlı üç seviyeli izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı çok seviyeli inverterin devre yapısı MATLAB/Simulink'de modellenip 3 fazlı RL yükünü beslemesi durumunda çıkış akım ve gerilim sonuçları verilmiştir.

Beşinci bölümde iki seviyeli ve üç seviyeli uzay vektör darbe genişlik modülasyon teknikleri anlatılmıştır. İlk başta iki seviyeli daha sonrada üç seviyeli inverter için, uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinde anahtarların anahtarlama sıraları seçilerek bunlara uygulanması gereken işaretler belirlenmiştir. Ayrıca anahtarlara uygulanan işaretlerin her biri için süre hesapları yapılmıştır.

Altıncı bölümde, üç fazlı üç seviyeli izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı çok seviyeli inverterin uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği kullanan MATLAB/Simulink benzetimi yapılmış ve 3 fazlı RL yükünü beslemesi durumunda sonuçlar verilmiştir.

BÖLÜM 2

2.İNVERTERLER

İnverterler DC bir kaynaktan yüke değişken frekans ve genlikte AC kaynak sağlayan güç elektroniği devreleridir. İnverterlerin temelinde yatan istediğimiz frekans ve genlikte alternatif gerilim sağlamak ve çıkışlarında düşük seviyeli harmonikler elde etmektir. Güç kalitesi için en büyük problem elektrik sistemlerindeki harmonik içerikleridir. Harmonikler genel olarak akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı harmonikler olmak üzere ikiye ayrılırlar. Bu harmonikler AC motor sürücü sistemlerinde güç kaybına, darbeli tork oluşumuna, mikroişlemcilerin hatalı çalışmasına, enerji iletim ve dağıtımında kayıplara, elektromanyetik sistemlerde titreşimlere sebep olur. Bu kayıpların önüne geçmek için inverterler kullanılır. Bu harmonikler ya yüke bağlı ya da kaynağa bağlı olarak meydana gelir.

İnverterler endüstride; endüksiyonla ısıtma sistemlerinde, AC gerilim regülatörlerinde, kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), değişken hızlı asenkron motor sürücü devrelerinde kullanılmaktadır [1].

İnverterlerde; Transistör, Tristör, Mosfet, IGBT, GTO gibi anahtarlar kullanılır. Bu anahtarlardan Transistör ve Mosfet düşük ve orta güç uygulamalarında daha çok tercih edilir. Mosfet ayrıca hızlı anahtarlama yapabildiğinden yüksek frekans uygulamalarında da kullanılır. Tristör ve GTO' lar büyük güçlerde kullanılır, bunlarında anahtarlama hızları oldukça düşüktür. IGBT ise günümüzün en çok kullanılan elemanıdır. Bu eleman Mosfet ve Transistörün iyi karakteristik özelliklerini almıştır. Giriş kısmı Mosfet'e benzediği için gerilimle kontrol edilir. Bu nedenle Mosfet için kullanılan sürücü devresi bu eleman için de kullanılır. Günümüzde ise neredeyse tüm inverterlerde IGBT anahtarı kullanılmaktadır. İnverterler basitçe hem tek fazlı sistemlerde hem de üç fazlı sistemlerde kullanılabilirler ve bunlar besleme kaynaklarına göre 2'ye ayrılırlar;

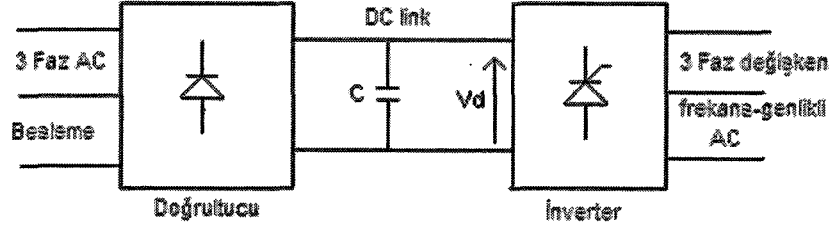
- 1- Gerilim Kaynaklı İnverterler (VSI)
- 2- Akım Kaynaklı İnverterler (CSI)

1.1 Gerilim Kaynaklı İnverterler (VSI)

İnverterlerin %90 'ını gerilim kaynaklı inverterler oluştururlar.

Gerilim kaynaklı inverterlerde kaynak, gerilim kaynağıdır. Eğer yük, harmonik akımlara yüksek empedans gösteren bir özellik taşıyorsa bu yükün gerilim kaynaklı bir inverter

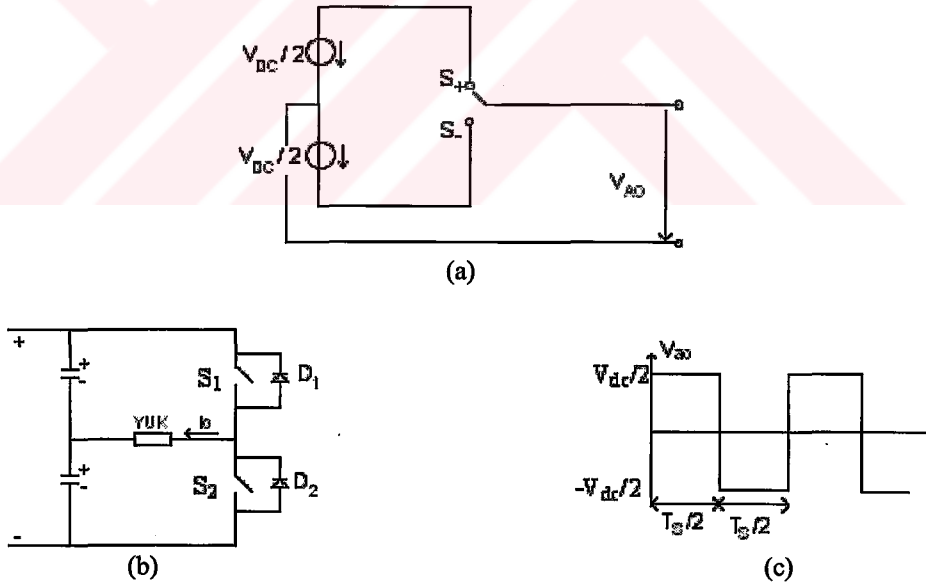
ile sürülmesi daha uygun olur. Şekil 2.1'de temel bir gerilim kaynaklı inverter devresi gösterilmektedir.



Şekil 2.1 Gerilim Kaynaklı İnverter

2.1.1 Tek Fazlı İki Seviyeli Gerilim Kaynaklı İnverterler

Tek fazlı yarım köprü topolojisi en basit inverter yapısıdır. Bu devre ile iki seviyeli kare dalga çıkışı üretilir. Bu tip bir topolojide orta uçlu gerilim kaynağı beslemesine ihtiyaç duyulur. Orta ucu oluşturmak için basitçe seri yerleştirilmiş iki kapasite ile DC kaynak beraber kullanılır. İki seviyeli inverter devre şemaları ve çıkış gerilim dalga grafiği sırasıyla Şekil 2.2 (a),(b),(c)'de gösterilmektedir [3].



Şekil 2.2

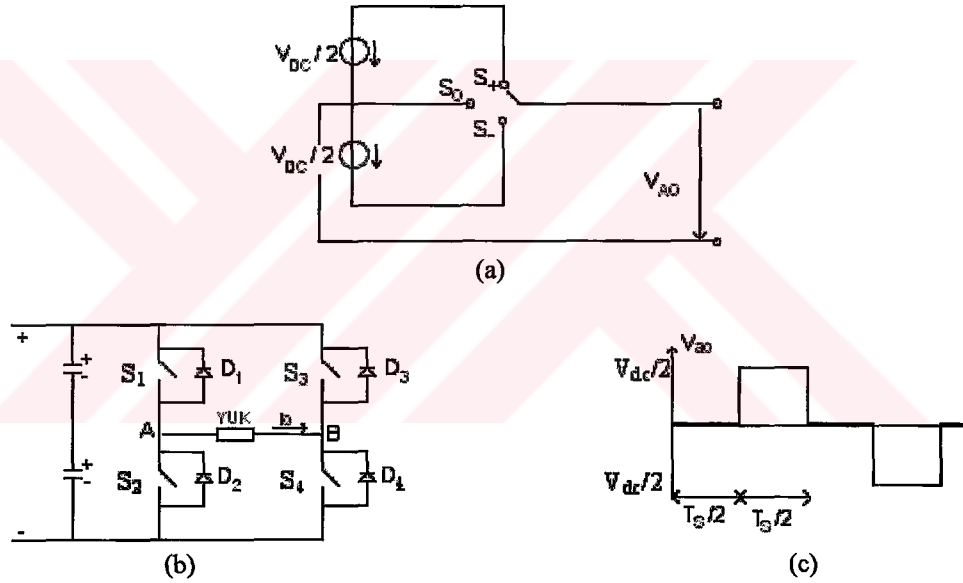
- (a) Yarım Köprü İnverterin Basit Bir Şeması
(b) Yarım Köprü İnverterin Devre Yapısı
(c) Çıkış Gerilim Dalga Grafiği

Tek fazlı yarım köprü inverterde yalnızca 2 anahtara ihtiyaç duyulur. Burada, her iki anahtarın aynı anda kapatılmamasına dikkat edilmelidir.

S_1 kapalı- S_2 açık olduğu durumda yük gerilimi $V_{AO} = V_{DC}/2$, S_1 açık- S_2 kapalı olduğu durumda yük gerilimi $V_{AO} = -V_{DC}/2$ olur. Böylece bir periyotluk çalışma sağlanmış olur.

2.1.2 Tek Fazlı Üç Seviyeli Gerilim Kaynaklı İnverterler

Tam köprü topolojisi, çıkışta üç seviyeli bir kare dalga çıkış gerilim dalga şeklini üretmede kullanılır. Bunu elde etmek için, iki seviyeli yapıya bir devre bacağı daha eklenir. İnverterin devre şeması ve çıkış gerilim dalga grafiği Şekil 2.3 (a),(b),(c)' de gösterilmektedir [3].



Şekil 2.3
(a) Tam Köprü İnverterin Basit Bir Şeması
(b) Tam Köprü Devre Yapısı
(c) Çıkış Gerilim Dalga Şekli

Tam köprü konfigürasyonda 4 anahtar ve 4 diyot bulunmaktadır. Burada S_1-S_4 kapalı ve S_2-S_3 açık iken A-B noktaları arasındaki gerilim $V_{AB} = V_{DC}$, S_1-S_4 açık ve S_2-S_3 kapalı iken $V_{AB} = -V_{DC}$ olur. Tam köprü inverterde 0 seviyesini üretmek için; S_1-S_3 kapalı iken S_2-S_4 anahtarları açık konuma getirilir ya da bunun tam ters durum geçerli olur. Bu durum Tablo 2.1'de özetlenmiştir.

İletimdeki Anahtarlar	Yük Gerilimi V_{AR}
$S_1.S_4$	$+V_{DC}$
$S_2.S_3$	$+V_{DC}$
$S_1.S_3$	0
$S_2.S_4$	0

Tablo 2.1 Tam Köprü İnvertre Ait Anahtarlama Durumları

Tek fazlı inverterlerin iki tip kullanım alanı vardır;

1- Statik Frekans Değiştiriciler (SFC)

Bunlar küçük iş yerlerinde, atölyelerde kullanılmaktadır.

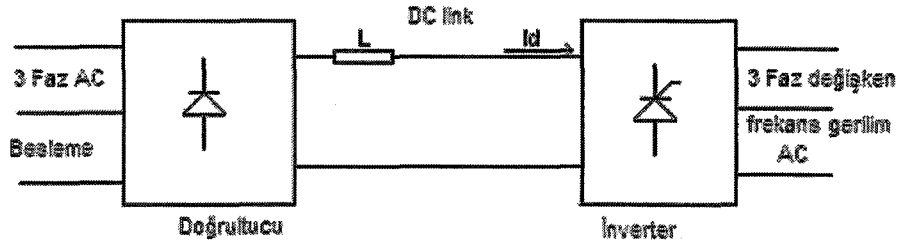
2- Kesintisiz Güç Kaynakları (UPS)

Genellikle bilgisayarlarda kullanılmaktadır

n seviyeli bir inverter oluşturmak istiyorsak bu durumda kullanılan anahtar sayısı $2(n-1)$ tane, yardımcı anahtar sayısı $2(n-1)$ ve DC barada bulunan kapasite sayısı $C=n-1$ tane olur.

2.2 Akım Kaynaklı İnverterler

Akım kaynaklı inverterde kaynak, akım kaynağıdır. Bunlar çok büyük güçlerde kullanılırlar. Eğer yükün harmonik akımlara düşük empedans gösteren bir özelliği varsa, bu yükün akım kaynaklı bir inverter ile sürülmesi daha uygun olacaktır. Temel bir akım kaynaklı inverter devre yapısı Şekil 2.4 'de gösterilmektedir.



Şekil 2.4 Akım Kaynaklı İnverter

BÖLÜM 3

3. ÇOK SEVİYELİ İNVERTERLER

Yarı iletken anahtarların anahtarlama problemleri ve bunların birbirlerine seri bağlanmalarıyla ortaya çıkan problemler nedeniyle yüksek güçlerde inverterlerin kullanımı sınırlanır. Ayrıca orta ve yüksek güç uygulamalarında büyük transformatörlerin kullanılmasıyla maliyet oldukça artmaktadır. Gerilim kaynaklı inverterler için, çok seviyeli inverter yapısı geliştirilerek bu sınırlamaların önüne geçilmiştir. Literatürde ilk olarak, ayrı DC kaynaklı tam köprü yapılarını birbirlerine seri bağlayarak kaskat çok seviyeli inverter elde edilmiştir. Daha sonra diyot kenetlemeli çok seviyeli inverter yapısı 1983 yılında Bhagwat ve Stefanovic tarafından ortaya çıkarılmıştır [4]. Fakat gerilim seviye sayısı arttıkça bu inverter tipinin kontrolünün oldukça zor olduğu görülmüştür. Son olarak, çok seviyeli inverter yapısı olan kapasite kenetlemeli çok seviyeli inverter yapısı geliştirilmiştir. Böylece, günümüzde 3 çeşit çok seviyeli inverter yapısı kullanılmaktadır [5];

- 1- Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter (Neutral-Point Clamped Multilevel Inverter)
- 2- Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter (Flying-Capacitors Multilevel Inverter)
- 3- İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter (Multilevel Inverter Using Cascaded Inverters with Separated DC Sources)

Son zamanlarda, çok seviyeli inverterlerin kullanımında büyük bir artış gözlenmektedir. Çünkü, aynı anahtarlama frekansında birden fazla gerilim seviyesine ulaşıldığından çıkış gerilimindeki harmonikler oldukça azaltılabilmektedir [2].

Çok seviyeli inverterin en büyük avantajı, anahtarlama frekansı artmadan yada inverter çıkış gerilimi azalmadan çıkış gerilim dalga şeklindeki harmoniklerin azalmasıdır. Çok seviyeli inverterlerde her bir seviye artışıyla beraber çıkış gerilim dalga şekli bir adım daha sinüsoidal dalga şekline benzer.

Çok seviyeli inverterler; minimum 3 seviyeden başlar ve seviye sonsuza ulaştığı zaman toplam harmonik bozulmaları sıfıra ulaşır. DC barada çok seviyenin kullanılmasıyla her bir anahtarlama elemanı üzerindeki stresde azalır. Aynı zamanda çok seviyeli dalga şekli ile aynı anahtarlama frekansındaki iki seviyeli dalga şekli karşılaştırıldığında, çok seviyeli inverter dalga şeklinin daha az harmonik içerdiği görülür. Böylece istenilen çıkış gerilim dalga şekli;

- daha az bozulma,
- daha düşük anahtarlama frekansı,

- yüksek verim

- az gerilim stresli elemanlarla çok seviyeli gerilim olarak üretilebilir.

Seviye sayısına n denilirse; $n > 3$ için ve uygulamada aktif güç transferi olması durumunda, (örneğin motor sürücüler) bu çok seviyeli inverterler ya izole edilmiş DC güç kaynağına yada karmaşık gerilim dengeli devreye ihtiyaç duyarlar. Ayrıca çok seviyeli inverterler her gerilim seviyesini kontrol eder ve korurlar.

Çok seviyeli inverterin özelliklerini birkaç başlık altında sıralayacak olursak;

1-) DC taraftaki yüksek gerilimler sadece bir anahtar tarafından tutulmak zorunda değildir. Gerilim, seçilen inverter tipine ve seviyesine göre bir grup anahtar tarafından tutulabilir. DC baranın seviyeye göre bölünmesiyle, anahtarlar tam köprü inverterdeki anahtara göre daha küçük gerilim değerlerine maruz kalırlar.

2-) Seviye sayısı çok olduğu zaman harmonik içerikleri filtreye gereksinim olmayacak kadar küçük olur.

3-) Girişte çok küçük distorsiyonlu akımlar çekerler.

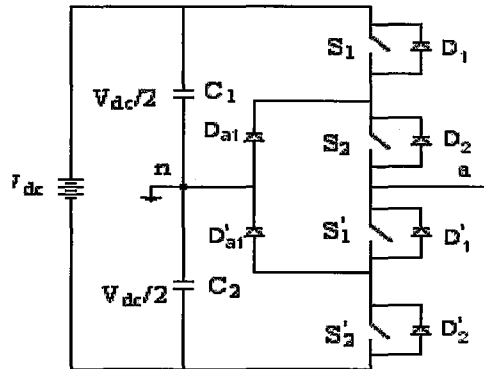
4-) Çok seviyeli inverterlerde hızlı dinamik cevap, çıkışta daha büyük gerilim seviyelerinde anahtarlama yapılarak elde edilebilir.

5-) Farklı DC gerilimler elde edilebileceğinden dolayı kontrol düzenekleri inverterin uygulanmasına bağlı olarak değişebilir.

6-) Çok seviyeli inverter; güç sistemleri, statik VAR düzelticileri, sürücü sistemleri, değirmenler, pompalar, devre soğutucuları vb. uygulamalarda kullanım alanlarına sahiptirler.

3.1 Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter

İlk pratik diyot kenetlemeli inverter devre yapısı 1981 yılında Nabae tarafından gerçekleştirilmiştir ve günümüzde oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Tek fazlı üç seviyeli diyot kenetlemeli inverterin devre şeması Şekil 3.1’de, anahtarlama durumları ise Tablo 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1 Tek Fazlı Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter

Kapasiteler DC gerilimi daha küçük gerilim seviyelerine böler. n seviyeli bir çıkış üretilmesi için DC bara üzerinde $n-1$ tane kapasitenin bulunması gerekmektedir.

Çıkış Gerilimi V_{ao}	Anahtarlama Durumları			
	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

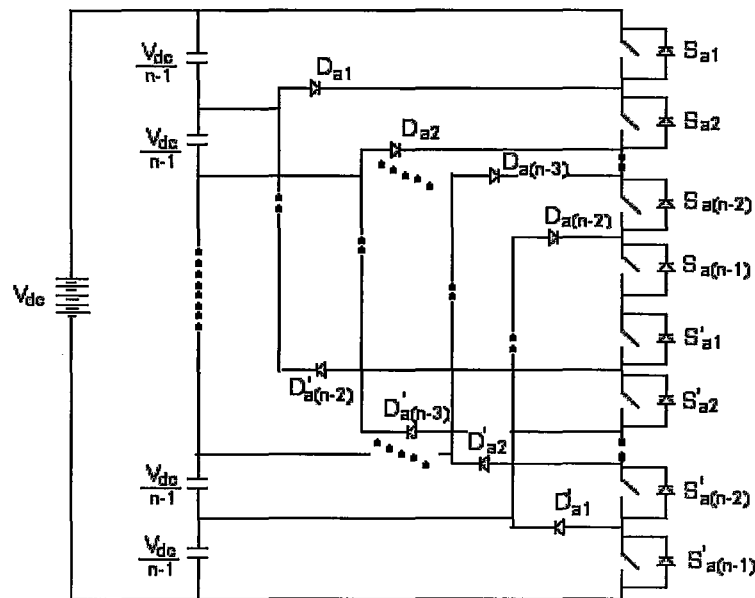
Tablo 3.1 Tek Fazlı Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları

Tablo 3.1'den görülebileceği gibi çıkışta $V_{dc}/2$, 0 ve $-V_{dc}/2$ gerilim seviyeleri elde edilmektedir. Burada S_1 ve S_2 iletimde olduğu durumda çıkış gerilimi $V_{dc}/2$, S_1' ve S_2' iletimde olduğu durumda çıkış gerilimi $-V_{dc}/2$, S_1' ve S_2 iletimde olduğu durumda çıkış gerilimi 0 olur. Bu yapıyı klasik iki seviyeli inverterden ayıran özellik kullanılan D_{a1} ve D_{a1}' diyotlarıdır [6]. Bu diyotların görevi, anahtar gerilimini DC gerilimin yarısına ayarlamaktır.

n seviyeli diyot kenetlemeli bir inverterin tek bir bacağında şu özellikler gözlenebilir;

- Her çıkış gerilim seviyesi; anahtar durumlarının yalnızca bir kombinasyonu ile sağlanabilir, bu nedenle sabit durumda bazı anahtarların anahtarlama frekansları diğerlerinden daha yüksek olabilir.
- Temelde her açık elektronik anahtar arasındaki gerilim $V_{dc}/n-1$ ile sınırlanır.
- Orta nokta üretimi için gereken kapasite sayısı $N_{kap} = n-1$, anahtarlama diyotlarının sayısı da $N_{diyot} = 2(n-1)$ olarak hesaplanır.

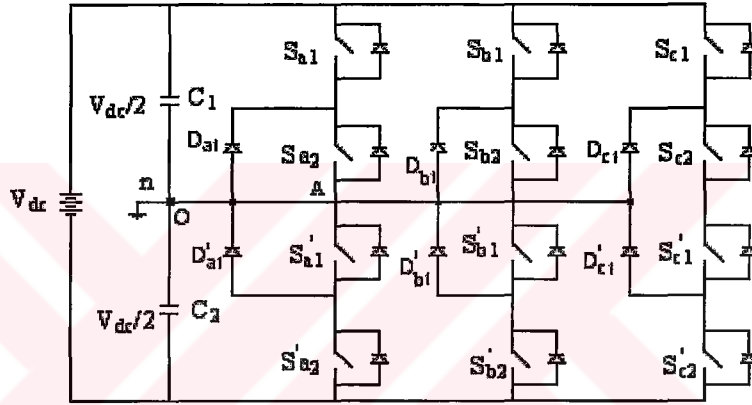
Tek bir bacak için genel bir diyot kenetlemeli çok seviyeli inverter yapısı Şekil 3.2'de gösterilmiştir;



Şekil 3.2 Tek Fazlı n Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter Yapısı

Burada $D_{a(n-2)}$ diyotu, $(n-2)$ tane seri bağı diyota ihtiyaç duyar. Çünkü bu diyot $(n-2)$ tane kapasite gerilimini tutar. Kapasiteler, seri kapasitelerin gerilim dengesizliğinden oluşan aynı şarj ve deşarj akımını paylaşmazlar. Kapasite gerilim dengesizliği, kapasitelere paralel direnç bağlanmasıyla kontrol edilebilir.

Tek fazlı üç seviyeli inverter yapısına iki bacak daha eklenerek üç fazlı üç seviyeli diyot kenetlemeli çok seviyeli inverter yapısı (Şekil 3.3) elde edilir. Merdiven şeklindeki gerilimi; 0 noktası çıkış gerilimi için referans noktası olarak ele alınır. Şekil 3.3’de gösterilen üç seviyeli inverter yapısı kullanılarak A ve O noktaları arasında 3 gerilim seviyesi üretilebilir. Tablo 3.2’de faz gerilimleri ve bunlara ait anahtarlama durumları verilmektedir [8].



Şekil 3.3 Üç Fazlı Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter

Çıkış Gerilimi V_{ao}	Anahtarlama Durumları			
	S_{x1}	S_{x2}	S'_{x1}	S'_{x2}
$V_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

Tablo 3.2 Üç Fazlı 3 Seviyeli Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları

Her bir faz için gerekli olan kenetleme diyotlarının sayısı $(n-1).(n-2)$ olarak hesaplanabilir [7].

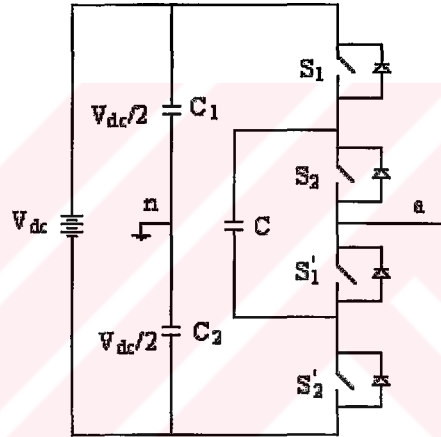
Klasik tam köprü inverterin sadece iki seviyeli çıkış gerilimi olmasına rağmen, diyot kenetlemeli inverterlerin çıkışları üç seviyelidir. Gerilim seviyesindeki artış aynı PWM anahtarlama frekansında çıkış gerilim harmoniklerini azaltır [9].

Bu devre yapısı bazı dezavantajlara sahiptir. DC link geriliminde kondansatör bulunmasından dolayı bir gerilim dengesizliği problemi görülür. Her faz için $(n-1).(n-2)$ tane kenetleme diyotunun kullanılması gerekir. Ayrıca aktif güç akışı kondansatörlerin dengesizliğinden dolayı zordur.

Bunun yanı sıra bu devrenin avantajlarını şu şekilde sıralayabiliriz; seviye arttıkça harmonik bozulma azalır, bütün fazlar aynı DC barayı paylaşır ve kontrol metodu daha sonra anlatılacak olan çok seviyeli inverter türlerine göre daha basittir, temel anahtarlama frekansında yüksek verime sahiptir.

3.2 Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter

Tek fazlı üç seviyeli inverterin devre yapısı Şekil 3.4'de gösterilmektedir. İlk olarak 1992 yılında diyot kenetlemeli invertere bir alternatif olarak üretilmiştir. n seviyeli bir çıkış gerilimi üretebilmek için DC bara üzerinde $n-1$ tane kapasitenin bulunması gerekir. Kapasite kenetlemeli inverter yapısı; dalga seklinin oluşmasında daha fazla esnekliğe ve kenetleme kapasiteleri tarafından gerilimin dengelenmesine izin verir [10].



Şekil 3.4 Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter

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

Tablo 3.3 Tek Fazlı Üç Seviyeli Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları

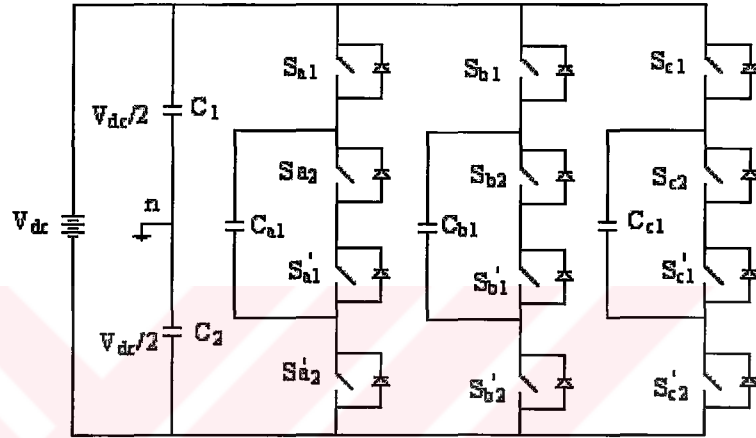
Burada S_1 ve S_2 iletimde olduğu durumda çıkış gerilimi $V_{dc}/2$, S_1' ve S_2' iletimde olduğu durumda çıkış gerilimi $-V_{dc}/2$, (S_1-S_1') veya (S_2-S_2') iletimde olduğu durumda ise çıkış gerilimi sıfır olur.

Kapasite kenetlemeli çok seviyeli inverter de DC kısımdaki kapasitelerin merdiven yapısını kullanılmaktadır. Bu kapasitelerin gerilimleri bir sonraki kapasite geriliminden farklıdır. İki kapasite arasındaki gerilim artışının büyüklüğü çıkış gerilimindeki gerilim

adımlarının büyüklüğünü tanımlar. İnverterin her bir faz bacağı için aynı yapıda ayrı kapasiteler kullanılır [11].

Bu çok seviyeli inverter tipi, bağımsız kondansatörlerin anahtar gerilimini bir kondansatör gerilimine kilitlemesinden dolayı “flying capacitor” olarak isimlendirilir. Şekil 3.4’ de yerleştirilen C_{a1} , C_{b1} , C_{c1} kapasitesileri devrenin denge kapasiteleridir. Bu denge/kenetleme kapasitelerinin sayısı her bir faz başına $(n-1)*(n-2)/2$ ile tespit edilebilir.

Üç seviyeli kapasite kenetlemeli inverter yapısı Şekil 3.5’de ve anahtarlama durumları Tablo 3.4’de verilmektedir.



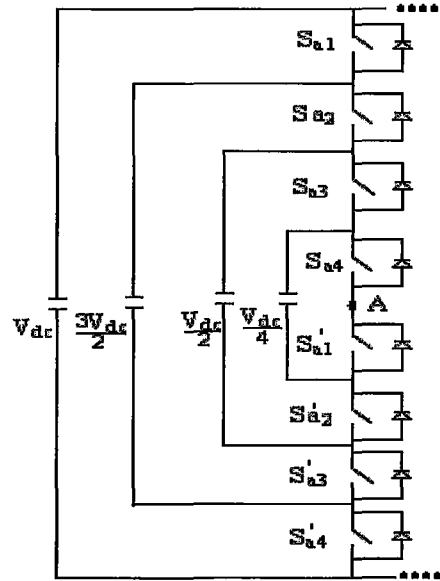
Şekil 3.5 Üç Seviyeli Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter

Çıkış Gerilimi V_{ao}	Anahtarlama Durumları			
	S_{x1}	S_{x2}	S_{x1}'	S_{x2}'
$V_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	1	0
$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

Tablo 3.4 Üç Fazlı Üç Seviyeli Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları

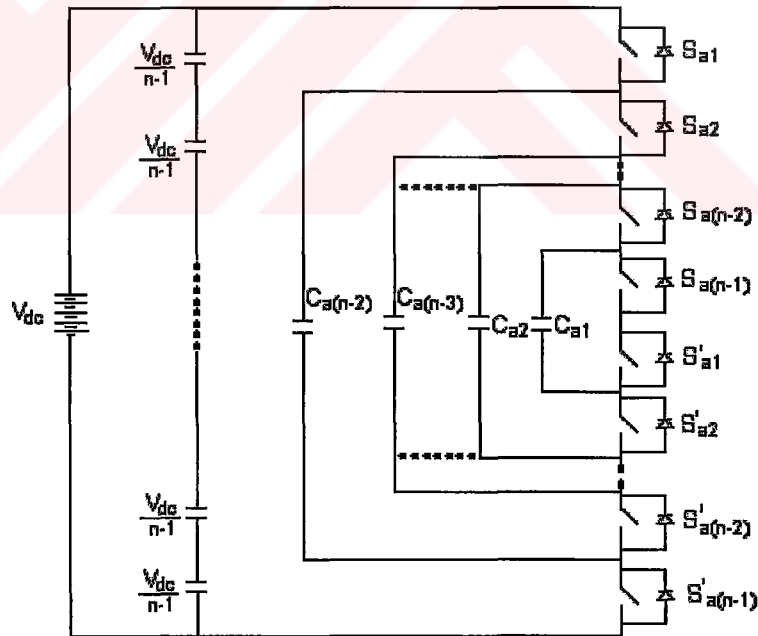
Kapasite kenetlemeli inverter çıkış gerilimi iletime geçen anahtarların kombinasyonu ile üretilir. Böylece, kapasite gerilimleri eklenerek yada çıkarılarak çıkış gerilimi elde edilir [11]. Bunu kolay bir şekilde görebilmek için beş seviyeli inverteri göz önüne alırsak; beş seviyeli inverter için her bir faz bacağında dört adet kapasitenin kullanılması gerekir. Bu kapasitelerin gerilimleri sırasıyla V_{dc} , $(3/4)V_{dc}$, $(1/2)V_{dc}$ ve $(1/4)V_{dc}$ olur. Bu durum Şekil 3.6’de gösterilmektedir. Beş seviyeli inverterde çıkış geriliminin oluşması diğer inverter tiplerine göre daha esnektir. Yani aynı gerilim seviyesini veren birkaç anahtarlama kombinasyonu vardır. Kapasitelerin bazıları şarj olurken diğerleri deşarj olur. Doğru kapasite kombinasyonları ile kapasite şarjı dengelenir ve gerilimi kenetlemek için büyük hacimli kapasiteler gerekir. Beş

seviyeli bir devrede çıkış geriliminin oluşturulması için 5 çeşit farklı anahtarlama kombinasyonu mevcuttur.



Şekil 3.6 Beş Seviyeli İnverter İçin Kapasite Gerilimleri

Kapasite kenetlemeli çok seviyeli inverter için genel devre yapısı Şekil 3.7'da gösterildiği gibidir.



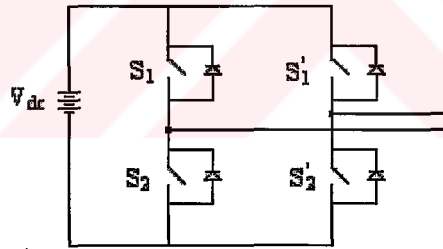
Şekil 3.7 Tek Fazlı n Seviyeli Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter Yapısı

Bu devrenin en önemli avantajı, diyot kenetlemeli çok seviyeli inverterdeki kenetleme diyot probleminin önüne geçmesidir. Ek olarak, bu topoloji ile elemanlar üzerindeki dv/dt stresleri azalır. n seviye sayısı arttıkça toplam harmonik bozulmaları azalır, aktif ve reaktif güç akışı kontrol edilebilir [13]. Ayrıca farklı gerilim seviyelerini dengelemek için farklı

anahtarlama kombinasyonları mevcuttur. Beş seviyeli kapasite kenetlemeli inverter devresi göz önüne alındığında çıkış gerilimi oluşumunun kapasite kenetlemeli invertere göre daha esnek olduğu görülür. Gerilimi kenetlemek için büyük değerlikli kapasitelere ihtiyaç duyulur. Bunun yanı sıra bu devre yapısının dezavantajlarını sıralayacak olursak; aktif güç iletimi için anahtar kullanımı ve verimi yetersizdir. DC link kapasitelerinin başlangıçtaki şarj kontrolü, tüm devrenin kontrolünü karmaşık hale getirir. Ayrıca diyot kenetlemeli invertere göre daha fazla kapasite kullanıldığından daha hantal ve maliyeti daha yüksek olur.

3.3 İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter

İlk tek fazlı birbirine seri bağlı tam köprü inverter devre yapısı 1988 yılında gerçekleştirilmiştir. Bu devre yapısı üç fazlı sistemlere de uygulanmaya başlandı. Bu inverter tipinin genel özellikleri daha önce anlatılan çok seviyeli inverter tipleriyle aynı olmasına rağmen bu yapıda fazladan kenetleme diyotları veya gerilim dengeleme kapasiteleri yoktur. Bunların yerine gerilim seviyesine göre birbirinden bağımsız DC kaynaklar bulunur. Bu DC kaynaklar bataryalardan, güneş pillerinden ya da yakıt hücrelerinden elde edilir. Tek fazlı izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı çok seviyeli inverter yapısı Şekil 3.8’ de gösterilmektedir.

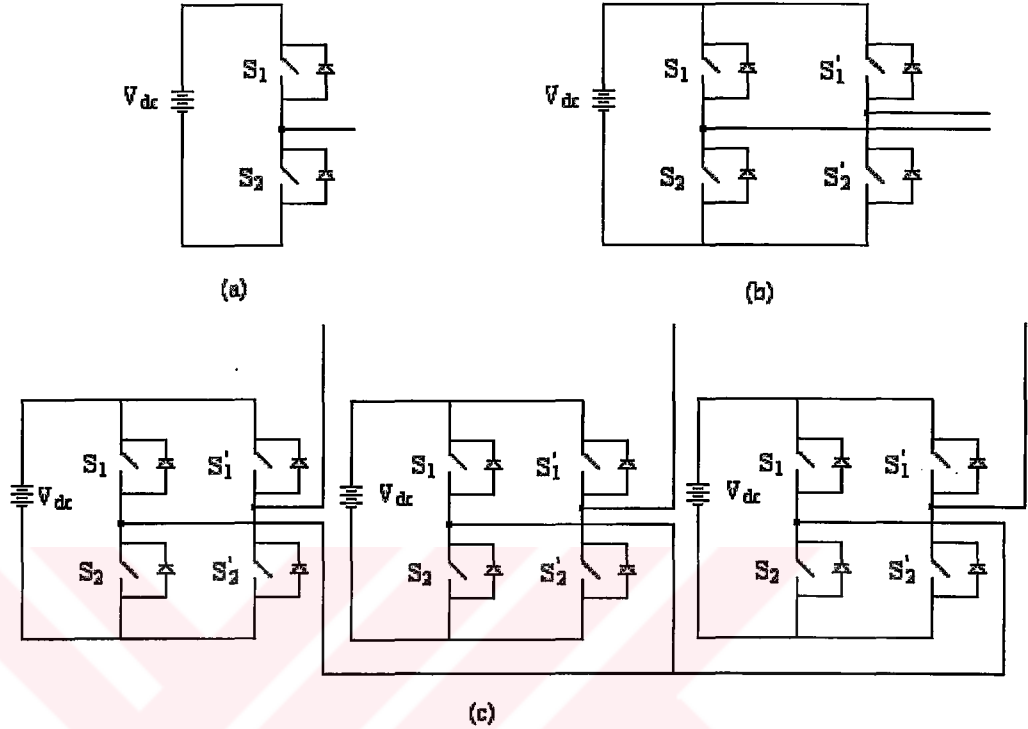


Şekil 3.8 Tek Fazlı Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter Devre Yapısı

H köprü devre yapısının en önemli avantajı, herhangi bir eleman eklenmeksizin çıkış gerilim seviyesinin artmasıdır. Tek gereken her bir H köprü yapısı için gereken izole edilmiş ayrı DC kaynaklardır. Diğer devrelerde olduğu gibi fazladan kenetleme diyotlarına ve kenetleme kapasitelerine gerek olmadığından diğer devrelere göre daha avantajlıdır. Son zamanlarda bu yapı, AC güç kaynaklarında ve sürücü sistemlerinde sıkça kullanılmaktadır.

İzoleli DC kaynaklı kaskat inverter için gerilim seviyesi en az 3 olabilir. Bunu elde etmek için de tam köprü inverter devresi kullanılır. Dört anahtarın farklı kombinasyonlarıyla, her inverter üç farklı gerilim seviyesi üretebilir ($+V_{dc}$, $-V_{dc}$ 0V). Bu da S_1 , S_2 , S_1' ve S_2' anahtarlarının kombinasyonlarına bağlıdır. S_1 ve S_2 iletimde olduğu zaman $+V_{dc}$, S_1' ve S_2' iletimde olduğu zaman $-V_{dc}$ ve (S_1 ve S_1') yada (S_2 ve S_2') iletimde olduğu zamanda 0 gerilim seviyesi elde edilir.

Üç fazlı üç seviyeli izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı inverter yapısının gelişimi Şekil 3.9'de ve anahtarlama durumları Tablo 3.5'de verilmektedir.



Şekil 3.9

- (a) İki Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı İnverter Devre Yapısı
(b) Tek Fazlı İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı İnverter Devre Yapısı
(c) Üç Fazlı Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı İnverter Devre Yapısı

Çıkış Gerilimi V_{ao}	Anahtarlama Durumları			
	S_{X1}	S_{X2}	S'_{X1}	S'_{X2}
$V_{dc}/2$	1	0	0	1
0	1	0	1	0
0	0	1	0	1
$-V_{dc}/2$	0	1	1	0

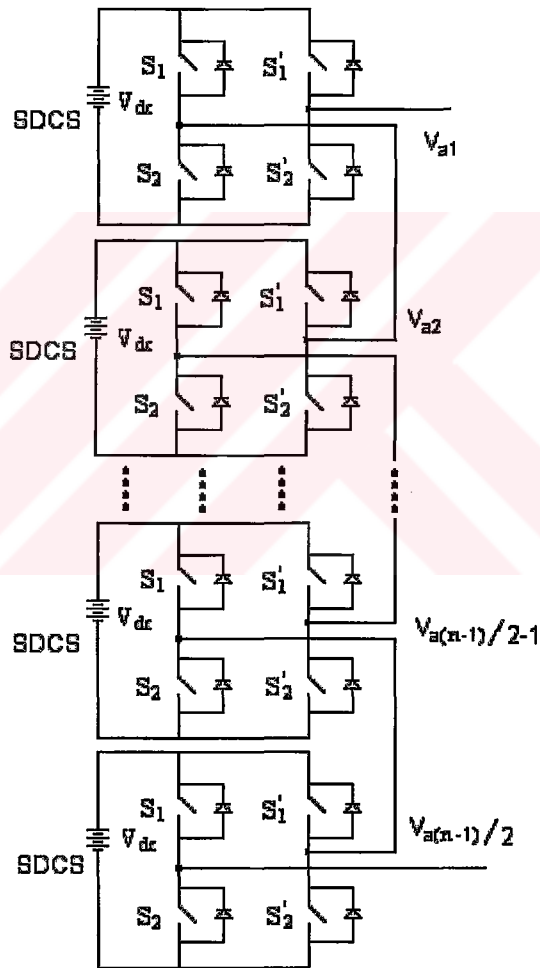
Tablo 3.5 İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverterin Anahtarlama Durumları

Bu devrenin en büyük dezavantajı izoleli DC kaynakların kullanılmasıdır. Bu durum, devrenin uygulama alanını sınırlar. Ancak burada kenetleme diyotlarının ve gerilim dengeleme kapasitelerinin olmaması ayrı bir avantajdır. Böylece devrede az sayıda eleman bulunur. Her bir fazın çıkış gerilimi o fazdaki köprü diyotların gerilimleri toplamı olduğundan iç gerilim seviyeleri için birden fazla anahtarlama durumu olabilir. Ayrıca her bir tam köprü yapısı aynı olduğundan bu seri yapının tasarımı kolaydır ve kolayca paketlenip bir modül haline getirilebilir.

Aynı seviyeli değişik tam köprü inverter devrelerinin AC çıkışları seri bağlanır. Böylece sentezlenen çıkış gerilim dalga şekli inverter çıkışlarının toplamı olur. Bir n seviyeli kaskat bağlı inverter $N_h=(n-1)/2$ tane tek fazlı tam köprü inverterden meydana gelir. Örneğin; 11 seviyeli istenirse, 5 tane SDCS (separated DC sources) ve 5 tane tam köprü inverttere gerek duyulur. Tek faz içinde çıkış gerilimi;

$$V_{an} = V_{a1} + V_{a2} + V_{a3} + V_{a4} + V_{a5} \text{ olur.}$$

3-fazlı sistem için çıkış gerilimi; faz çıkışları birbirine üçgen ya da yıldız bağlanarak elde edilebilir. Şekil 3.10'da çok seviyeli izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı inverterin genel hali gösterilmektedir.



Şekil 3.10 Tek Fazlı n Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter Yapısı

Bu devre yapısının avantajları; kenetleme diyotları ve dengeleme kapasiteleri olmadığından daha az eleman kullanılır. Her bir fazda çıkış gerilimi oluşturulurken H köprü hücreleri birbirine seri bağlandığından, farklı anahtarlama kombinasyonları gerçekleştirilebilir. Ayrıca her bir H köprü hücresi aynı yapıda olduğundan dolayı inverterin dizaynı ve paketlenip modül haline getirilmesi oldukça basittir.

Devrenin dezavantajları ise; her bir H köprü hücresi için izoleli DC kaynak gerektiğinden sınırlı sayıda uygulama alanı vardır ve daha fazla anahtarın kullanılması gerekir.

3.4 Çok Seviyeli İnverter Tiplerinin Karşılaştırılması

Şimdiye kadar, Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter, Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli İnverter ve İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı Çok Seviyeli İnverter türlerinin tek faz için genel devre yapıları ve üç seviyeli inverter devre yapılarından bahsedildi. Bu devre yapıları düşük gerilim elemanları kullanarak yüksek gerilim dalga şekilleri oluştururlar. Bu devre yapılarının her birinin gerilim seviyelerini oluşturmak için değişik mekanizmaları vardır. Ancak dikkat edilirse her devre yapısındaki temel anahtar sayısı eşittir.

Diyot kenetlemeli inverterler, devre yapılarına göre en az kapasiteye sahiptir, ancak bunun yanında ek olarak kenetleme diyotları vardır.

Kapasite kenetlemeli çok seviyeli inverter, en fazla kapasite sayısına sahiptir, ancak kenetleme diyotlarına ihtiyaç duymazlar.

İzoleli DC kaynaklı kaskat inverterlerde ise, gerilim kaynağının izolasyonu için transformatörlere ihtiyaç duyulur. Ancak bunlar kapasite kenetlemeli inverterler gibi kenetleme diyotlarına ihtiyaç duymaz [13].

Tablo 3.6'da üç tip inverterin tek bir bacaklarında kullanılan elemanların sayısı verilmektedir. Burada n gerilim seviyesidir;

İnverter Tipi	Diyot Kenetlemeli	Kapasite Kenetlemeli	Kaskat İnverter
Temel Anahtarlar	$2(n-1)$	$2(n-1)$	$2(n-1)$
Temel Diyotlar	$2(n-1)$	$2(n-1)$	$2(n-1)$
Kenetleme Diyotları	$(n-1)(n-2)$	0	0
Dengeleme Kapasiteleri	0	$(n-1)(n-2)/2$	0
DC Baradaki Kapasiteler	$(n-1)$	$(n-1)$	$(n-1)/2$

Tablo 3.6 Üç Tip Çok Seviyeli İnverterde Kullanılan Elemanların Karşılaştırılması

BÖLÜM 4

4. DARBE GENİŞLİK MODÜLSAYON TEKNİKLERİ

Seviye sayısı arttıkça toplam harmonik bozulmanın azalacağı ve çıkış geriliminin daha kaliteli olacağı önceki iki bölümde açıklanmıştı. Bir inverterden çıkış işaretinin genliğinin ve frekansının kontrol edilmesi istenir. Ancak inverter çıkışında ana harmoniğe çok yakın ve çok büyük genlikli harmonikler oluşmaktadır. Bu harmonikleri azaltmak ve inverter çıkışının kontrol edilebilmesi için darbe genişlik modülasyon teknikleri kullanılır. Bu bölümde gerilim kaynaklı darbe genişlik modülasyon (DGM - PWM) teknikleri ele alınmaktadır. 20 yıldır yaygın olarak kullanılan bu tekniklerde inverterin DC link gerilimi sabit ve dalgalanmanın olmadığı kabul edilmektedir. En uygun darbe genişlik modülasyon tekniği seçilirken, hem düşük dereceli harmonik akımlar engellenmeli hem de anahtarlama kayıpları azaltılmalıdır. Bu teknikler;

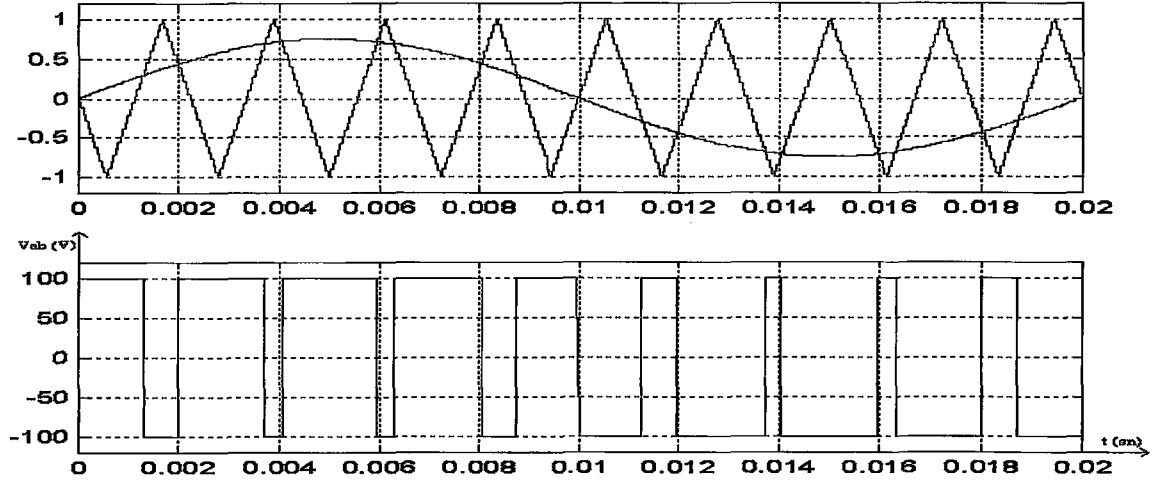
- 1-) Sinüsoidal (SPWM)
- 2-) Harmonik Eliminasyonlu (SHE-PWM)
- 3-) Minimum Akım Dalgalanmalı
- 4-) Üçüncü Harmonik İlaveli (THIPWM)
- 5-) Harmonik İlaveli (HIPWM)
- 6-) Değiştirilmiş Sinüsoidal (MSPWM)
- 7-) Sigma Delta Modülasyon
- 8-) Uzak Vektör (SVPWM)

4.1 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği (SPWM)

Bu teknik endüstriyel çeviriciler için oldukça popüler bir metottur. Çok seviyeli inverterlerde kullanılan SPWM metodu iki seviyeli inverterlerde kullanılan SPWM metodunun geliştirilmiş halidir.

Referans ve taşıyıcı dalgalar karşılaştırılarak anahtarlama zamanları için kesişme noktaları belirlenir. Referans işareti, tepe genliği V_p ve frekansı f_m olan bir sinüs dalgadır. İnverterin çıkış frekansı da sinüs işaretinin frekansı olan f_m 'dir. Taşıyıcı işaret ise tepe genliği $V_{üçgen}$ ve frekansı f_c olan bir üçgen dalgadır. Bu da aynı zamanda inverterin anahtarlama frekansını oluşturur. Şekil 4.1'de tek fazlı bir sistem için iki seviyeli PWM gösterilmektedir.

Üç fazlı bir sistemde her bir faz için aynı taşıyıcı dalga kullanılır ve referans işaretin taşıyıcı işaretten büyük olduğu durumda üst anahtarlar ilettime geçer, aksi durumda ise alt anahtarlar ilettime geçer.



Şekil 4.1 İki Seviyeli Sinüsoidal PWM

Sinüsoidal PWM’de; modülasyon dalgasının genliğinin taşıyıcı dalganın genliğine oranına M_a (modülasyon indeksi) denilir. Bu oran 0 ile 1 arasında değişen bir değer arasındaysa, modülasyon ve çıkış dalgası arasındaki ilişki lineer olur. Modülasyon indeksinin değiştirilmesiyle, çıkış geriliminin ana harmoniğinin genliği ayarlanır.

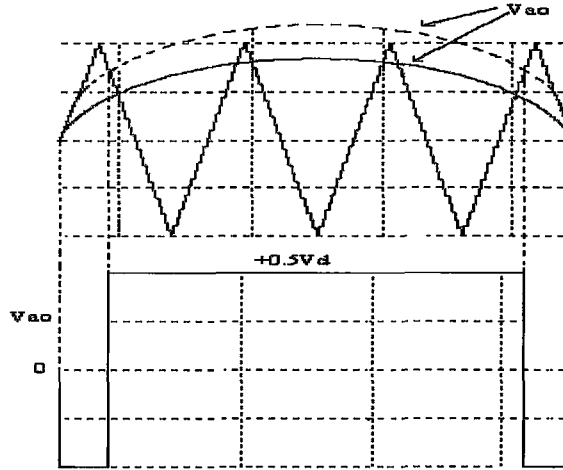
$$\text{Modülasyon İndeksi} = M_a = \frac{\hat{V}_p}{\hat{V}_{\text{üçgen}}}$$

$M_a=1$ olduğu durumda, ana harmoniğin maksimum tepe değeri $0.5V_d$ ’dir. Buda kare dalga çalışmadaki tepe geriliminin $(4V_d/2\pi)$ %78.55’ine karşılık gelir.

$M_a=0$ olduğu durumda, V_{ao} taşıyıcı frekansında simetrik darbeleri ve çentik genişlikli kare dalgadır.

$M_a > 1$ olduğu durumuna aşırı modülasyon denilir. M_a , 1’e yaklaştıkça çentik ve darbe genişlikleri pozitif ve negatif yarı periyotların ortasına yaklaşır ve sırayla kaybolur. Anahtarların çalışmasını sürdürebilmesi için, minimum çentik ve darbe genişlikleri korunmalıdır. Eğer bunların sayısı azalırsa bu durumda yük akımında geçici bir yükselme olacaktır. Bu yükselme IGBT’ ler için küçük olsa da, GTO’ ların daha küçük anahtarlama frekanslarında çalışmaları nedeniyle yüksek olacaktır. Aşırı modülasyonun en büyük dezavantajı inverter çıkış geriliminde daha önce olmayan harmoniklerin de gözlenmesidir. Ayrıca aşırı modülasyonda darbe genişlik modülasyonları sadece sıfır geçişlerinde oluşur.

$M_a=1$ değerine ulaşınca kadar lineer bir değişim varken bu değerden sonra artık lineerlik ortadan kalkar ve kare dalga ortaya çıkar. Şekil 4.2’de, bu durum pozitif yarı periyot için gösterilmektedir.



Şekil 4.2 Aşırı Modülasyon Bölgesinde Oluşan Kare Dalga Sekli

İnverterlerde çıkış gerilimi ayarlanabildiği gibi çıkış frekansı da ayarlanabilir. Genellikle inverter, taşıyıcı frekansının modülasyon frekansına oranı olan m_f ile çalıştırılır. Taşıyıcı frekans küçük olduğu zaman anahtarlama frekansı küçük ve bunun tam tersi durum söz konusudur.

$$m_f = \frac{f_c}{f_m}$$

Yüksek frekanslı harmonikler daha kolay filtre edilebildiğinden, anahtarlama frekansının mümkün olduğunca yüksek olması istenir. Ancak bu da inverterde yüksek anahtarlama kayıplarına sebep olur. İnverterin anahtarlama kayıplarını sınırlamak için yüksek çıkış frekansında taşıyıcı oranı küçültülür. Bu nedenle ikisi arasında dengeli bir nokta bulunmalıdır. Genellikle bu dengeli nokta $M_a \leq 1$ ve $m_f = 21$ olduğu sınır değerdir.

$m_f \leq 21$ olduğu zaman modülasyon dalgası ve taşıyıcı dalga senkronize edilmelidir. Bu duruma Senkron PWM denilir. Bunun içinde m_f 'in tam sayı olması gerekir. Eğer değilse bu duruma da asenkron PWM denilir. Ancak asenkron PWM’de istenmeyen alt harmonikler ortaya çıkar.

$m_f \geq 21$ olduğu zaman asenkron PWM’den dolayı oluşan alt harmoniklerin genlikleri m_f 'in büyük değerinde küçüktür. Bu nedenle bu durumda asenkron PWM kullanılır. Düşük frekanslarda ise asenkron PWM’den senkron PWM’e geçiş yapılmalıdır. Çünkü inverter asenkron motor gibi bir yükü besliyorsa asenkron PWM’den dolayı oluşan alt harmonikler m_f ’den dolayı genlik olarak küçük olsa da, düşük frekanslarda istenmeyen çok büyük akımlara

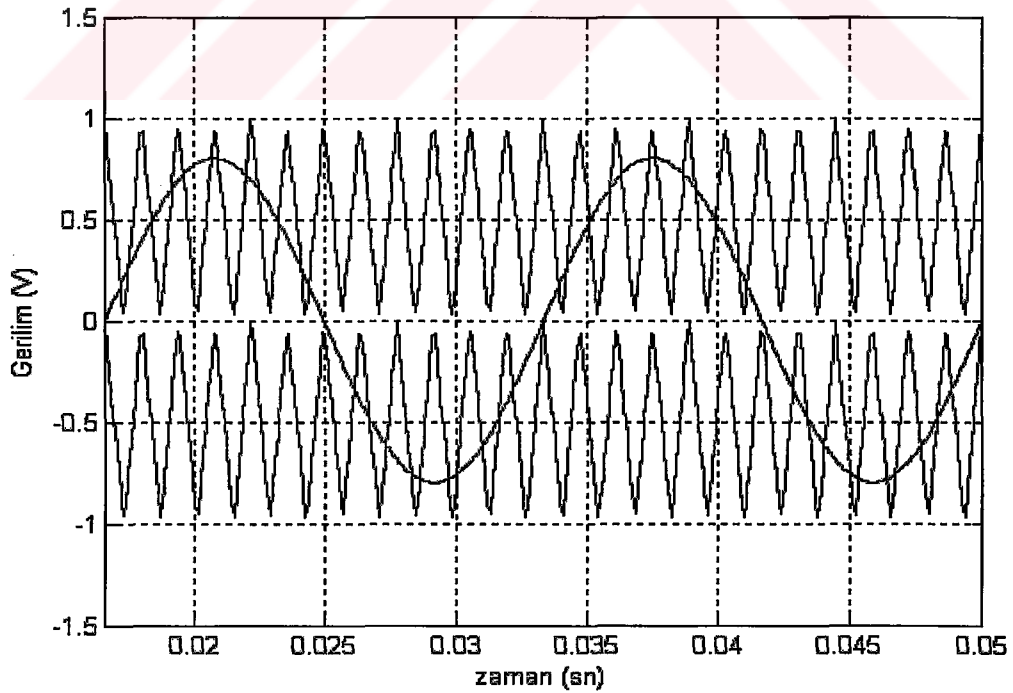
neden olur. Bundan dolayı düşük frekanslarda asenkron PWM'den senkron PWM'e geçiş yapılmalıdır.

Bir inverterde çıkışta var olan harmonikler m_f 'in katları olarak ortaya çıkar. Bu yüzden m_f değeri ne kadar büyük olursa harmoniklerin frekansları da büyük olacak ve böylece harmonik etkisi azaltılmış olacaktır.

Çok seviyeli inverterlere uygulanan sinüsoidal PWM tekniği biraz daha gelişmiş bir yapıdadır. Referans işareti aynı kalırken taşıyıcı işaretin sayısı gerilimin seviyesine bağlı olarak değişir. n seviyeli bir inverter için $(n-1)$ tane taşıyıcı işaret kullanılır. Bunların genlikleri ve frekansları aynıdır [14]. Örneğin 3 seviyeli inverter için iki taşıyıcı dalga, dört seviyeli inverter için üç taşıyıcı dalga kullanılır. Buna göre modülasyon indeksi;

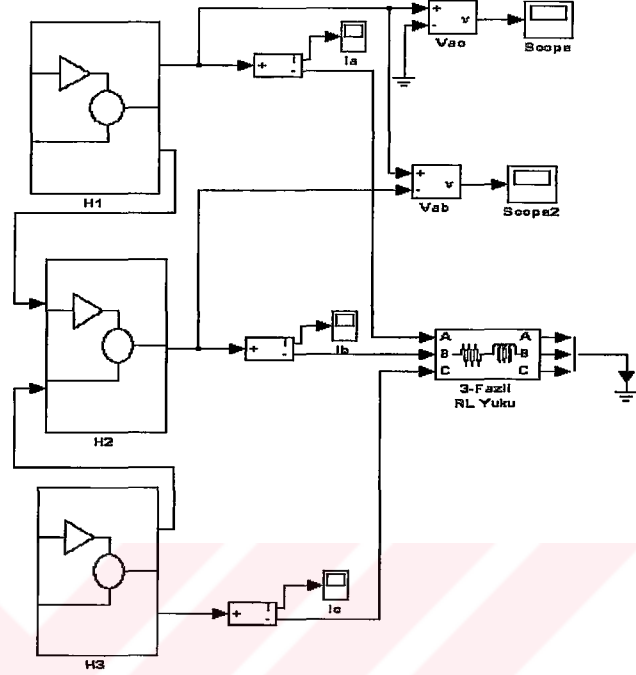
$$M_a = \frac{\hat{V}_p}{(n-1)V_{\text{üçgen}}} \quad \text{şeklinde hesaplanır [16].} \quad (1)$$

Sinüsoidal PWM metodu uygulamadaki basitliği ve düşük harmonik içeriğinden dolayı klasik iki seviyeli inverterlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Yine aynı sebeplerden, bu metot çok seviyeli inverterlerin kontrolünde de kullanılmaktadır. Şekil 4.3'de, üç seviyeli bir inverter çıkışı için aynı genlikte iki taşıyıcı işaret ve bir sinüs işaretin karşılaştırılması görülmektedir [15], [16], [17].



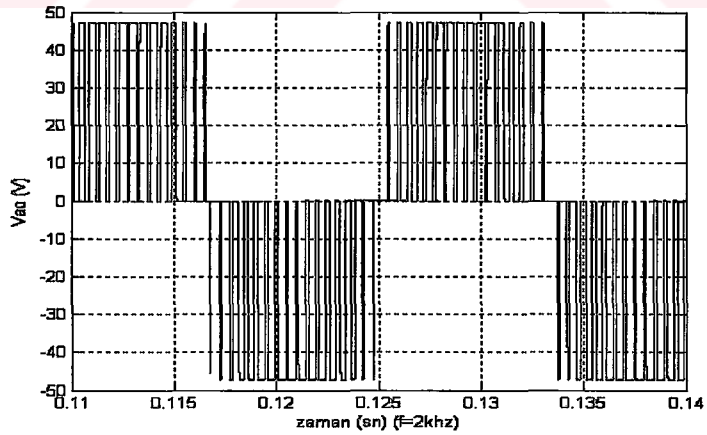
Şekil 4.3 Üç Seviyeli İnverter Çıkışı için İki Taşıyıcı Dalga İşaretin Bir Sinüs İşaretiyle Karşılaştırılması

Şekil 4.4’de üç seviyeli IGBT anahtar kullanan izoleli DC kaynaklı kaskat inverterin simülasyon modeli gösterilmektedir. H1, H2, H3 yapıları sırasıyla A, B, C fazlarına ait izoleli DC kaynaklı kaskat inverter yapısını içerir. Bu devrede $R=10\ \Omega$ ve $L=0.1\ H$ olarak alınmıştır.

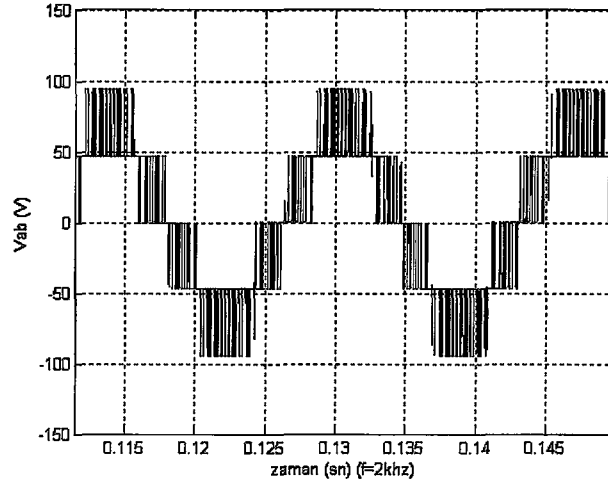


Şekil 4.4 İdeal Anahtar ve RL Yüğü İle Üç Seviyeli Kaskat Bağlı İnverter

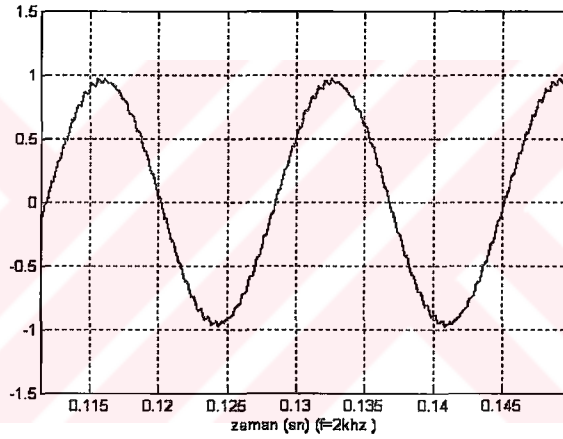
Anahtarlama frekansının 2 KHz ve çıkış frekansının 60 Hz olması durumunda çıkış işaretleri Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7 ‘de gösterilmektedir.



Şekil 4.5 Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı IGBT İnverterin Faz-Nötr Gerilimi ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{KHz}$)



Şekil 4.6 Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı IGBT İnverterin Faz Faz Gerilimi ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{KHz}$)

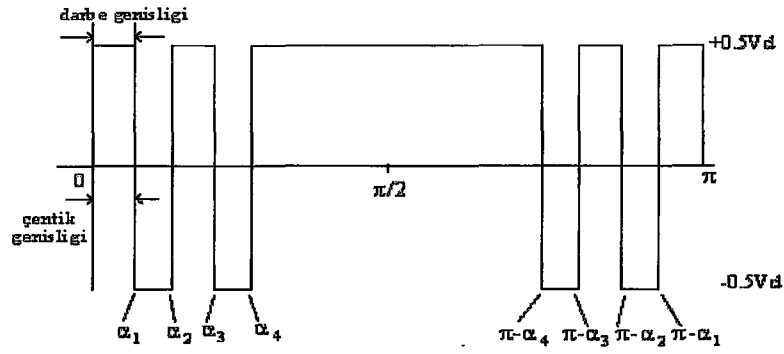


Şekil 4.7 Üç Seviyeli İzoleli DC Kaynaklı Kaskat Bağlı IGBT İnverterin A Fazına Ait Yük Akımı ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{KHz}$)

4.2 Harmonik Eliminasyonlu PWM (SHE-PWM)

Yarı iletken elemanlardaki gelişmeyle beraber, inverter teknolojisine ilgi oldukça arttı. Anahtarlanma elemanlarının kapanma sürelerinin birkaç mikro saniye civarında olması sebebiyle, inverter devrelerinde karmaşık anahtarlamalarla pratik sinüsoidal çıkışın oluşturulması daha esnek olarak gerçekleştirilir. Kare dalganın istenmeyen düşük harmonikleri elimine edilebilir ve ana bileşen gerilimi bu metotla kontrol edilebilir. Bu metotta, çentikler kare dalganın önceden belirlenen açılarında oluşturulur. Şekil 4.8’de gösterildiği gibi çıkış dalga şekli kare dalga simetrisine sahiptir.

SHEPWM tekniği ilk olarak Patel tarafından tanıtılmıştır [18]. α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 açılarıyla belirli üç harmonik bileşeni elimine edilebilir ve esas gerilim kontrol edilebilir. Düşüş açılarının düzenlenmesiyle büyük darbeli harmonikler elimine edilebilir.



Şekil 4.8 SHEPWM için Faz Gerilim Dalga Şekli

Periyodik dalga şeklinin çeyrek dalga simetrisine sahip olduğu kabul edilir. Genel Fourier serisi şöyledir;

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(t) \cos n\omega t d\omega t \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(t) \sin n\omega t d\omega t$$

kosinüs 'lü bileşenler sıfır olacağı için $a_n = 0$. Dolayısıyla;

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad \rightarrow \quad b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} V(t) \sin n\omega t d\omega t \text{ olur.}$$

Genel bağıntılar kullanılırsa ;

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} (1 - \cos n\alpha_1)$$

$$\int_{\alpha_k}^{\pi/2} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} \cos n\alpha_k$$

ve buradan;

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_k)] \\ &= \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k] \end{aligned} \quad (3)$$

Burada k ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k$) değişkenlerin sayısıdır ve α açısının k sayısı ile ana gerilim kontrol edilebilir. Böylece $k-1$ tane harmonik elimine edilebilir.

Harmonik eliminasyon yöntemi çentik açılarının bir look-up tablosuna yerleştirilmesiyle mikrokontrolör ile kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Temel frekans azaltılırsa çentik açılarının sayısı artırılabilir. Böylece yüksek değerlikli önemli harmonikler elimine edilebilir. Bu yöntemin önemli bir dezavantajı düşük frekanslarda look-up tablosunun büyük

olmasıdır. Bu nedenle düşük frekanslar için düşük gerilim SPWM yöntemi ve yüksek frekans bölgesinde SHEPWM kullanılmalıdır.

Daha hızlı bir yakınsamayı sağlamak için, başlangıç değerleri gerçek sonuçlara yeterince yakın seçilmelidir. Bu da SHEPWM'in en zor işidir. Bu problemin önüne geçmek için birçok tahmini şema geliştirilmiştir.

4.3 Minimum Akım Dalgalanmalı PWM

SHEPWM metodunun bir dezavantajı düşük seviyeli harmonikleri elimine ederken en yakın yüksek dereceli harmoniklerin artmasıdır. Bir makinedeki harmonik kayıplar efektif akım dalgalanmasıyla düzenlenebilir. Makinenin kaçak indüktansı ile her harmonik gerilime karşılık gelen harmonik akım belirlenir. Buradan da efektif (rms) akım dalgalanması aşağıdaki gibi bulunur;

$$\begin{aligned}
 I_{ripple} &= \sqrt{I_s^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots} \\
 &= \sqrt{\frac{\hat{I}_s^2}{2} + \frac{\hat{I}_7^2}{2} + \frac{\hat{I}_{11}^2}{2} + \dots} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=5,7,11\dots}^{\alpha} \left(\frac{\hat{V}_n}{n\omega L} \right)^2} \quad (4)
 \end{aligned}$$

I_5, I_7 =rms harmonik akımları

L = makinenin faz başına kaçak indüktansı

n =harmonik derecesi

$\hat{V}_n$ =n. harmoniğin tepe değeri

ω =ana frekans

Yukarıdaki denklemde görüldüğü gibi I_{ripple} α açısının bir fonksiyonu olarak bulunabilir. İstenilen temel bileşenin genlik değerini ve gereken I_{ripple} değerlerini bulmak için α açıları bir bilgisayar programı yardımıyla hesaplanabilir.

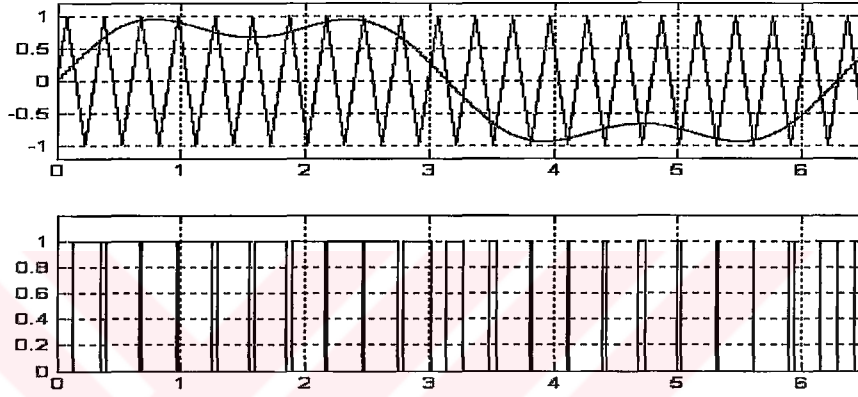
4.4 Üçüncü Harmonik İlaveli PWM

Bu teknik SPWM'den türetilmiştir ve temelde SPWM ile aynıdır. Bunun yanında bu teknikte ek olarak 3. harmonik de bulunur. Bu nedenle tepesi basık olan modülasyon dalgası SPWM'e göre aşırı modülasyona izin verir.

$$V^* = V.\sin\omega t + (1/6).\sin3\omega t \quad (5)$$

Böylece faz gerilimin esas bileşeni 3. harmonik bileşenine sahip olsa bile %15.5 kadar bir artış gösterir [21]. Bununla birlikte, 3 fazlı inverterin çıkışının faz geriliminde bulunan 3 ve 3'ün katı harmonikler faz-faz gerilim dalga şeklinde görülmezler.

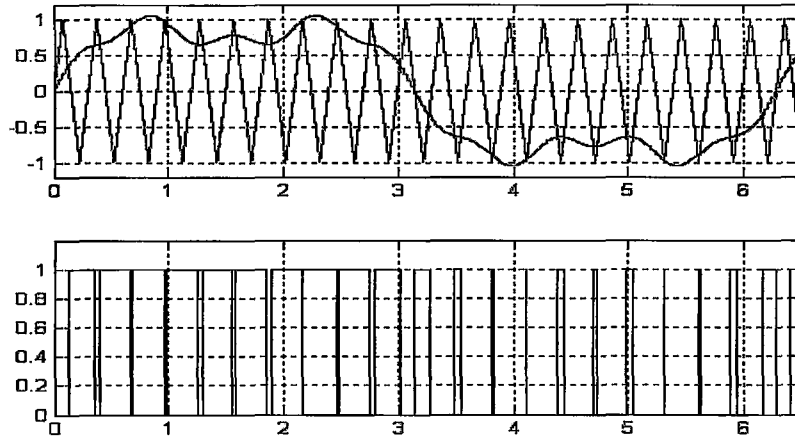
Bu yöntemin en önemli avantajı yüksek çıkış gerilimi elde edilebilmesidir. Dezavantajı ise faz-nötr geriliminde yüksek dereceli 3. harmonik bileşeninin bulunmasıdır. Bunun yanında eğer sistem üçgen bağlıysa 3 ve 3'ün katı harmonikler fazlar arası gerilimde elimine olacaktır (Şekil 4.9).



Şekil 4.9 Üçüncü Harmonik İlaveli PWM

4.5 Harmonik İlaveli PWM

Bu teknik 3. harmonik ilaveli PWM'in bir türüdür. Bu yöntemde frekans daha fazla düzeltilirken aşırı modülasyona izin vermek için modülasyon dalgasına bazı harmonikler eklenir. Bunun yanında üçüncü harmonik ilaveli ile aynı dezavantajlara sahiptir. Şekil 4.10'da 3. ve 9. harmonik ilaveli PWM işareti gösterilmektedir.

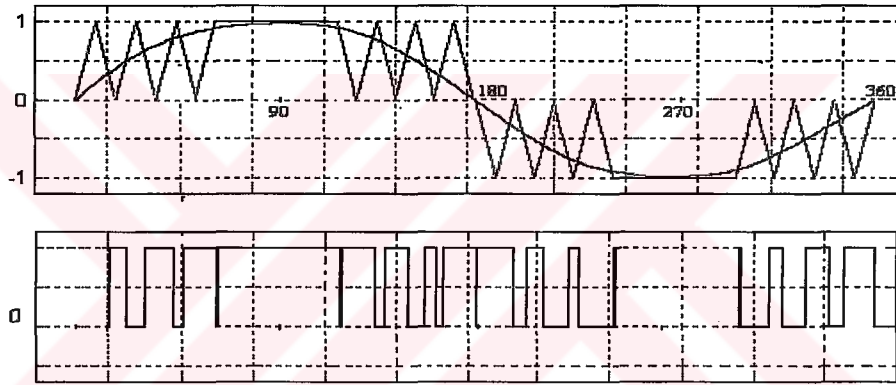


Şekil 4.10 Harmonik İlaveli PWM

4.6 Modife Edilmiş Sinüsoidal PWM (MSPWM)

Bu teknik aslında SPWM'in bir benzeridir. Modülasyon indeksinin çok yüksek değerleri için, SPWM kullanılırsa modülasyon dalgasının tepesine yakın olan çentikler çok küçük olur. Bu durum gereksiz yere yüksek anahtarlama kayıplarına neden olacaktır. Ayrıca, yüksek frekanslardaki anahtarlamalardan dolayı sürücü anahtarlarında ekstra gerilimler mevcut olacaktır. Bu problemlerin üstesinden gelmek için MSPWM metodu kullanılabilir.

Burada taşıyıcı dalgaanın tepe, 60° ve 120° arasında uzun bir darbe oluşur. Ayrıca temel dalga çıkış bileşenin tepe değeri bu durumda DC gerilimi geçebilir ve inverter kare dalgaya yakın bir çıkış gerilimi verir. Bu tekniğin dezavantajı karmaşık bir yazılıma gerek duyulması ve faz-nötr geriliminde yüksek bir 3. harmonik bileşenin bulunmasıdır. Şekil 4.11'de dalga şekilleri gösterilmektedir.



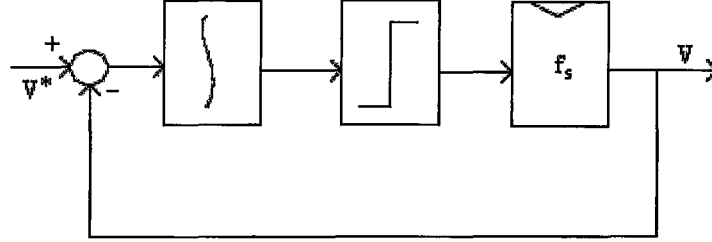
Şekil 4.11 MSPWM 'in Dalga Şekilleri

4.7 Sigma Delta Modülasyonu

Bu teknik idealleştirilmiş bir PWM tekniğidir. Özellikle sabit akımın istendiği motor sürücüler için uygundur. Bir integratör ve bir schmitt trigger devresinden oluşur. Delta modülasyonlu bir inverterin performansı düşüktür. Çünkü düşük hızlarda stator gerilim düşümü kompanzasyonu mümkün değildir ve ayrıca DC linkin dengesiz değişimi kompanze edilemez. Ayrıca anahtarlama frekansı histerisiz bandı tarafından belirlendiğinden bağımsız olarak kontrol edilemez ve integratör zaman sabitinden dolayı yüksek performanslı sürücülerde bu metodun kullanımı imkânsızdır.

Giriş, referans bir sinüs etrafında dalgalanır. Böylece çıkış histerisiz bandı içinde referans sinyali izler ve karşılaştırmalı çıkışı istenilen PWM dalga şeklini üretmeye zorlar. Çıkışın temel bileşeni doğrudan referans sinyali ile orantılıdır. Frekans artarsa, gerilim artar ve PWM dalga şekli kare dalgaya dönüşür.

Sigma Delta modülasyon tekniği rezonans DC link inverter gibi farklı darbe modülasyon sistemleri içinde gerilim dalga şeklini oluşturmada oldukça başarılı olarak uygulanmaktadır. İki seviyeli klasik bir inverter için SDM tekniğinin blok şeması Şekil 4.12’de gösterilmektedir. Burada;



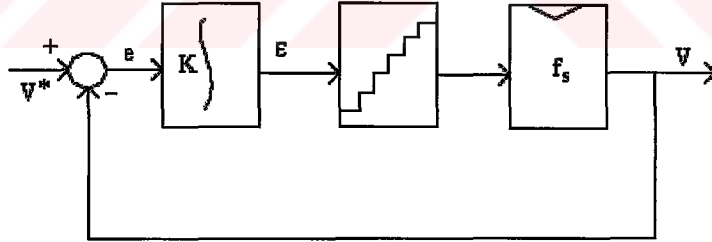
Şekil 4.12 İki Seviyeli Sigma Delta Modülasyonun Blok Şeması

V^* : istenilen çıkış gerilimi

V : oluşturulan çıkış gerilimi

f_s : inverter anahtarlarının komütasyon sırasında sistemin örnekleme frekansını gösterir.

Bu Sigma Delta Modülasyon Tekniği çok seviyeli dalga şekline de yayılabilir. Bunu yapabilmek için Şekil 4.13 ile belirtilen blok şemasından yararlanılır. Burada K katsayısı integratör kazancıdır. Yüksek örnekleme frekansı, daha iyi performans gösterilmesine sebep olan yüksek band genişlik kontrolörü sağlanır. Fakat frekanstaki yüksek sıçramalar kullanılan güç elemanının anahtarlama kapasitesiyle sınırlıdır. Bu nedenle f_s seçilirken güç devresi göz önüne alınmalıdır [19].



Şekil 4.13 Çok Seviyeli Sigma Delta Modülasyonun Blok Şeması

4.7 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği

Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği detaylı olarak Bölüm 5’ de anlatılmaktadır.

BÖLÜM 5

5. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİĞİ

Değişken hızlı AC motor sürücülerinde bir inverter çoğunlukla sabit bir DC gerilimden AC bir çıkış gerilimi üretmek için kullanılır. AC gerilim iki değerle tanımlanır. Bunlar; genlik ve frekanstır. Bu değerlerin her ikisi üzerinde kontrolün mümkün olması temel bir çözümdür.

Uzay vektörle, geleneksel analog tekniklerin dijital olarak gerçekleştirilmesi ile temel bir dijital modülasyon tekniği oluşturulur.

Küçük uzay vektörlerinin uygun seçimi ve eşit anahtarlama süresi ile anahtarlama sıralarının başlangıç ve bitiş durumları, düşük gerilim dalgalanmalarına ve düşük toplam harmonik distorsiyona sebep olurlar. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği bu tip bir sıra kullanır. Bundan dolayı performansları diğer darbe genişlik modülasyon tekniklerine göre oldukça iyidir. Ayrıca böyle bir düzenleme, düşük DC bara orta nokta gerilim dengesizliği ve düşük orta mod gerilim varyasyonlarıyla sonuçlanır. Böylece uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği lineer modülasyon oranında diğer darbe genişlik modülasyon tekniklerine göre oldukça yüksek performans gösterir.

5.1 İki Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu durağan referans çatısındaki gerilimin uzay vektörü olarak ifade edilmesine dayanır. Bir uzay vektör aşağıdaki eşitlikle tanımlanır [20];

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3}(V_{an} + V_{bn}\bar{a} + V_{cn}\bar{a}^2) \quad (6)$$

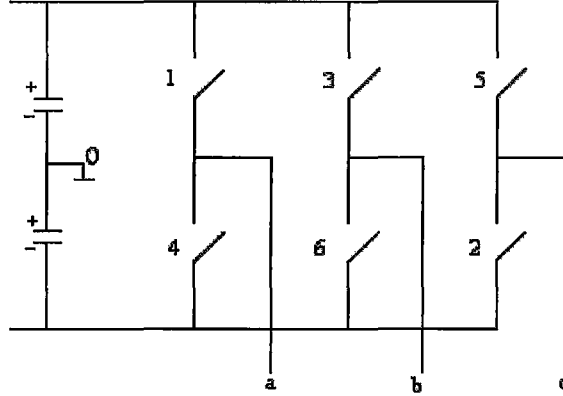
ve burada

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \text{ 'dür .}$$

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , üç fazlı sistemin nötr noktasına göre faz gerilimleridir. Böylece iki boyutlu düzlem veya kompleks sayı herhangi bir üç fazlı gerilime benzetilebilir. İnverterin yapısı Şekil 5.1 de gösterildiği gibidir. Üst anahtarlar (1-3-5) iletme geçtiği zaman alt anahtarlar (2-4-6) kesimde kullanılmaktadır. Bu nedenle üst anahtarların iletim ve kesim durumları çıkış gerilimini üretmede kullanılabilir.

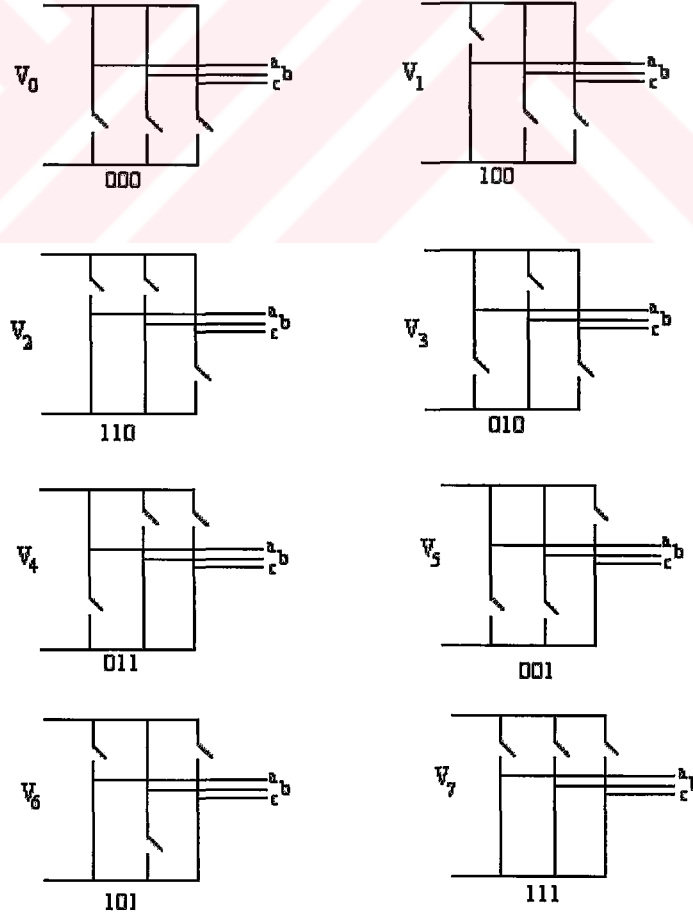
Üç fazlı iki seviyeli uzay vektör PWM inverter için anahtarlama durumları Şekil 5.2'de gösterilmektedir. Üst anahtarların iletim ve kesim durumlarına göre toplam 8 anahtarlama

durumu söz konusudur. İnverter çıkış gerilimi de bu 8 anahtarlama durumunun birleşmesinden meydana gelir. 1-..-6 vektörlerinin uzunlukları birim uzunlukta ve 0-7 vektörlerinin uzunlukları 0 dır. Bu nedenle, gerilim uzay vektörü 6 bölgeye ayrılır.



Şekil 5.1 Uzay Vektör PWM Devre Yapısı

İnverter çıkışı (a,b,c) $+E_d/2$ olduğu zaman 1 ile gösterilmekte, $-E_d/2$ olduğu zaman 0 ile gösterilmektedir.



Şekil 5.2 Uzay Vektör PWM'e Ait 8 Çalışma Durumu

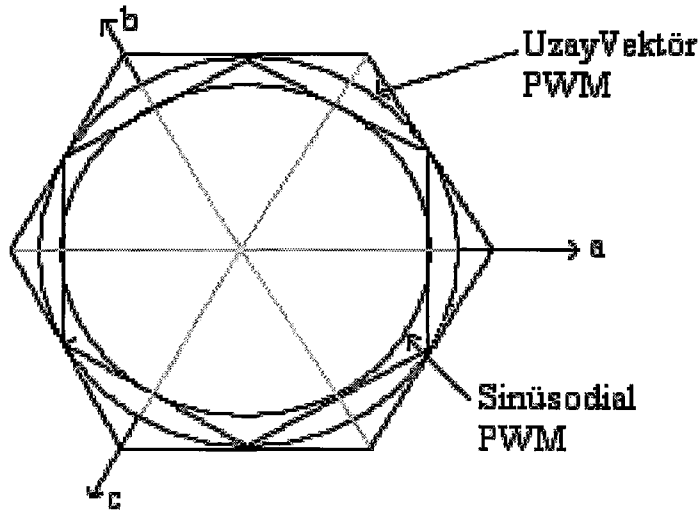
Şekil 5.2’de her bir bölge için hangi anahtarların iletimde olduğu verilmiştir. Örneğin 1. bölgede; üst baradan 1 numaralı anahtar, alt baradan da 6 ve 2 numaralı anahtarlar iletimdedir. Buna göre 1,6,2 numaralı anahtarlar üzerindeki gerilimler sırasıyla $+E_d/2$, $-E_d/2$, $-E_d/2$ olur.

Tablo 5.1’de tüm anahtarlama durumları ve vektörleri özetle verilmektedir;

Gerilim Vektörü	Anahtarlama Vektörleri			Faz-Nötr Gerilimleri			Faz-Faz Gerilimleri		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ac}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
V_6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	0	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

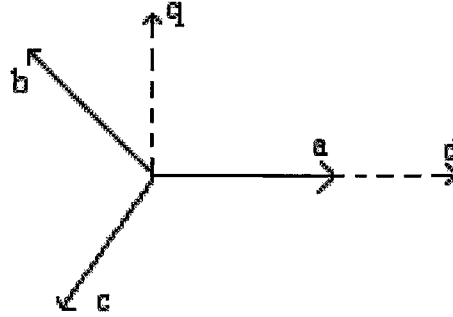
Tablo 5.1 Uzak Vektör PWM’e Ait 8 Anahtarlama Durumu

Bu PWM tekniği oldukça popülerdir. Uzak vektör modülasyonunda ulaşılabilen maksimum çıkış gerilimi, inverter kapasitesinin %90,6’sının kullanılmasını sağlar. Aynı zamanda bu modülasyon tekniği geliştirilerek inverter kapasitesinin tamamı kullanılabilir. Sinüsoidal PWM ile uzak vektör PWM’ i karşılaştırıldığında, uzak vektörde daha etkili bir çıkışın olduğu ve gerilimin daha harmoniksiz olduğu gözlenir.



Şekil 5.3 Sinüsoidal PWM ve Uzak Vektör PWM ‘de Maksimum Lineer Gerilim Kontrolünün Karşılaştırılması

Uzay Vektör PWM uygulamalarında abc referans çatısı durağan d-q referans çatısına dönüştürülebilir. Burada Şekil 5.4 'den de görülebileceği gibi d, yatay ekseni ve q da dikey ekseni gösterir.



Şekil 5.4 Durağan d-q Referans Çatısı

Bu duruma göre iki referans çatı arasındaki ilişki aşağıdaki gibi olur;

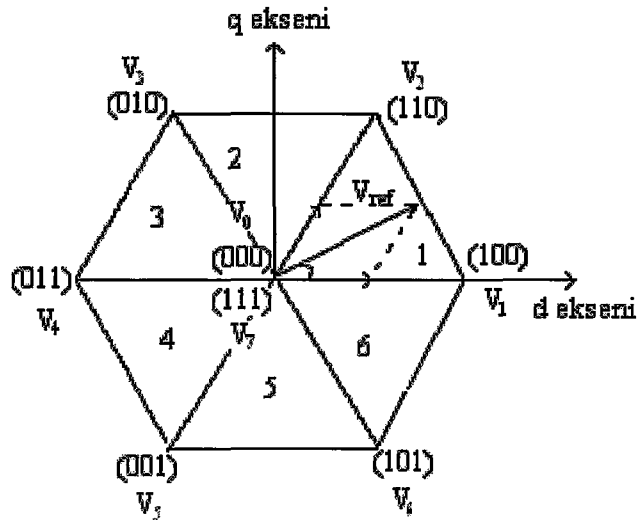
$$y_{d,q} = K * y_{a,b,c}$$

(7)

$$\text{Burada } K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad y_{d,q,0} = [f_d \ f_q \ f_0]^T, \quad f_{a,b,c} = [f_a \ f_b \ f_c]^T \text{ ve } y \text{ de}$$

gerilim veya akımdan birini göstermektedir.

Sonuç olarak, 6 tane sıfır olmayan gerilim vektörü ve 2 tanede sıfır gerilim vektörü oluşur. Şekil 5.5' de 6 tane sıfır olmayan vektörün (V_1 - V_6) d-q durağan koordinat sisteminin köşelerine, 2 tane sıfır vektörün de (V_0 - V_7) merkeze yerleştirildiği görülür. Bu sekiz vektör temel uzay vektörleri olarak adlandırılır ve $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$ olarak isimlendirilir. Uzay vektör modülasyon tekniğinin temeli de bu parçalardaki her bir V_{ref} vektörünün bitişikaktif uzay vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilir.



Şekil 5.5 Temel Anahtarlama Vektörleri ve Sektörleri

Uzay Vektör PWM uygulamalarında aşağıdaki sıra takip edilerek gerilim sentezlenir;

Adım 1: V_d , V_q , V_{ref} ve α açısı hesaplanır,

Adım 2: T_0 , T_1 , T_2 hesaplanır,

Adım 3: Her transistör için anahtarlama zamanı hesaplanır.

Adım 1 :

a,b,c çatısından d-q çatısına dönüşüm yapılır;

$$V_d = V_{an} - V_{bn} \cdot \cos 60 - V_{cn} \cdot \cos 60$$

$$V_d = V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn} \quad (8)$$

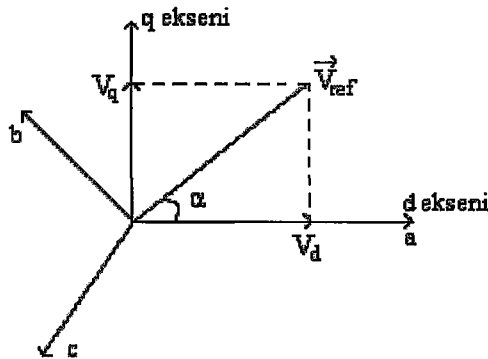
$$V_q = 0 + V_{bn} \cdot \cos 30 - V_{cn} \cdot \cos 30$$

$$V_q = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (10)$$

$$\text{ve } \alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) = \omega t = 2\pi f t \text{ olarak hesaplanır.} \quad (11)$$



Şekil 5.6 Gerilim Uzay Vektörü ve d-q Bileşenleri

Adım 2 :

Anahtarlama sürelerinin hesabı;

Sektör 1 için hesaplanırsa;

$$\int_0^{T_s/2} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s/2} \bar{V}_0 dt$$

$$T_s/2 * \bar{V}_{ref} = (T_1 * \bar{V}_1 + T_2 * \bar{V}_2) \quad (12)$$

$$T_s/2 * |\bar{V}_{ref}| * \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 * \frac{2}{3} * V_{dc} * \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 * \frac{2}{3} * V_{dc} * \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \text{ ve } 0 \leq \alpha \leq 60^\circ$$

Buradan da T_1 ve T_2 süreleri çekilirse;

$$T_1 = T_s/2 * k * \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (13)$$

$$T_2 = T_s/2 * k * \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (14)$$

$$T_0 = T_s/2 - T_1 - T_2 \text{ olarak hesaplanır.} \quad (15)$$

$$\text{Burada } k = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \quad (16)$$

Herhangi bir sektördeki anahtarlama süresi de şu şekilde hesaplanır. $z = 1 \dots 6$ arasında herhangi bir sektör numarası;

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} T_s/2 * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{z-1}{3} \pi\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} T_s/2 * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{z}{3} \pi - \alpha\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} T_s/2 * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{z}{3} \pi\right) \cdot \cos \alpha - \cos\left(\frac{z}{3} \pi\right) \cdot \sin \alpha \right) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{\sqrt{3} T_s/2 * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\alpha - \frac{z-1}{3} \pi\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} T_s/2 * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\cos \alpha \cdot \sin\left(\frac{z-1}{3} \pi\right) + \sin \alpha \cdot \cos\left(\frac{z-1}{3} \pi\right) \right) \end{aligned}$$

$$T_0 = T_s/2 - T_1 - T_2 \quad (18)$$

$z = 1, \dots, 6$ ve $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ 'dir.

Adım 3:

Her bir anahtar için gereken anahtarlama sinyalleri hesaplanır. Her bir bölge için anahtarlama sıralaması yazılırsa ;

I. Bölge 8 1 2 7 7 2 1 8

II. Bölge 8 3 2 7 7 2 3 8

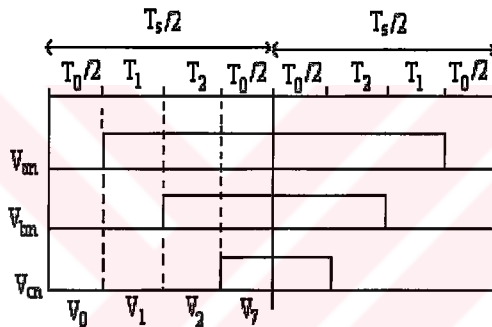
III. Bölge 8 3 4 7 7 4 3 8

IV. Bölge 8 5 4 7 7 4 5 8

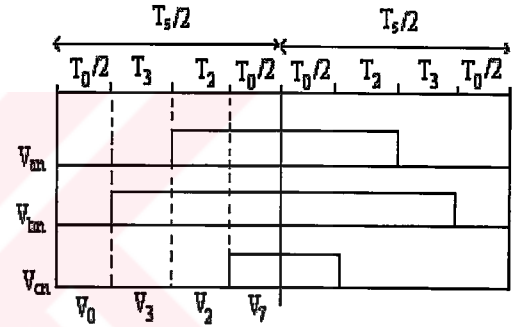
V. Bölge 8 5 6 7 7 6 5 8

VI. Bölge 8 1 6 7 7 6 1 8

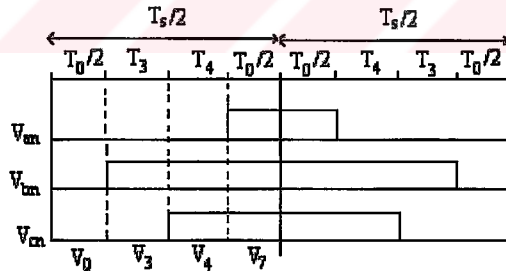
1.bölgede V_{ref} 'yi elde etmek istediğimizi varsayalım, bu durumda 8 1 2 7 7 2 1 8 8 1 2 7 anahtarlama sıralamasının çok hızlı yapılması gerekmektedir.



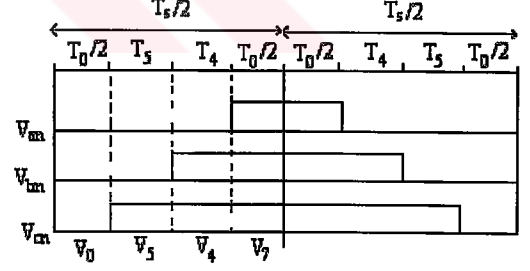
(a) 1.Bölgedeki Anahtarlama Durumları



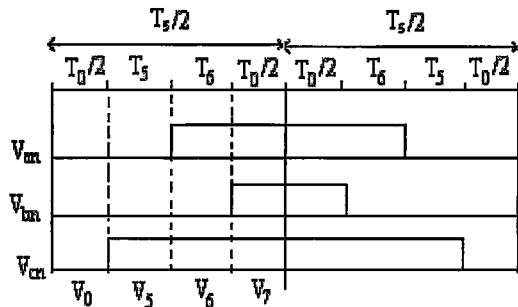
(b) 2. Bölgedeki Anahtarlama Durumları



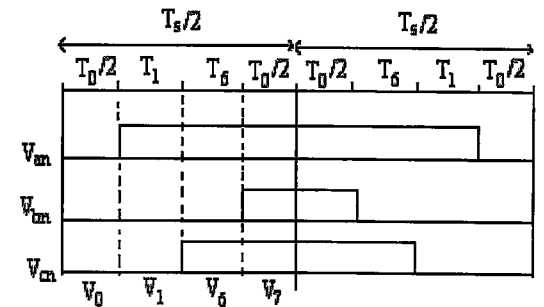
(c) 3.Bölgedeki Anahtarlama Durumları



(d) 4. Bölgedeki Anahtarlama Durumları



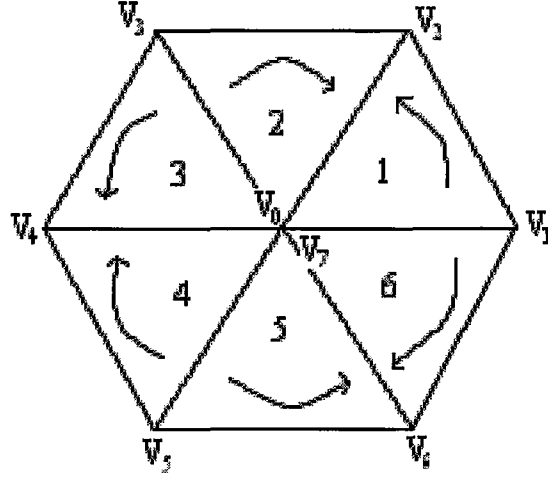
(e) 3.Bölgedeki Anahtarlama Durumları



(f) 4. Bölgedeki Anahtarlama Durumları

Şekil 5.7 (a),(b),(c),(d),(e),(f) 2 Seviyeli Uzak Vektör PWM' de Altı Bölge için Anahtarlama Durumları

Anahtarlama durumlarına bakarak da Şekil 5.8’ de belirtilen yönlerin takip edildiği görülür.



Şekil 5.8 İki Seviyeli Uzak Vektör PWM için Anahtarlama Yönleri

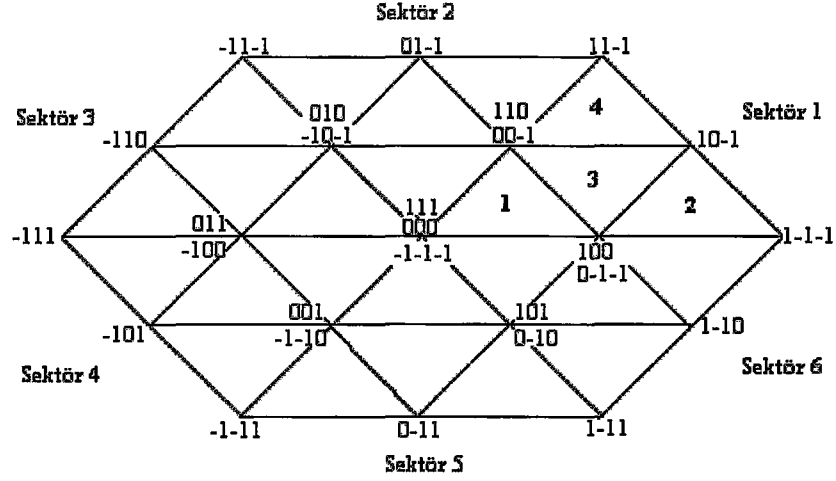
5.2 Üç Seviyeli Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği

Çok seviyeli inverterlerin kullanımı son yıllarda yüksek güç uygulamalarında oldukça artmıştır. Artan güç seviyelerinde yüksek performanslı AC sürücü sistemlerinin yüksek kalitede inverter çıkışına sahip olmaları için daha az harmonik ve tork darbelerinin olması gerekir. İki seviyeli klasik inverter konfigürasyonunda, inverter çıkış akımının harmonik içeriklerinin azaltılması anahtarlama frekansının artırılması ile sağlanır.

Bununla birlikte yüksek gerilim alanlarında, güç elemanlarının anahtarlama frekansı, anahtarlama kayıpları artmasıyla 1 kHz’ in altına sınırlanır. Böylece iki seviyeli inverterlerde artan anahtarlama frekansıyla beraber harmoniklerin azalması yüksek güç uygulamalarında oldukça zor bir hale gelir [22]. Ek olarak iki seviyeli konfigürasyonda, iki seviyeli inverterin DC link gerilimi anahtarlama elemanının gerilim oranıyla sınırlanır, böylece anahtarlama elemanının problemli seri bağlantısı yüksek DC link gerilimine ihtiyaç duyar. Seri bağlantıyla, maksimum olabilecek anahtarlama frekansı oldukça düşer. Böylece harmonik azalımı oldukça zor hale getirir [22].

Harmonik azalımı ve yüksek gerilim seviyesinden dolayı üç seviyeli yaklaşım oldukça umut verici bir alternatif olarak görülmektedir.

Üç seviyeli inverterin harmonik içeriği aynı anahtarlama frekansındaki iki seviyeli invertere göre oldukça azdır. Ayrıca anahtarlama elemanının kesme gerilimi DC link geriliminin yarısıdır. Böylece üç seviyeli inverter topolojisi genellikle yüksek performanslı ve yüksek gerilim AC sürücü sistemlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılır. Şekil 5.9 ile üç seviyeli uzak vektör diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 5.9 Üç Seviyeli Uzay Vektör Anahtarlama Durumları

Uzay vektörde seviye sayısı arttıkça anahtarlama sayısı da artmaktadır. Şekil 5.9 da görüldüğü gibi üç seviyeli inverter için 27 anahtarlama durumu söz konusudur. Bu vektörleri de kendi aralarında sınıflandırırsak; 3 tane sıfır vektör (000,111,-1-1-1), 12 tane küçük vektör (110,00-1,010,-10-1,011,-100,001,-1-10,101,0-10,100,0-1-1), 6 tane orta vektör (10-1,01-1, -110,-101,0-11,1-10) ve 6 tane büyük vektör (1-1-1,11-1,-11-1,-1-11,1-11) vardır [23]. Büyük vektörler en büyük veya en küçük DC gerilim seviyesini gösterirler. Ayrıca nötr noktasına bağlantılı olmadıkları için kapasitelerin gerilim dengesine etki etmezler. En büyük genliğe sahip olduklarından dolayı en yüksek AC gerilimi üretirler. Orta vektörler çıkışı farklı DC-link gerilim seviyelerine bağlar. Orta vektörlerin uzunluğu lineer modülasyon ve sabit durum şartları için referans vektörün maksimum genliğini verir. Bunun uzunluğu da maksimum $\sqrt{3}/2$ 'dir. Bunun yanı sıra orta vektörlerin bir çıkışı nötr noktasına bağlandığından dolayı kapasitelerde dengesizliğe sebep olacaktır. Küçük vektörler AC çıkış gerilimini iki ardışık DC-link gerilim seviyelerine bağlarlar. Uzunlukları büyük vektörlerin uzunluklarının yarısıdır ve çift vektörlerdir. Yani iki durumda da aynı çıkış gerilimi üretilir. Sıfır vektörler merkeze yerleşmiştir. Bu vektörler inverterin bütün çıkışlarını aynı DC-link gerilim seviyesine bağlarlar ve bundan dolayı da DC tarafta hiçbir akım üretilmez.

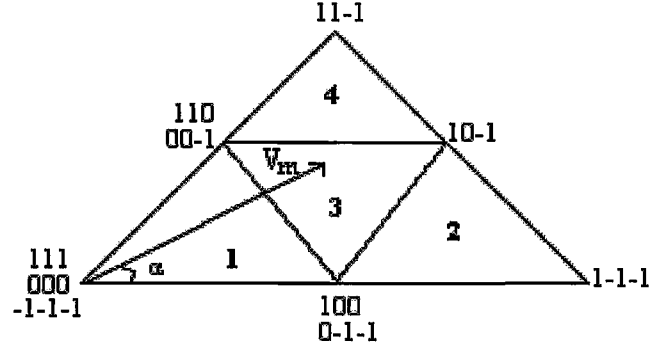
Şekil 5.9'da üç seviyeli uzay vektörün altı sektöre ayrıldığı görülmektedir. Bu sektörlerde kendi arasında dört bölgeye ayrılır. Böylece en yakın vektörün düştüğü yerin tespiti yapılabilir.

Şekil 5.10'da 1. sektör ayrıntılı olarak çizilmiştir. İki seviyeli uzay vektörde olduğu gibi üç seviyeli inverter içinde takip edilmesi gereken adımlar vardır. Bunlar;

1. Adım: Hangi sektörde olduğunun tespiti.
2. Adım: Vektörün sektörde hangi bölgeye düştüğünün tesbiti.
3. Adım: Anahtarlama sürelerinin hesabı.

4. Adım: Anahtarlara işaretlerin uygulanması.

1.Adım:



Şekil 5.10 1. Sektör

Modülasyon indeksinin değeri $0 \leq m \leq 1$ olması istenir. Maksimum m_n değeri de $\sqrt{3}/2$ 'dir. Vektörün hangi sektörde olduğunu bulmak için açığa bakılır.

$0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$ ise 1. Sektörde

$60^\circ \leq \alpha < 120^\circ$ ise 2. Sektörde

$120^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ ise 3. Sektörde

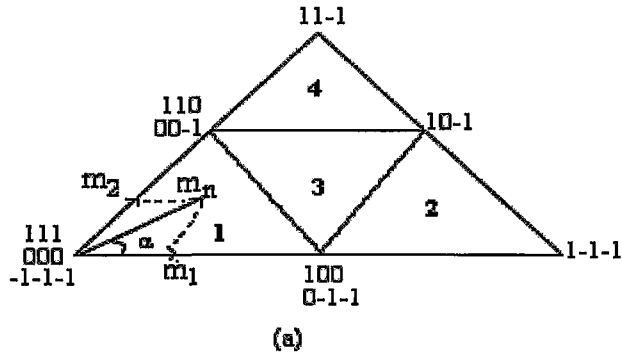
$180^\circ \leq \alpha < 240^\circ$ ise 4. Sektörde

$240^\circ \leq \alpha < 300^\circ$ ise 5. Sektörde

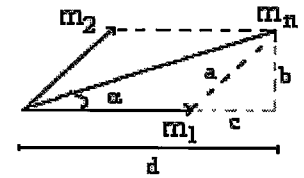
$300^\circ \leq \alpha < 360^\circ$ ise 6. Sektörde

2.Adım:

Vektörün hangi bölgeye düştüğünü bulmak için m bileşenlerine ayrılır.



(a)



(b)

Şekil 5.11 Birinci Sektör için m 'in Bileşenleri

$b = m_n \cdot \sin \alpha$ ve $b = a \cdot \sin 60$, buradan a değeri çekilirse m_2 bulunmuş olur.

$$a = m_2 = \frac{b}{\sin 60} = \frac{2}{\sqrt{3}} b = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \cdot \sin \alpha \quad (19)$$

$$m_1 = d - c$$

$$m_1 = m_n \cdot \cos \alpha - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} m_n \cdot \sin \alpha \right) \cdot \cos 60$$

$$m_1 = m_n(\cos(\alpha) - \frac{\sin(\alpha)}{\sqrt{3}}) \quad \text{hesaplanmış olur.} \quad (20)$$

Buna göre eğer;

$m_1 < 0.5$ ve $m_2 < 0.5$ ve $m_1 + m_2 < 0.5$ ise 1. bölge içerisinde,

$m_1 > 0.5$ ise 2. bölge içerisinde,

$m_2 > 0.5$ ise 4. bölge içerisinde,

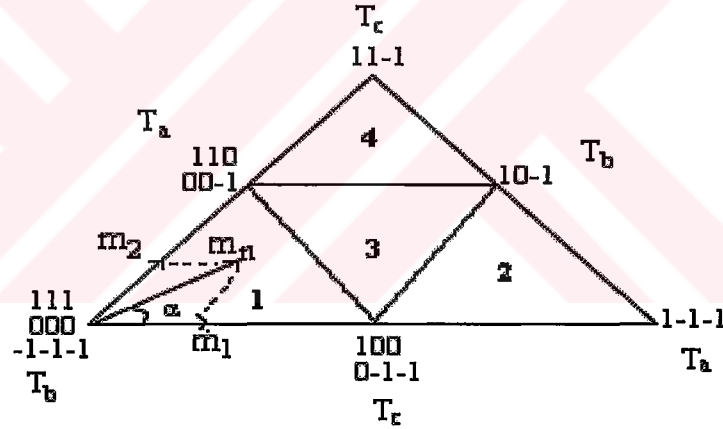
$m_1 < 0.5$ ve $m_2 < 0.5$ ve $m_1 + m_2 > 0.5$ ise 3. bölge içerisinde.

Böylece m_1 ve m_2 bileşenlerinin yardımıyla vektörün hangi bölgede olduğu tespit edilmiş olur.

Aynı işlemler diğer sektörler içinde tekrarlanarak 6 sektöre ait m'e ait bileşenler bulunur. Böylece vektörün hangi sektörde hangi bölgeye düşeceği hesaplanabilir.

3. Adım:

Anahtarlama süreleri hesaplanır. Şekil 5.12 ile T_a , T_b , T_c sürelerinin yerleşimi verilmektedir [24].



Şekil 5.12 Anahtarlama Sürelerinin Sırası

1.Sektör :

1.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= n.T_s.\sin(\pi/3 - \alpha) \\ T_b &= T_s / 2.(1 - 2.n.\sin(\alpha + \pi/3)) \\ T_c &= n.T_s.\sin \alpha \end{aligned} \right\} (21)$$

2.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s(1 - n.\sin(\pi/3 + \alpha)) \\ T_b &= T_s.n.\sin \alpha \\ T_c &= T_s / 2(2.n.\sin(\pi/3 - \alpha) - 1) \end{aligned} \right\} (22)$$

3.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s / 2(1 - 2.n.\sin \alpha) \\ T_b &= T_s / 2.(2.n.\sin(\alpha + \pi/3) - 1) \\ T_c &= T_s / 2(1 + 2.n.\sin(\alpha - \pi/3)) \end{aligned} \right\} (23)$$

4. Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s / 2(2.n.\sin \alpha - 1) \\ T_b &= T_s.n.\sin(\pi/3 - \alpha) \\ T_c &= T_s(1 - n.\sin(\pi/3 + \alpha)) \end{aligned} \right\} (24)$$

2.Sektör :

1.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= n.T_s.\sin(\alpha - \pi/3) \\ T_b &= T_s/2.(1 - 2.n.\sin \alpha) \\ T_c &= n.T_s.\sin(\alpha + \pi/3) \end{aligned} \right\} (25)$$

3.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s/2(1 + 2.n.\sin(\alpha + \pi/3)) \\ T_b &= T_s/2.(2.n.\sin(\alpha - \pi/3) - 1) \\ T_c &= T_s/2(1 - 2.n.\sin \alpha) \end{aligned} \right\} (27)$$

2.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s(2.n.\sin(\pi/3 - \alpha) - 1) \\ T_b &= T_s.n.\sin(\alpha - \pi/3) \\ T_c &= T_s(1 - n.\sin \alpha) \end{aligned} \right\} (26)$$

4. Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= -T_s/2(1 + 2.n.\sin(\alpha + \pi/3)) \\ T_b &= T_s.n.\sin \alpha \\ T_c &= T_s/2(2.n.\sin(\alpha - \pi/3) - 1) \end{aligned} \right\} (28)$$

3.Sektör :

1.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= n.T_s.\sin \alpha \\ T_b &= T_s/2.(1 - 2.n.\sin(\alpha - \pi/3)) \\ T_c &= -n.T_s.\sin(\alpha + \pi/3) \end{aligned} \right\} (29)$$

3.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s/2(1 + 2.n.\sin(\alpha + \pi/3)) \\ T_b &= T_s/2.(2.n.\sin(\alpha - \pi/3) - 1) \\ T_c &= T_s/2(1 - 2.n.\sin \alpha) \end{aligned} \right\} (31)$$

2.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s(1 - n.\sin(\alpha - \pi/3)) \\ T_b &= -T_s.n.\sin(\alpha + \pi/3) \\ T_c &= T_s/2(2.n.\sin \alpha - 1) \end{aligned} \right\} (30)$$

4. Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= -T_s/2(1 + 2.n.\sin(\alpha + \pi/3)) \\ T_b &= T_s.n.\sin \alpha \\ T_c &= T_s/2(2.n.\sin(\alpha - \pi/3)) \end{aligned} \right\} (32)$$

4.Sektör :

1.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= -n.T_s.\sin \alpha \\ T_b &= T_s/2.(1 + 2.n.\sin(\alpha + \pi/3)) \\ T_c &= n.T_s.\sin(\alpha - \pi/3) \end{aligned} \right\} (33)$$

3.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s/2(1 - 2.n.\sin(\alpha - \pi/3)) \\ T_b &= -T_s/2.(1 + 2.n.\sin(\alpha + \pi/3)) \\ T_c &= T_s/2(1 + 2.n.\sin \alpha) \end{aligned} \right\} (35)$$

2.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s/2(2.n.\sin(\alpha - \pi/3) - 1) \\ T_b &= -T_s.n.\sin \alpha \\ T_c &= T_s(1 + n.\sin(\alpha + \pi/3)) \end{aligned} \right\} (34)$$

4. Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s(1 + n.\sin(\alpha + \pi/3)) \\ T_b &= T_s.n.\sin(\alpha - \pi/3) \\ T_c &= -T_s/2(1 + 2.n.\sin \alpha) \end{aligned} \right\} (36)$$

5.Sektör :

1.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= -n.T_s.\sin(\alpha + \pi/3) \\ T_b &= T_s/2.(1 + 2.n.\sin \alpha) \\ T_c &= n.T_s.\sin(\pi/3 - \alpha) \end{aligned} \right\} (37)$$

2.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s(1 + n.\sin \alpha) \\ T_b &= T_s.n.\sin(\pi/3 - \alpha) \\ T_c &= -T_s/2(1 + 2.n.\sin(\alpha + \pi/3)) \end{aligned} \right\} (38)$$

3.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s / 2(1 + 2.n.\sin(\alpha - \pi / 3)) \\ T_b &= -T_s / 2.(1 + 2.n.\sin \alpha) \\ T_c &= T_s / 2(1 + 2.n.\sin(\alpha + \pi / 3)) \end{aligned} \right\} (39)$$

6.Sektör :

1.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= n.T_s.\sin(\alpha + \pi / 3) \\ T_b &= T_s / 2.(1 + 2.n.\sin(\alpha - \pi / 3)) \\ T_c &= -n.T_s.\sin \alpha \end{aligned} \right\} (41)$$

3.Bölge:

$$\left. \begin{aligned} T_a &= T_s / 2(1 + 2.n.\sin \alpha) \\ T_b &= T_s / 2.(2.n.\sin(\pi / 3 - \alpha) - 1) \\ T_c &= T_s / 2(1 - 2.n.\sin(\alpha + \pi / 3)) \end{aligned} \right\} (43)$$

4. Adım:

En son olarak, her bir sektörün her bir bölgesi için anahtarların anahtarlama sıraları belirlenir ve uygulanır.

1. Sektör için

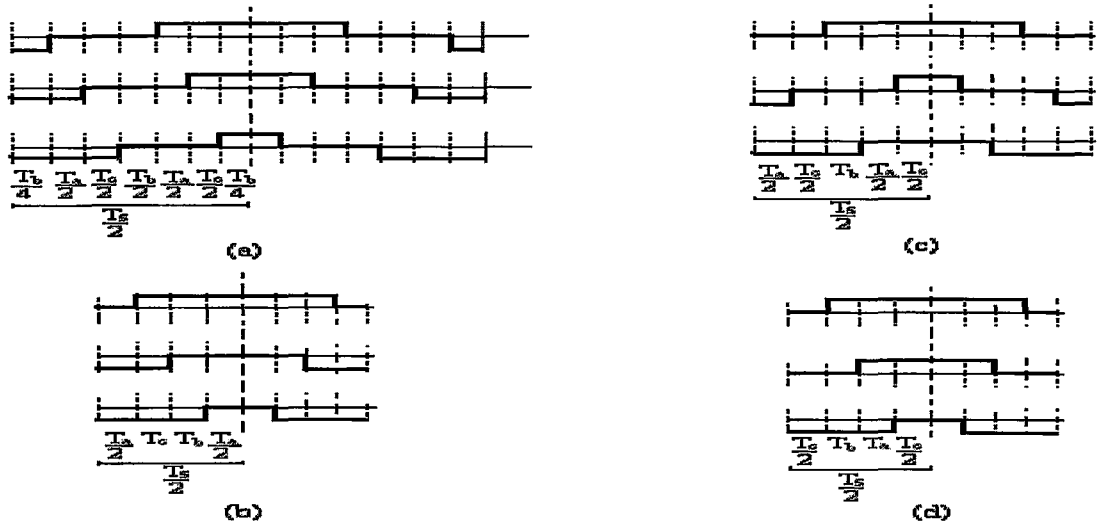
1. Bölge : -1-1-1,0-1-1,00-1,000,100,110,111

2. Bölge : 0-1-1,1-1-1,10-1,100

3. Bölge : 0-1-1,11-1,10-1,100,110

4. Bölge : 00-1,10-1,11-1,110

sıraları takip edilerek işaretler uygulanır. Şekil 5.13'de uygulanması gereken işaretler gösterilmektedir.



Şekil 5.13 1.Sektöre Ait Anahtarlama Durumları

(a) 1.Sektör 1.Bölge, (b) 1. Sektör 2.Bölge , (c) 1. Sektör 3. Bölge, (d) 1. Sektör 4. Bölge

2. Sektör için

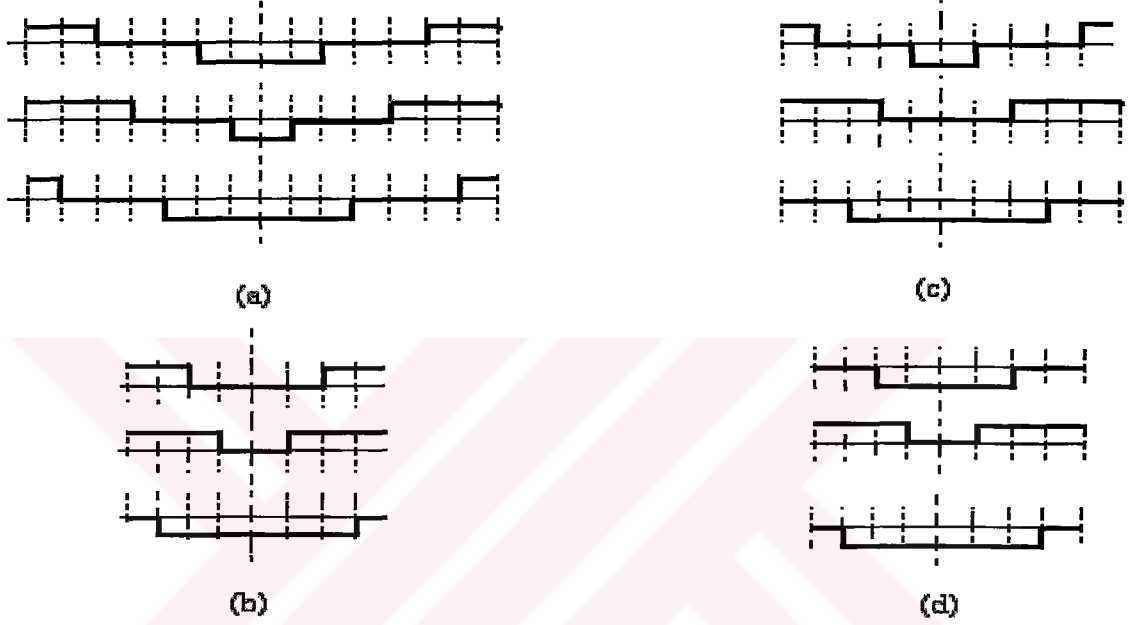
1. Bölge : 111,110,010,000,00-1,-10-1,-1-1-1,

2. Bölge : 110,11-1,01-1,00-1,

3. Bölge : 110,010,01-1,00-1,-10-1,

4. Bölge : 010,01-1,-11-1,-10-1,

sıraları takip edilerek işaretler uygulanır. Şekil 5.14’de uygulanması gereken işaretler gösterilmektedir.



Şekil 5. 14 2. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları

(a) 2. Sektör 1. Bölge, (b) 2. Sektör 2. Bölge, (c) 2. Sektör 3. Bölge, (d) 2. Sektör 4. Bölge

3. Sektör için

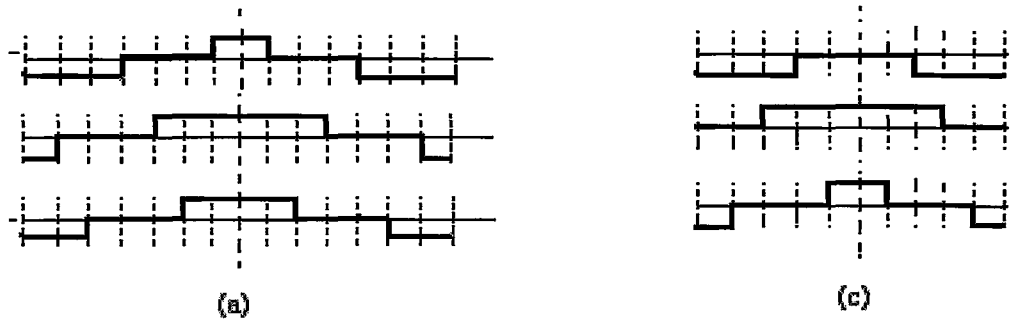
1. Bölge : -1-1-1,-10-1,-100,000,010,011,111,

2. Bölge : -10-1,-11-1-110,010,

3. Bölge : -10-1,-100,-110,010,011,

4. Bölge : -100,-110,-111,011,

sıraları takip edilerek işaretler uygulanır. Şekil 5.15 ile uygulanması gereken işaretler gösterilmektedir.





Şekil 5. 15 3. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları
(a) 3. Sektör 1.Bölge, (b) 3. Sektör 2.Bölge , (c) 3. Sektör 3. Bölge, (d) 3. Sektör 4. Bölge

4. Sektör için

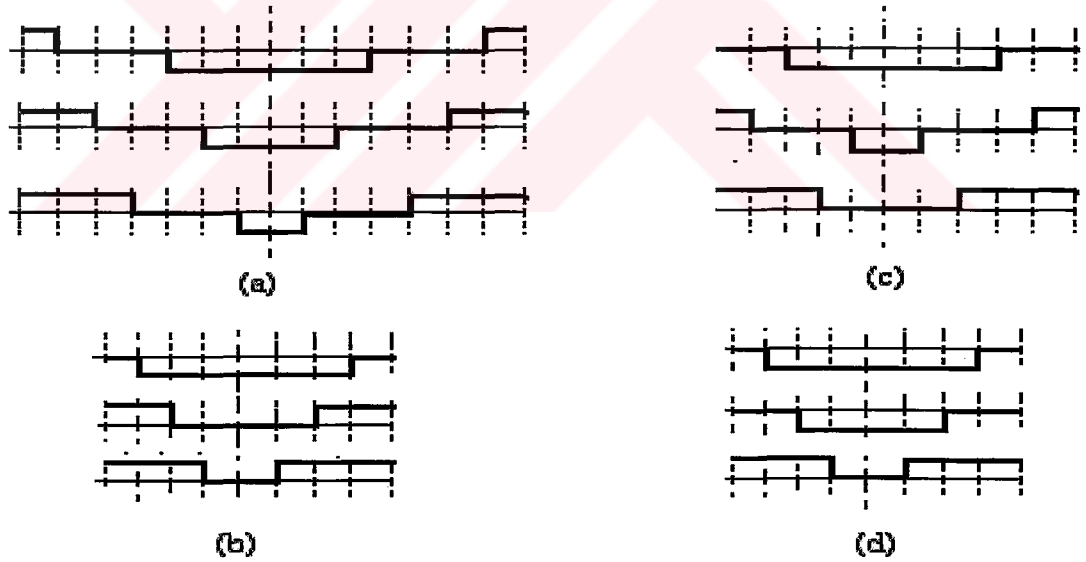
1. Bölge : 111,011,001,000,-100,-1-10,-1-1-1,

2. Bölge : 011,-111,-101,-100,

3. Bölge : 011,001,-101,-100,-1-10,

4. Bölge : 001,-101,-1-11,-1-10,

sıraları takip edilerek işaretler uygulanır. Şekil 5.16 ile uygulanması gereken işaretler gösterilmektedir.



Şekil 5. 16 4. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları
(a) 4. Sektör 1.Bölge, (b) 4. Sektör 2.Bölge , (c) 4. Sektör 3. Bölge, (d) 4. Sektör 4. Bölge

5. Sektör için

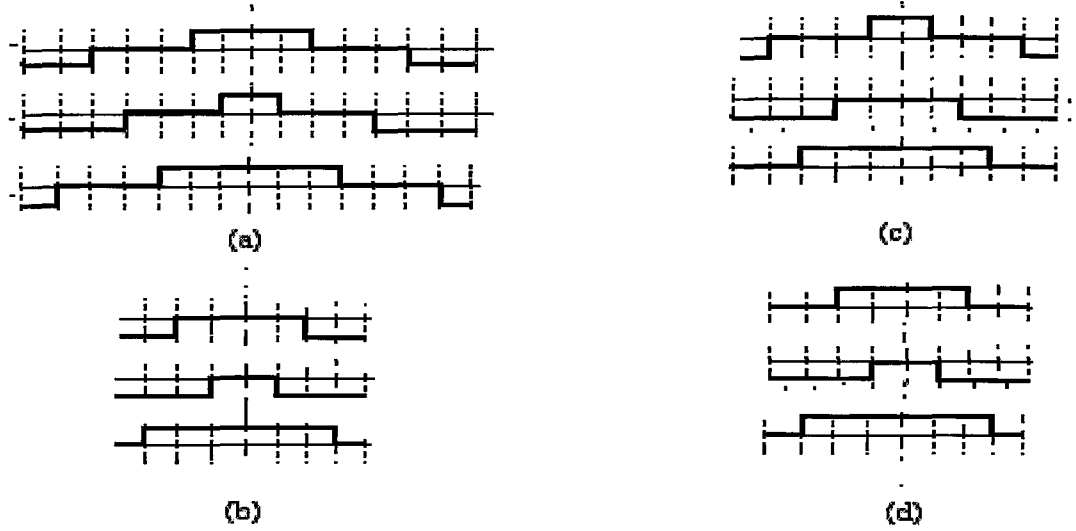
1. Bölge : -1-1-1,-1-10,0-10,000,001,101,111,

2. Bölge : -1-10,-1-11,0-11,001,

3. Bölge : -1-10,0-10,0-11,001,101,

4. Bölge : 0-10,0-11,1-11,101,

sıraları takip edilerek işaretler uygulanır. Şekil 5.17 ile uygulanması gereken işaretler gösterilmektedir.



Şekil 5. 17 5. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları

(a) 5. Sektör 1. Bölge, (b) 5. Sektör 2. Bölge, (c) 5. Sektör 3. Bölge, (d) 5. Sektör 4. Bölge

6. Sektör için

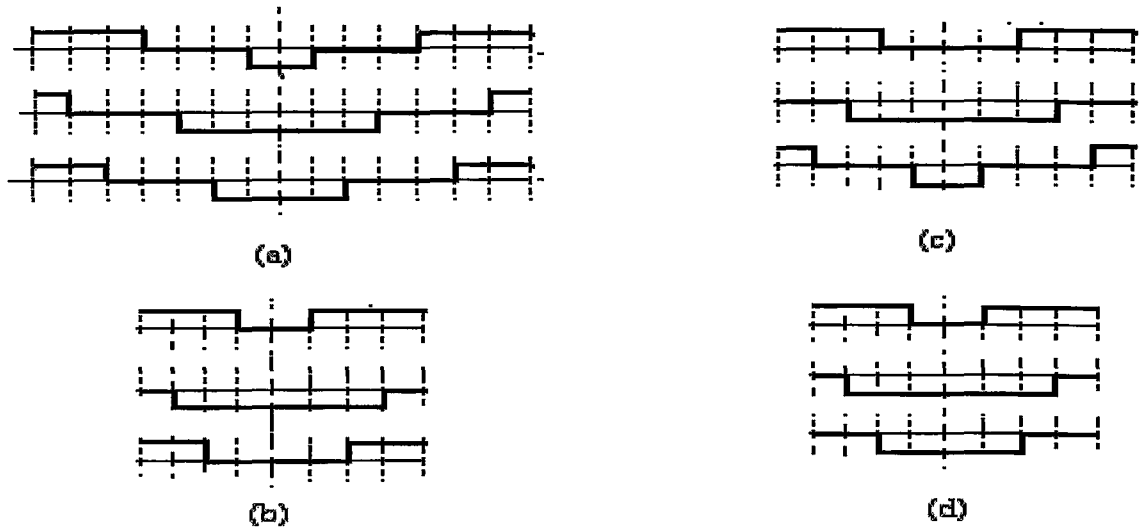
1. Bölge : 111,101,100,000,0-10,0-1-1,-1-1-1,

2. Bölge : 101,1-11,1-10,0-10,

3. Bölge : 101,100,1-10,0-10,0-1-1,

4. Bölge : 100,1-10,1-1-1,0-1-1,

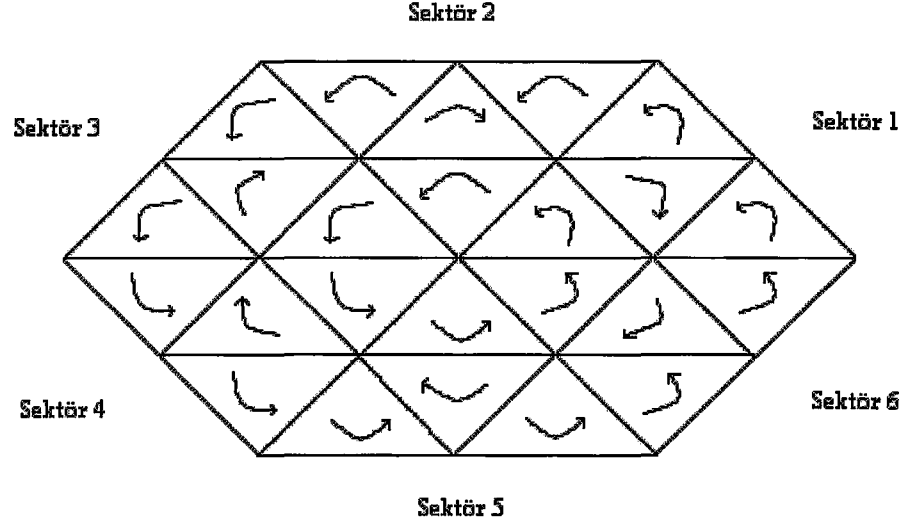
sıraları takip edilerek işaretler uygulanır. Şekil 5.18 ile uygulanması gereken işaretler gösterilmektedir.



Şekil 5. 18 6. Sektöre Ait Anahtarlama Durumları

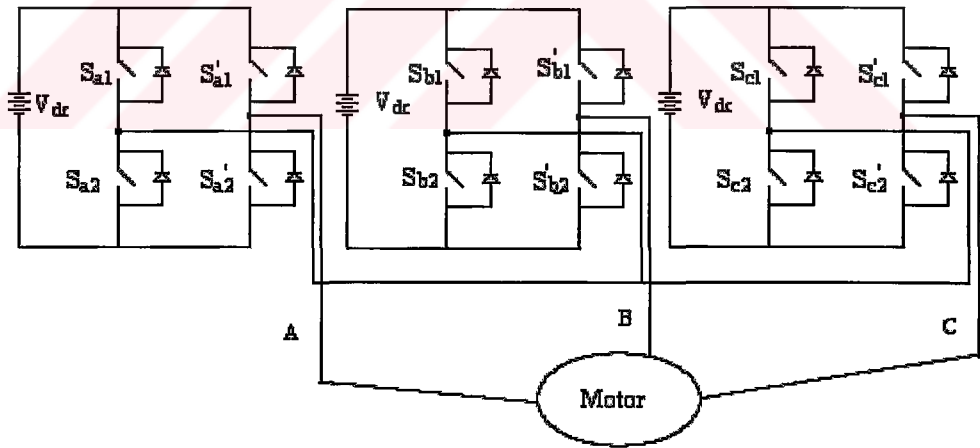
(a) 6. Sektör 1. Bölge, (b) 6. Sektör 2. Bölge, (c) 6. Sektör 3. Bölge, (d) 6. Sektör 4. Bölge

Şekil 5.19'da seçilen anahtarlamamanın yönleri verilmektedir.



Şekil 5.19 Anahtarlama Yönleri

Bu bölümden görüldüğü gibi üç seviyeli inverterin uzay vektör uygulaması iki seviyeli inverterinkine göre daha karışıktır. Şekil 5.20'de üç seviyeli ayrı DC kaynaklı kaskat bağlı inverter modeli verilmektedir.



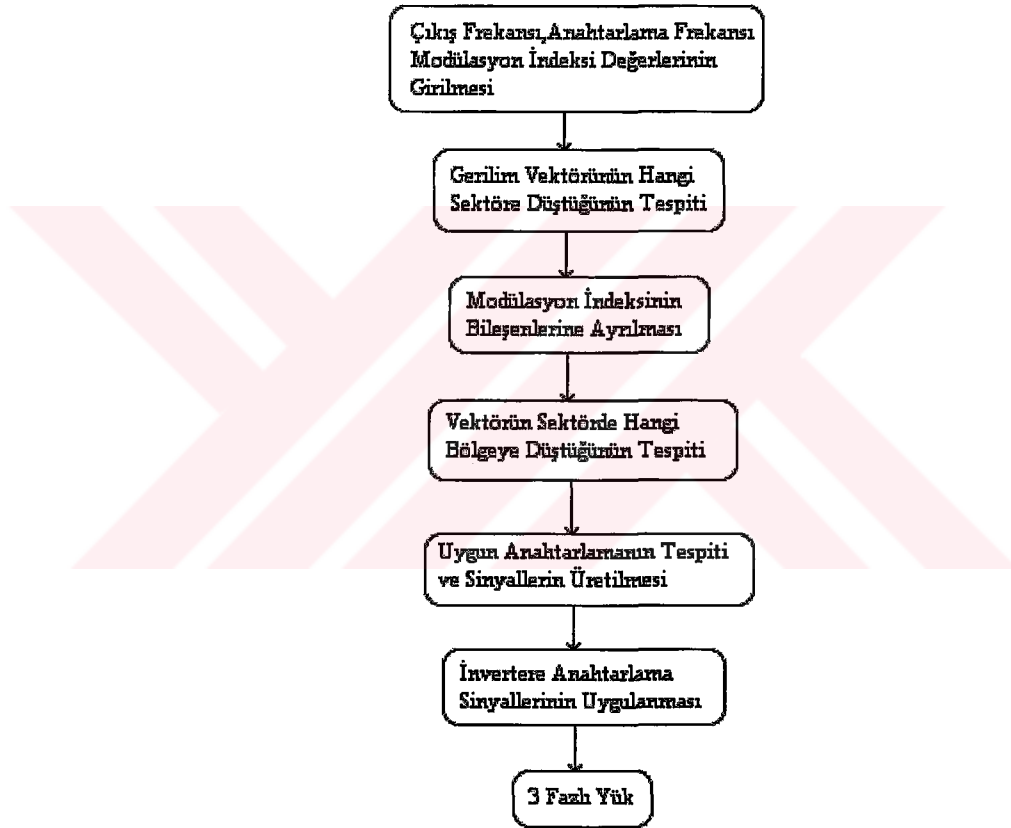
Şekil 5.20 Asenkron Motor Bağlı Üç Seviyeli İnverter Modeli

A fazında pozitif gerilimin üretilebilmesi için S_{a1} ve S'_{a2} anahtarlarının anahtarlması, negatif gerilimin üretilebilmesi için S_{a2} ve S'_{a1} anahtarlarının anahtarlması ve sıfır gerilim seviyesi içinde S_{a1} ve S'_{a1} veya S_{a2} ve S'_{a2} anahtarlarının anahtarlması gerekiyor. Aynı durum B ve C fazları içinde geçerli olur. Bu bölümde anlatılan anahtarlama sıraları uygulanarak motor kontrol edilmiş olur.

BÖLÜM 6

6.3 SEVİYELİ UZAY VEKTÖR PWM İNVERTERİN SİMULİNK BENZETİMİ

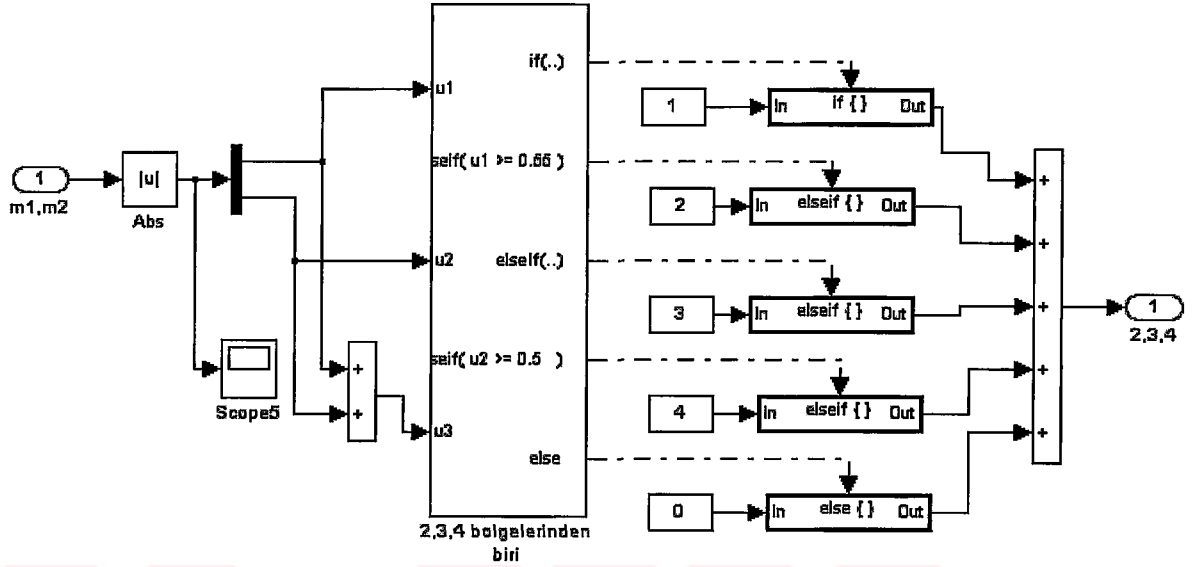
Bölüm 5’de yer alan formüllere dayanarak Şekil 6.1’de gösterildiği gibi bir akış diyagramı çizilirse, MATLAB/Simulink modelinin yapılması oldukça basit bir hale gelir.



Şekil 6.1 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniğinin Akış Diyagramı

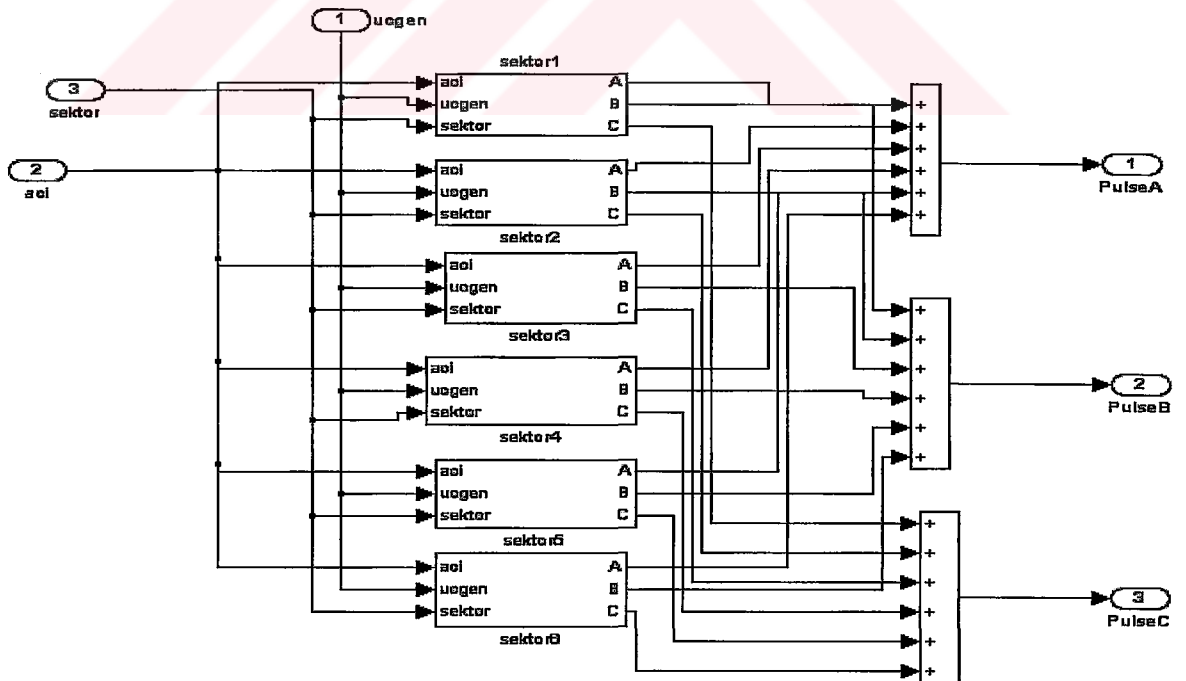
Şekil 6.1’de gösterilen akış diyagramına uygun olarak oluşturulan MATLAB/Simulink modeli Şekil 6.2’de gösterilmektedir. Bu modelde; $R=100\Omega$ ve $L=0.1$ H olan üç fazlı yıldız bağlı bir yük kullanılmaktadır.

m_1 ve m_2 değerlerinin hesaplanmalarından sonra, gerilim vektörünün hangi bölge içine düştüğü tespit edilir.



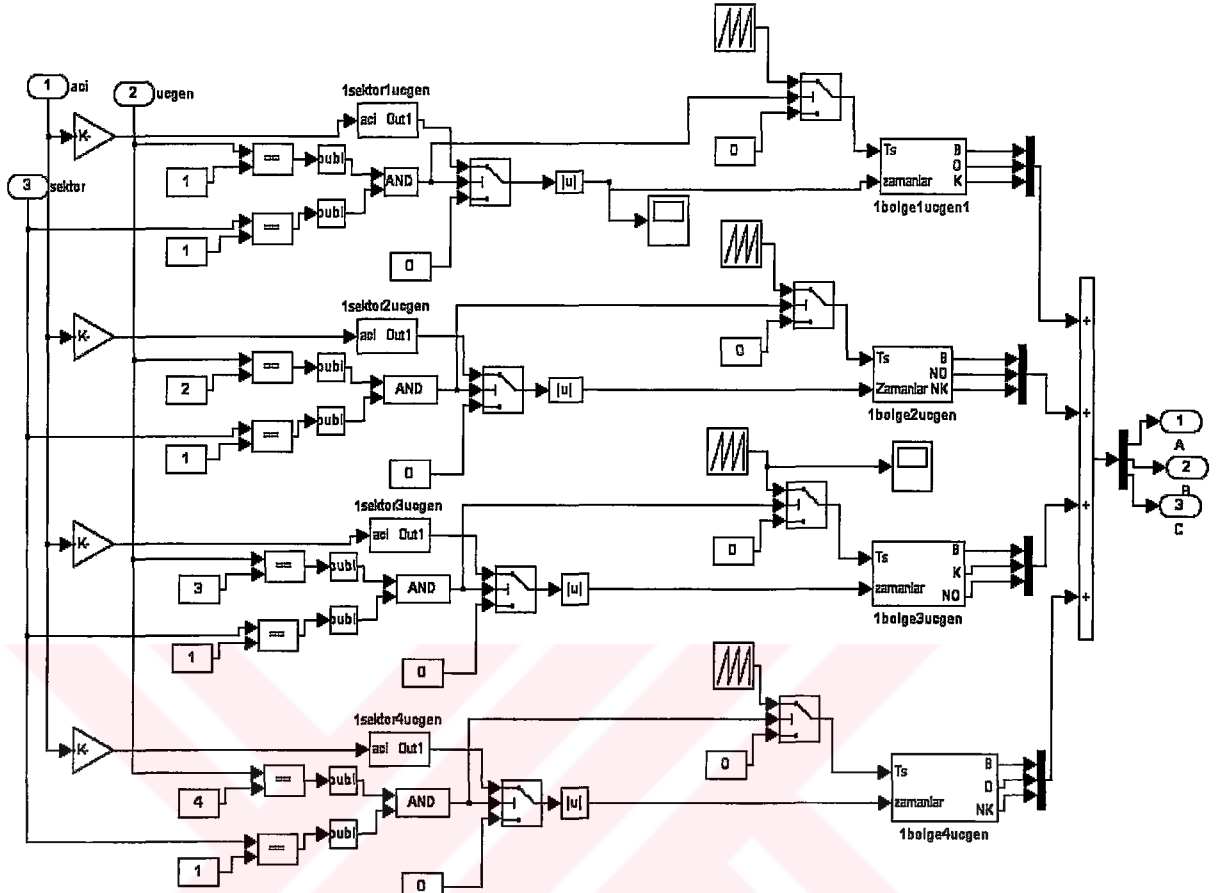
Şekil 6.5 Bölge Tespitinin Yapıldığı Simulink Bloğu

Gerilim vektörünün hangi sektörde ve hangi bölgede bulunduğu hesaplandıktan sonra yapılacak işlem, uygun anahtarlama sırasıyla anahtarlama sürelerinin hesaplanmasıdır. Her bir sektör için Şekil 6.6’da gösterilen birbirinden ayrı bağımsız blok şemaları yapılır.



Şekil 6.6 Her bir Sektör İçin Anahtarlama Süresinin ve Sırasının Yer Aldığı Simulink Bloğu

Sektör 1'in iç yapısı Şekil 6.7'de gösterilmektedir.

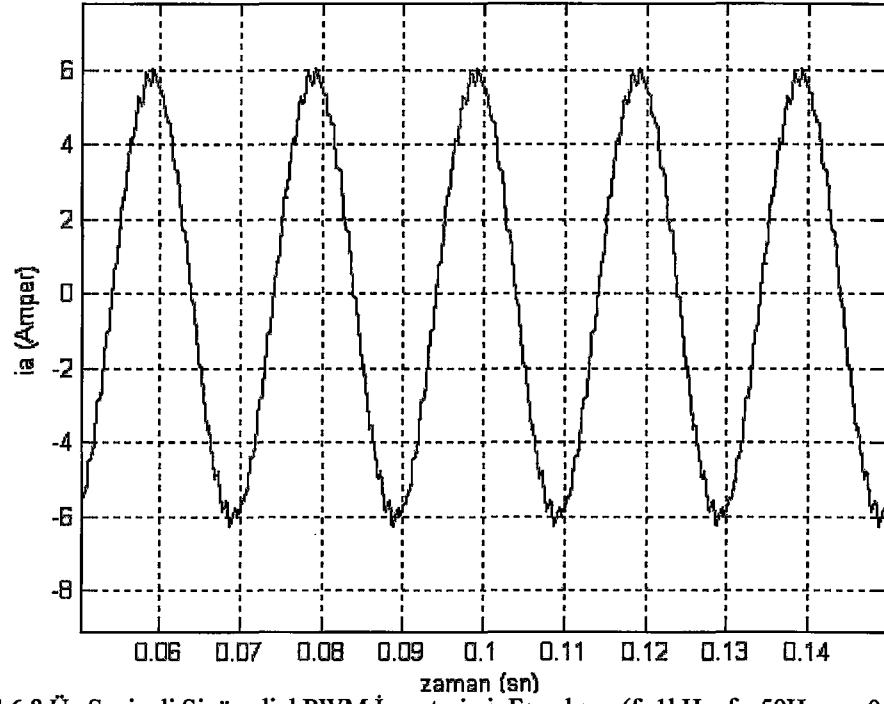


Şekil 6.7 Sektör 1 İçin Anahtarlama Süresi ve Sırasının Hesaplanarak Uzak Vektör PWM İşaretlerinin Üretildiği Simulink Bloğu

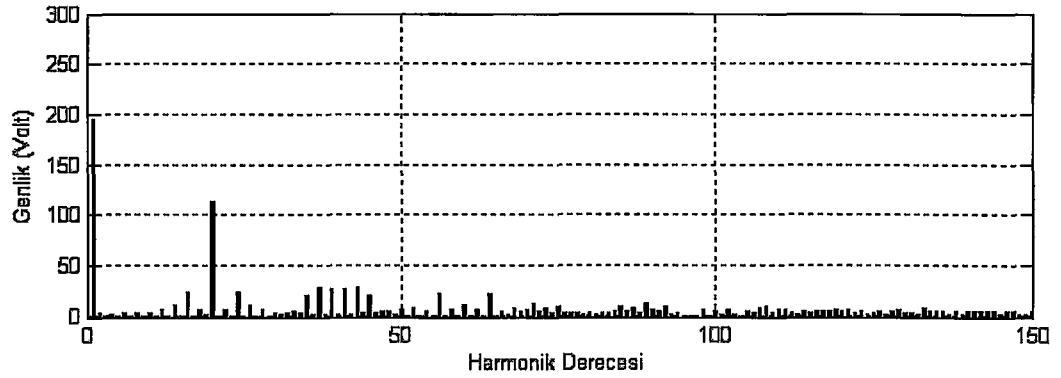
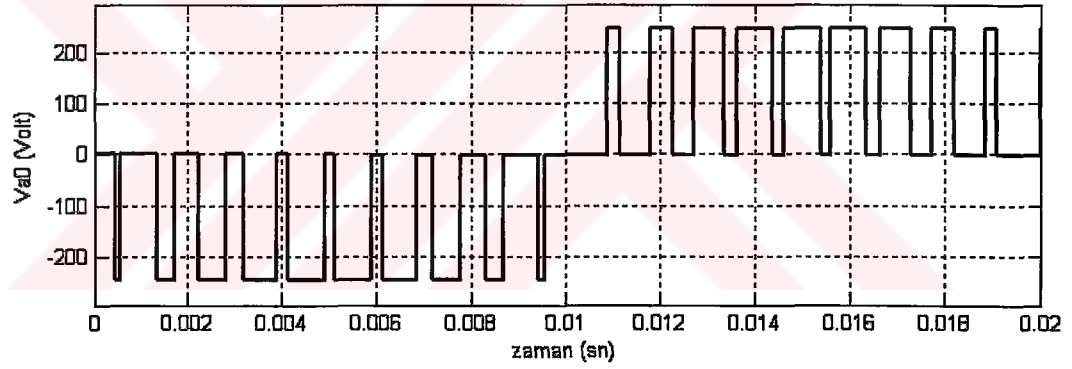
Diğer sektörler için Şekil 6.7'ye benzer yapıda simulink blokları oluşturulur ve bu yapılar Şekil 6.6'da gösterildiği gibi düzenlenir.

6.1 Üç Seviyeli Sinüsoidal PWM Tekniği İle Üç Seviyeli Uzak Vektör Tekniğinin Karşılaştırılması

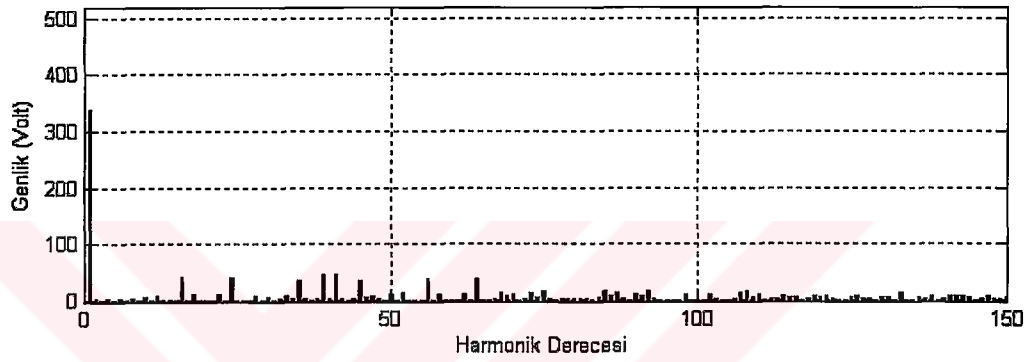
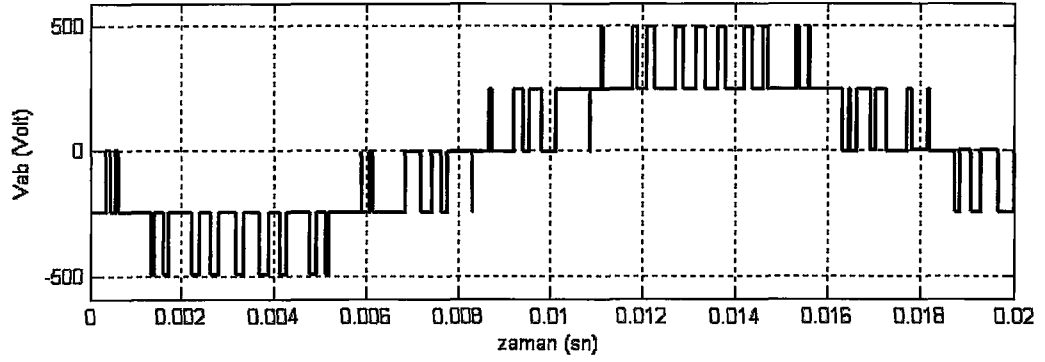
Aynı anahtarlama frekansı, çıkış frekansı, modülasyon indeksi ve yük değeri için üç seviyeli sinüsoidal PWM tekniği ile uzak vektör PWM tekniğinin karşılaştırması yapılmıştır. Anahtarlama frekansı (f) 1 kHz, çıkış frekansı (f_0) 50 Hz, modülasyon indeksi (m) 0.8, $R=100\Omega$ ve $L=0.1$ H olarak seçilmiştir. Bu değerlere göre ilk olarak sinüsoidal PWM tekniği için sonuçlar verilmiştir.



Şekil 6.8 Üç Seviyeli Sinüsoidal PWM İnverterin i_a Faz akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.8$)

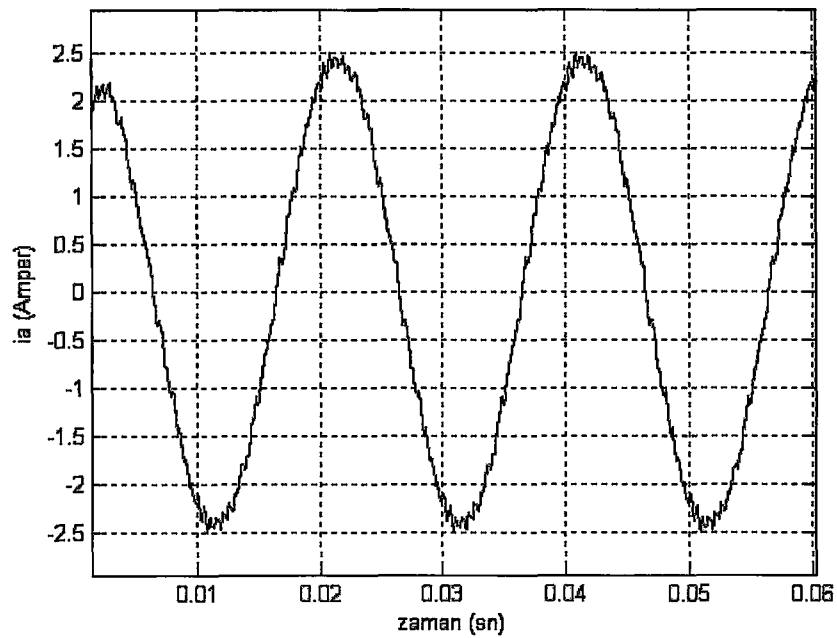


Şekil 6.9 Üç Seviyeli Sinüsoidal PWM İnverterin V_{a0} Faz Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.8$)

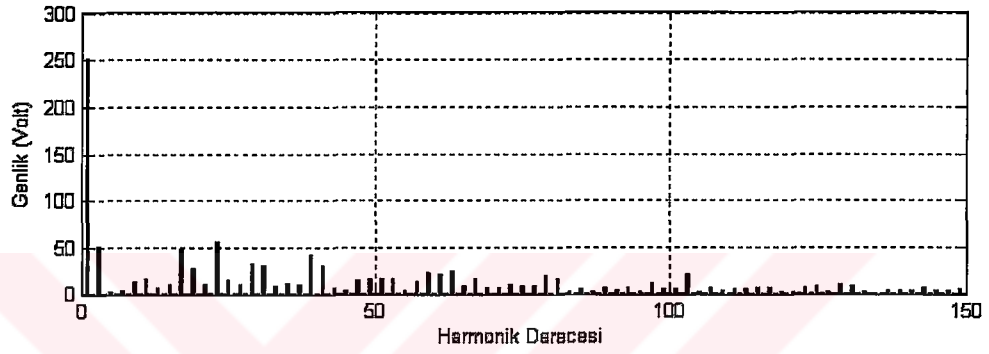
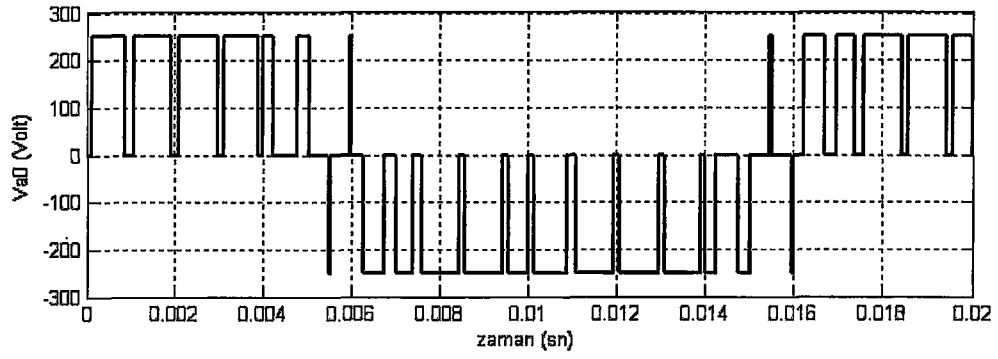


Şekil 6.10 Üç Seviyeli Sinüsoidal PWM İnverterin V_{ab} Hat Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.8$)

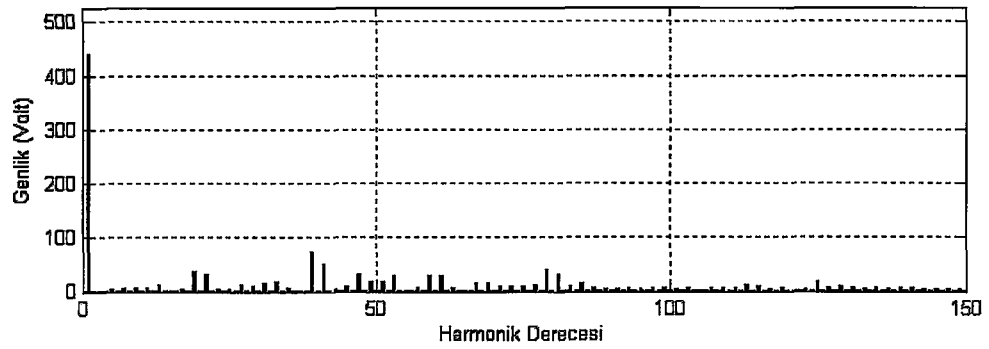
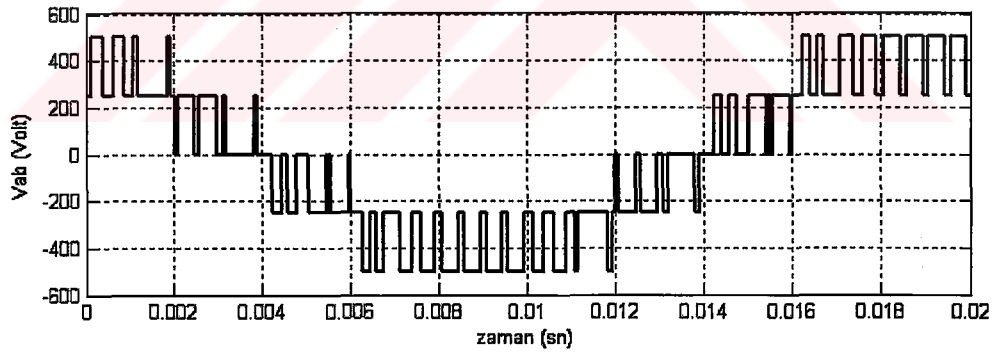
Şekil 6.8, Şekil 6.9 ve Şekil 6.10 ile sinüsoidal PWM için yapılan simülasyon sonuçları verilmektedir.



Şekil 6.11 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin i_a Faz akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.8$)



Şekil 6.12 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin V_{a0} Faz Gerilimi ve Harmonik Analizi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.8$)



Şekil 6.13 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin V_{ab} Hat Gerilimi ve Harmonik Analizi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.8$)

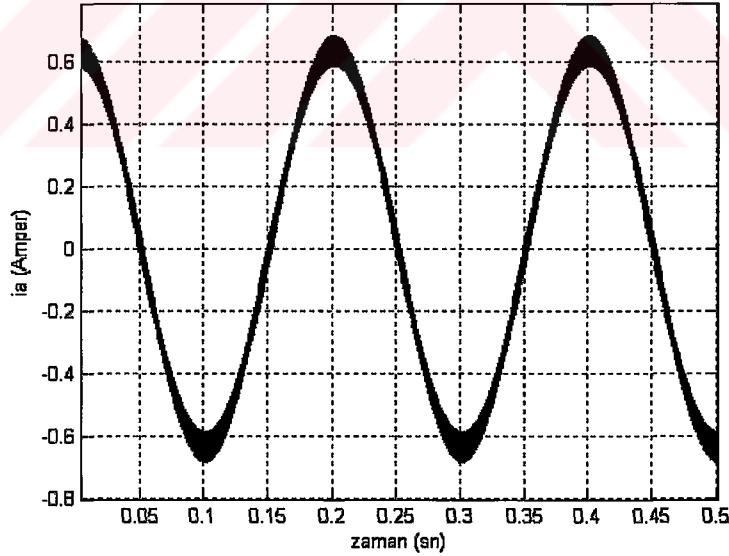
Şekil 6.11, Şekil 6.12 ve Şekil 6.13 ile uzay vektör PWM için yapılan simülasyon sonuçları verilmektedir.

Şekil 6.9’de gösterilen sinüsoidal PWM inverterin faz-nötr gerilimi ve harmonik analizi ile Şekil 6.12’de gösterilen uzay vektör PWM inverterin faz-nötr gerilimi ve harmonik analizi karşılaştırıldığında; uzay vektör PWM’de V_{a0} geriliminin 1. harmonik bileşen genliğinin daha büyük olduğu görülür.

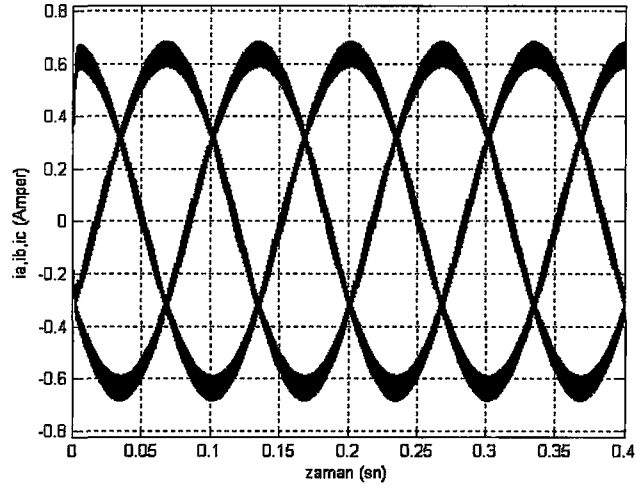
Aynı yöntemler Şekil 6.10’da gösterilen sinüsoidal PWM inverterin faz-faz gerilimi ve harmonik analizi ile Şekil 6.13’de gösterilen uzay vektör PWM inverterin faz-faz gerilimi ve harmonik analizi yapıldığında; yine uzay vektör PWM’de, V_{ab} gerilimindeki 1. harmonik bileşeninin genliğinin daha büyük olduğu görülür. Ayrıca uzay vektör PWM inverterin V_{a0} harmonik içeriğinin, sinüsoidal PWM inverterin V_{a0} harmonik içeriğine daha az ve daha düşük genlikli harmonikler içerdiği açıkça görülmektedir.

6.2 R-L Yüklü 3 Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetimi ve Sonuçları

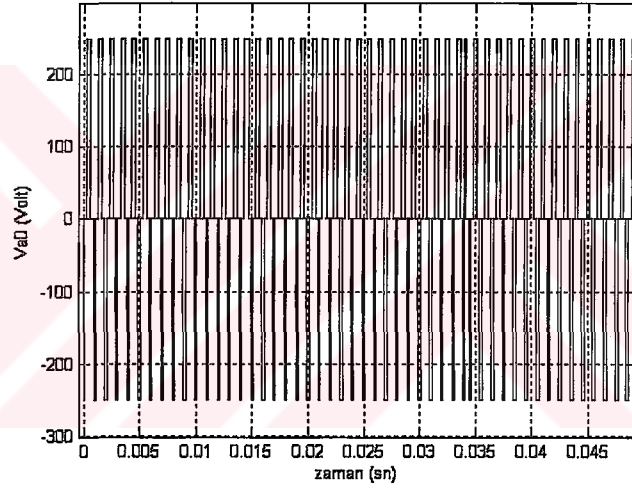
Yapılan bütün simülasyonlar için $R = 100 \Omega$ ve $L = 0.1 \text{ H}$ olan yük kullanılmaktadır. İlk simülasyon sonuçları $f=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$ ve $m=0.2$ için yapılmıştır.



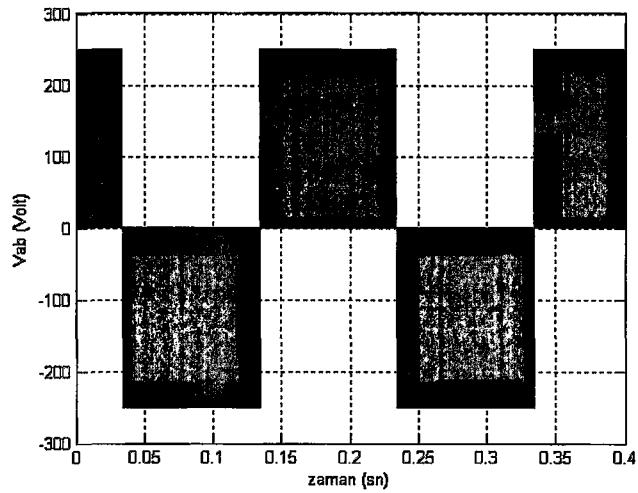
Şekil 6.14 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a Faz Akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m=0.2$)



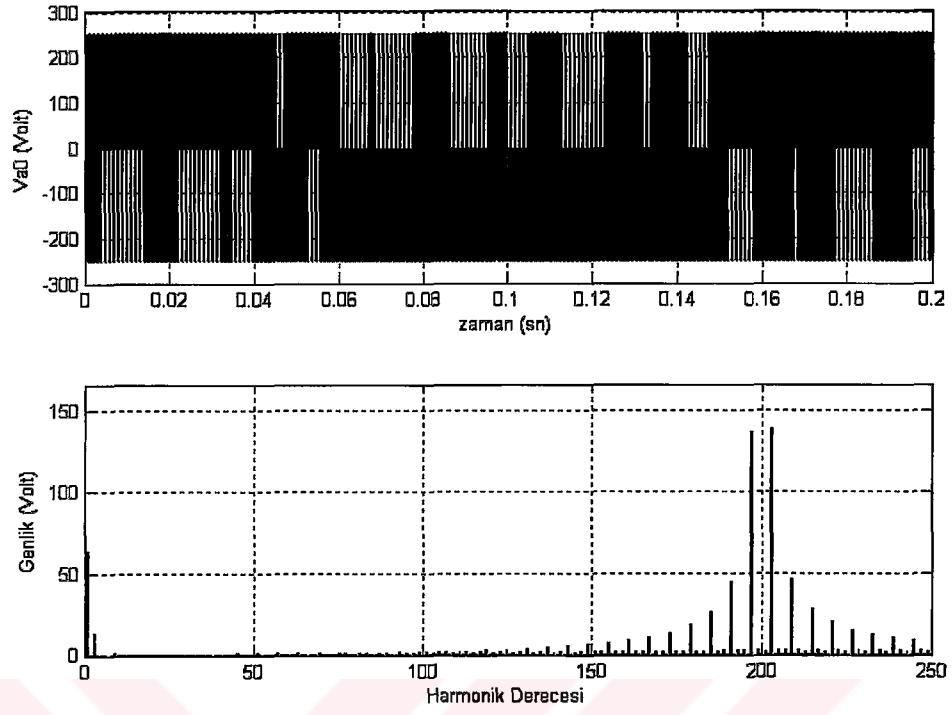
Şekil 6.15 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a, i_b, i_c Hat Akımları
($f=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m=0.2$)



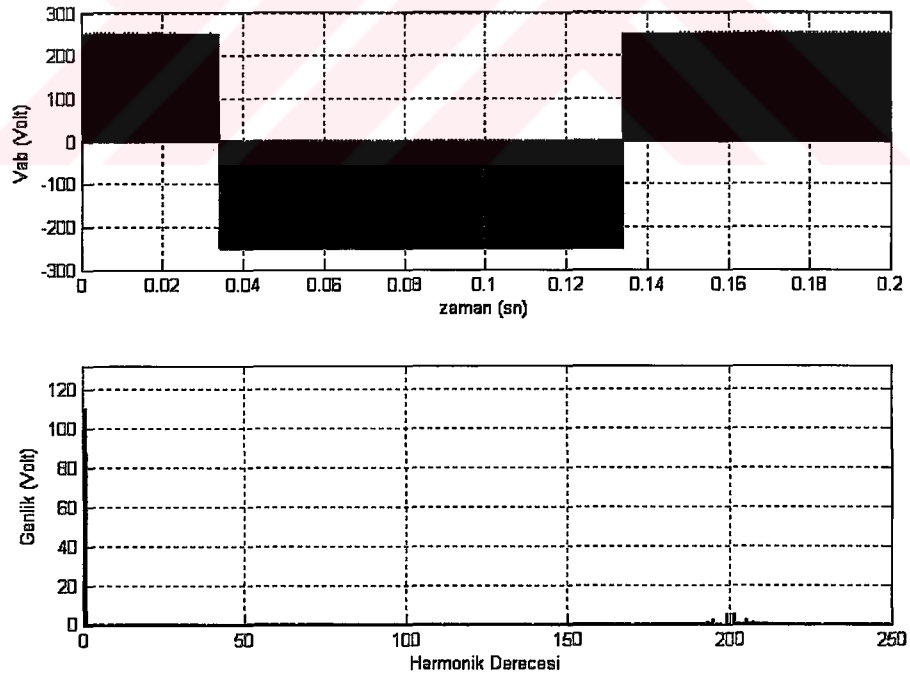
Şekil 6.16 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Faz Gerilimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m=0.2$)



Şekil 6.17 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m=0.2$)



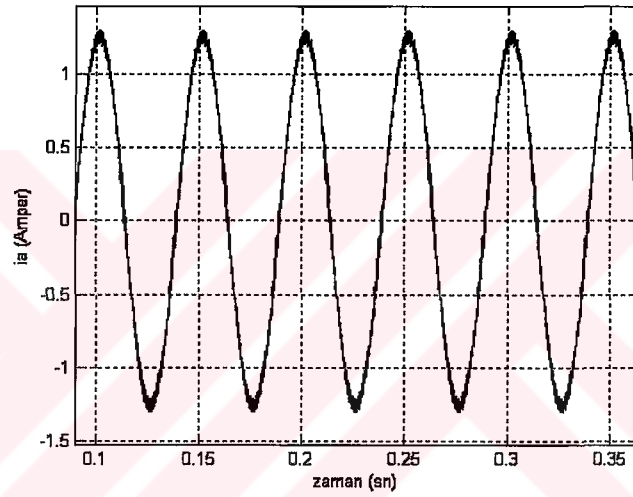
Şekil 6.18 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m=0.2$)



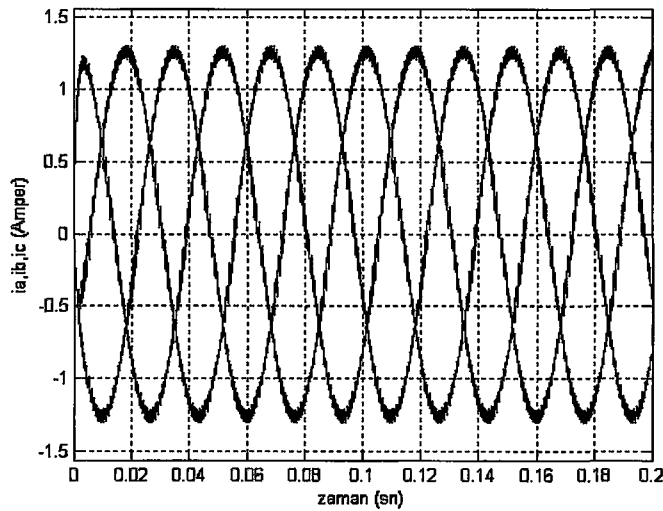
Şekil 6.19 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m=0.2$)

Şekil 6.14-...-Şekil 6.19 arasında sırasıyla i_a faz akımı, i_a, i_b, i_c hat akımları, V_{a0} hat gerilimi, V_{ab} faz-faz gerilimi, V_{a0} gerilimi ve harmonik analizi ile V_{ab} gerilimi ve harmonik analizi gösterilmektedir. Akım dalga şekillerine bakılırsa; modülasyon indeksinin küçüklüğü ve çıkış frekansının düşüklüğü nedeniyle akım dalga şekillerinin oldukça düzgün sinüsoidal işaretler olduğu görülür. Bunun yanı sıra, V_{ab} geriliminde iki seviyenin olmasının sebebi; yine modülasyon indeksinin düşük olmasıdır. Modülasyon indeksi küçük olduğu için; mod1 çalışma durumu dediğimiz bütün sektörler içinde yer alan, sadece birinci bölgede çalışma gerçekleşmektedir. Ayrıca V_{a0} ve V_{ab} gerilimlerinin harmonik analizlerine bakılırsa oldukça az harmonikli bir çalışmanın gerçekleştiği görülür.

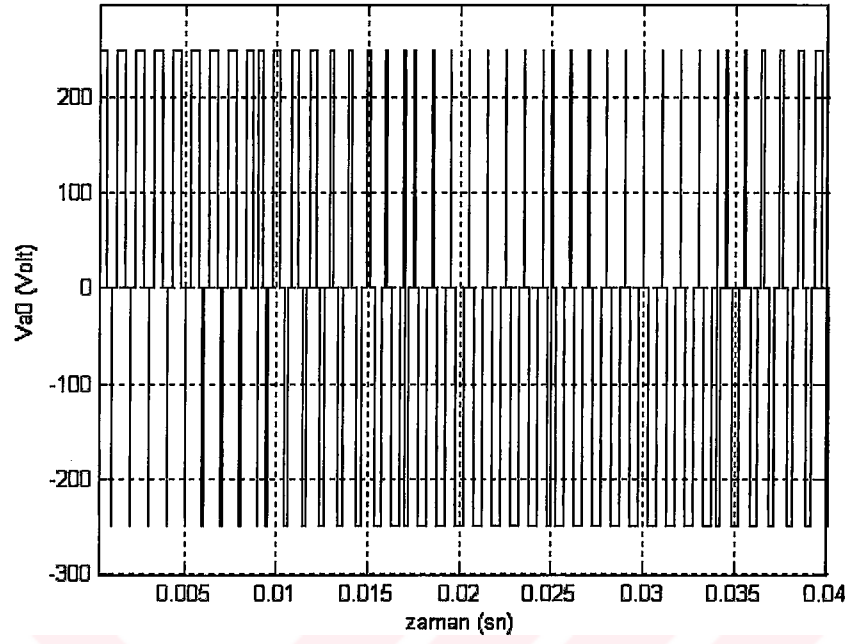
İkinci çalışma durumu olarak $f_0=20$ Hz ve $m=0.4$ olarak seçilmiştir.



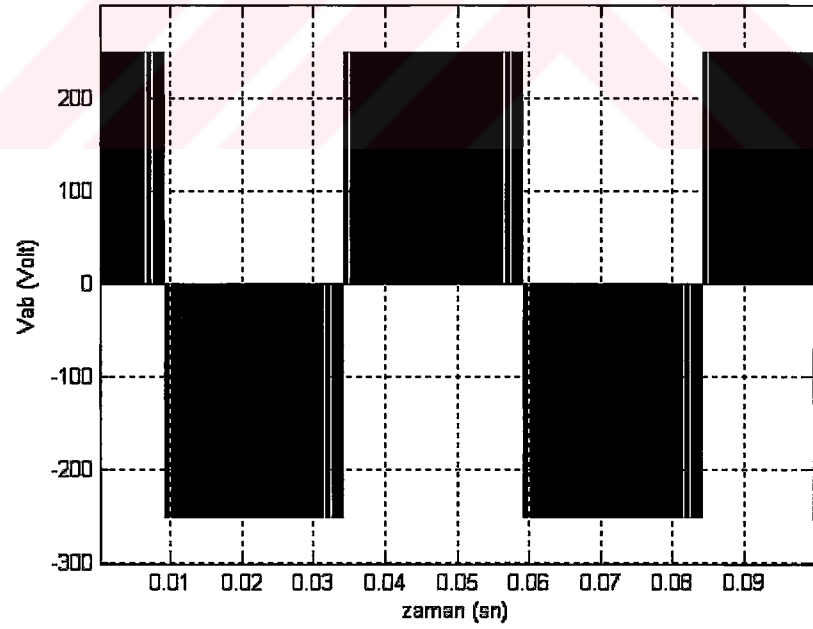
Şekil 6.20 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a Hat Akımı ($f=1$ kHz, $f_0=20$ Hz, $m=0.4$)



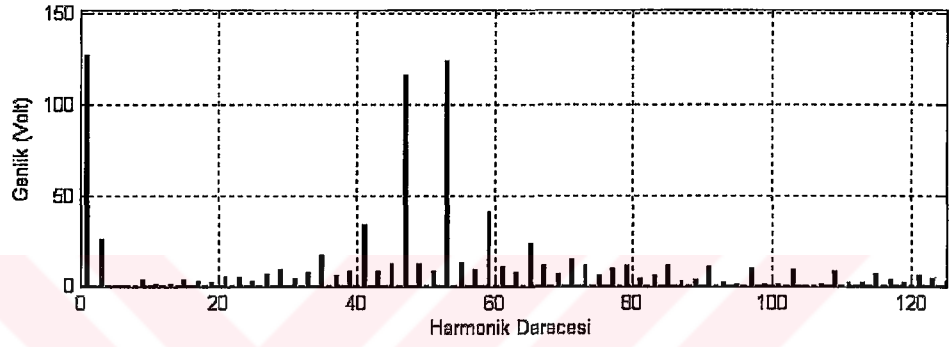
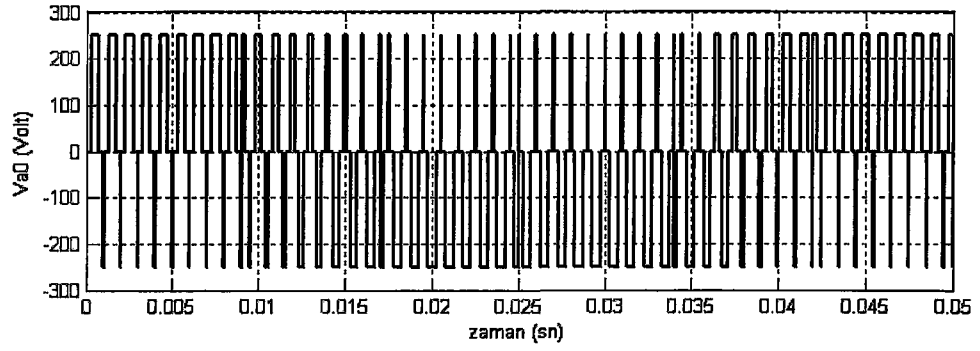
Şekil 6.21 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a, i_b, i_c Hat Akımları ($f=1$ kHz, $f_0=20$ Hz, $m=0.4$)



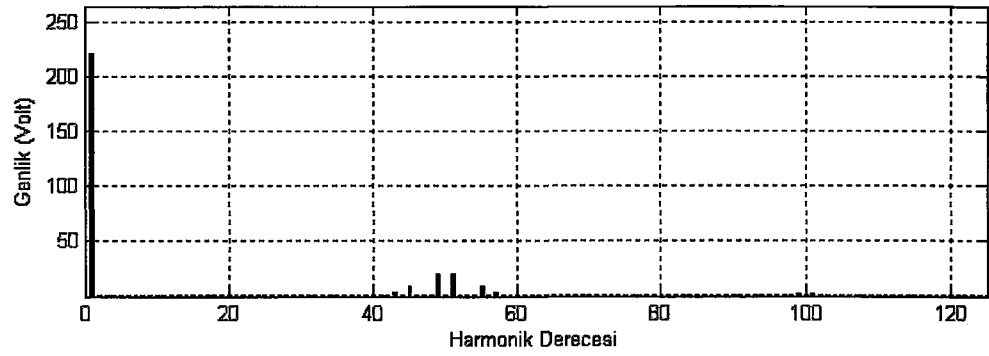
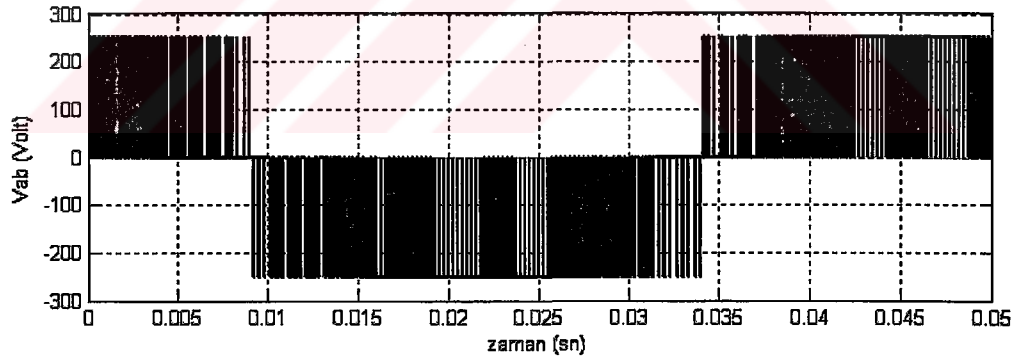
Şekil 6.22 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)



Şekil 6.23 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)



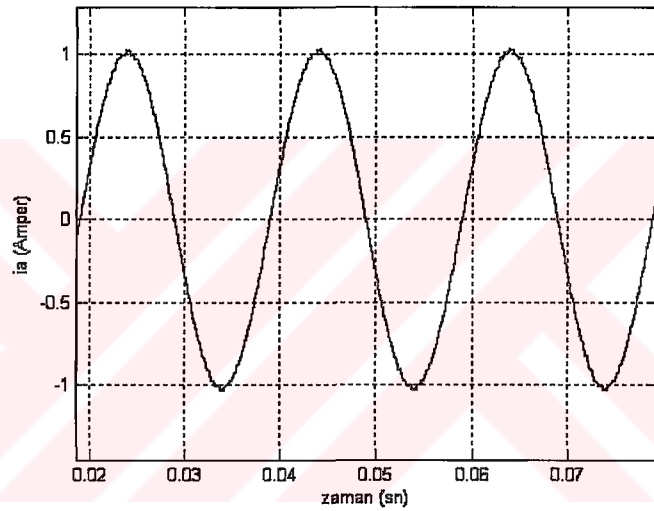
Şekil 6.24 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ao} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)



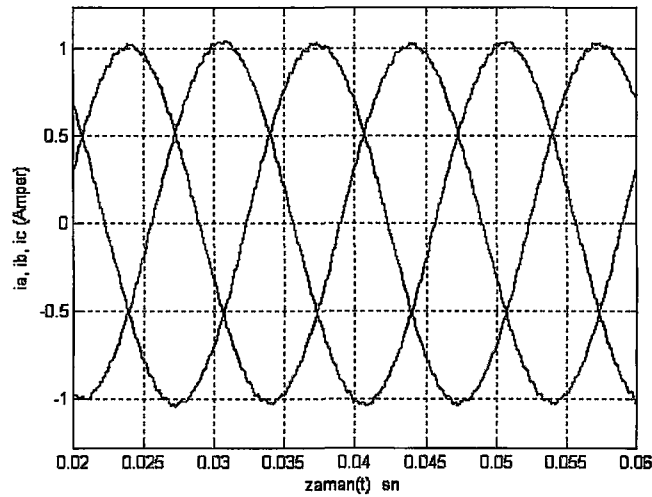
Şekil 6.25 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m=0.4$)

Şekil 6.20-...-Şekil 6.25 ile sırasıyla i_a hat akımı, i_a, i_b, i_c hat akımları, V_{a0} faz gerilimi, V_{ab} faz-faz gerilimi, V_{a0} gerilimi ile harmonik analizi ve V_{ab} gerilimi ile harmonik analizi gösterilmektedir. Şekillere sırasıyla bakılırsa; akım dalga şekillerinde çok az da olsa dalgalanmaların olduğu görülmektedir, modülasyon indeksinin küçük olmasından dolayı V_{ab} gerilimi hala iki seviyeli olarak karşımıza çıkmaktadır. V_{a0} harmoniğinde diğer harmonik bileşenler de görülmektedir. Harmonik analizler dikkatle incelenirse faz gerilimlerinde üçüncü harmoniklerin olduğu, fazlar arası gerilimlerde üçüncü harmonik bileşenlerinin olmadığı görülür. Bunun nedeni uzay vektör PWM’de modülasyon indeksinin büyük olmasından dolayı üçüncü harmonikleri de içermesidir.

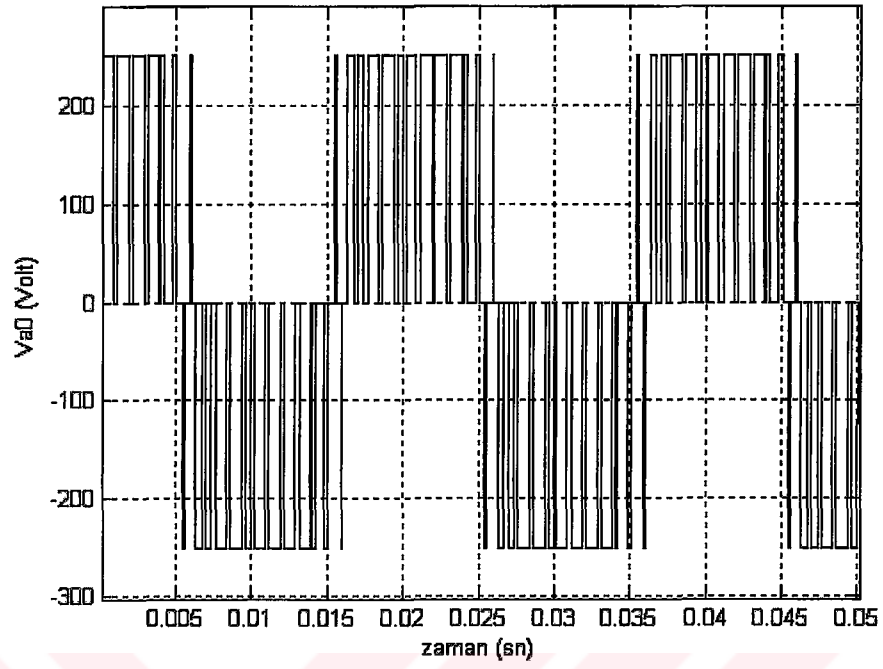
Üçüncü çalışma durumu olarak $f_0=50$ Hz ve $m= 0.7$ olarak seçilmiştir.



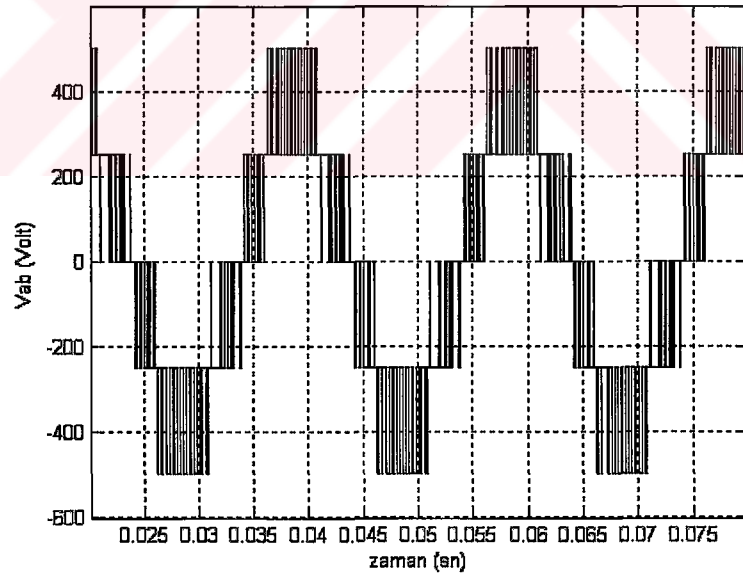
Şekil 6.26 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a Faz Akımı ($f=1$ kHz, $f_0=50$ Hz, $m=0.7$)



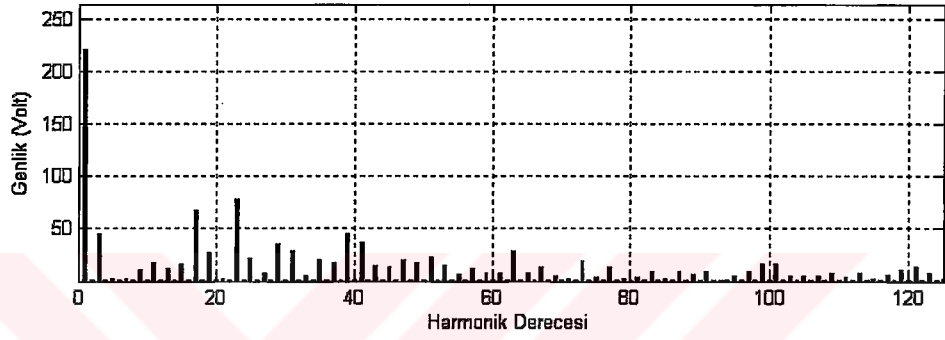
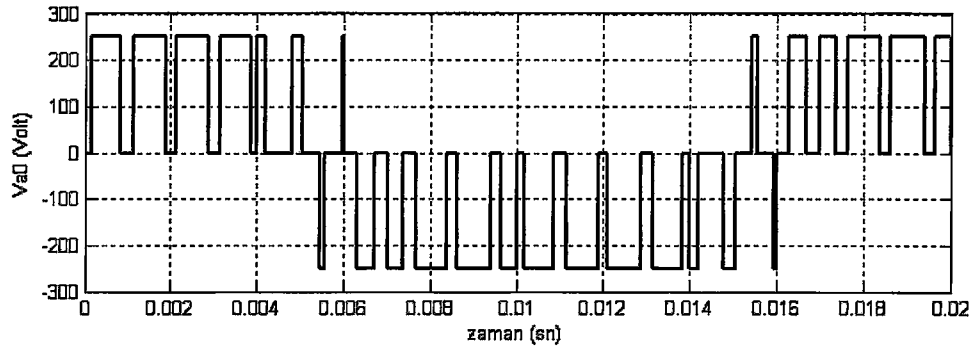
Şekil 6.27 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a, i_b, i_c Faz Akımları ($f=1$ kHz, $f_0=50$ Hz, $m=0.7$)



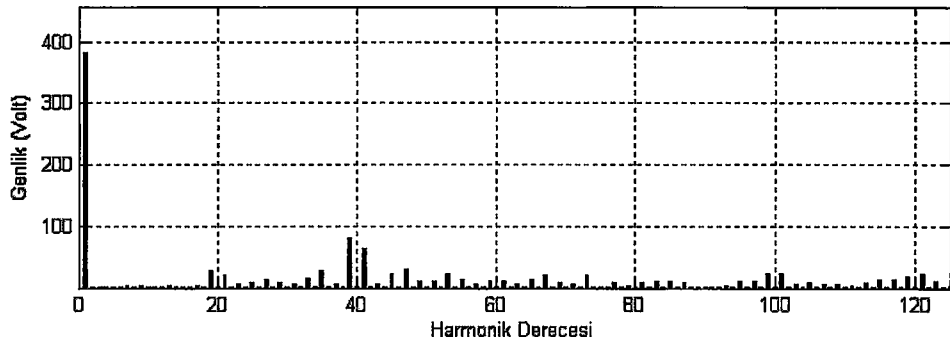
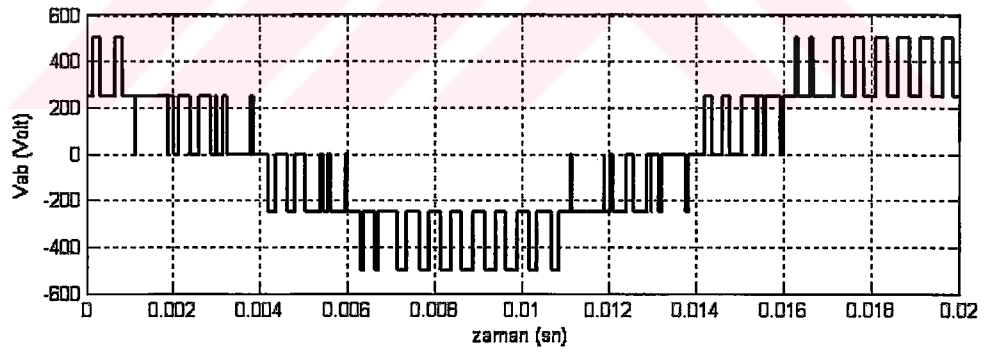
Şekil 6.28 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Faz Gerilimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)



Şekil 6.29 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)



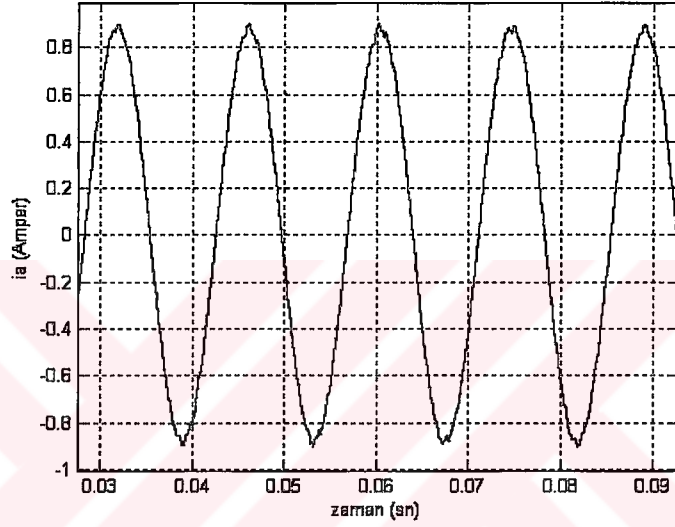
Şekil 6.30 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)



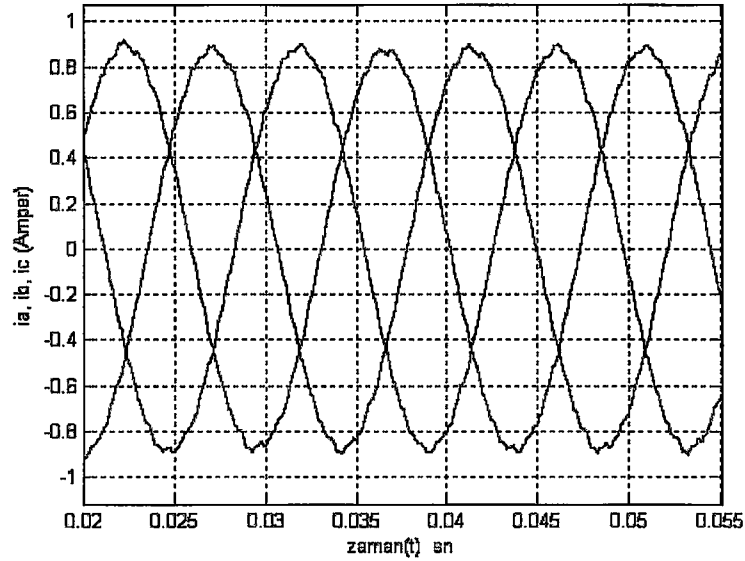
Şekil 6.31 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.7$)

Şekil 6.26-...-Şekil 6.31 ile $f_0=50$ Hz ve $m=0.7$ şartları için; sırasıyla i_a hat akımı, i_a, i_b, i_c hat akımları, V_{a0} faz gerilimi, V_{ab} faz-faz gerilimi, V_{a0} gerilimi ile harmonik analizi ve V_{ab} gerilimi ile harmonik analizi gösterilmektedir. Akım dalga şekillerine bakılırsa; şekillerin hala sinüsoidal olduğu, sadece tepe değerlerinde dalgalanmaların olduğu görülür. V_{ab} gerilimi ise mod2 durumu dediğimiz çalışmayı gerçekleştirmektedir. Yani uzay vektör PWM artık sektörler içindeki 2, 3 ve 4. bölgelerinde çalışmakta ve bu durumlara uygun anahtarlamalar gerçekleştirilmektedir.

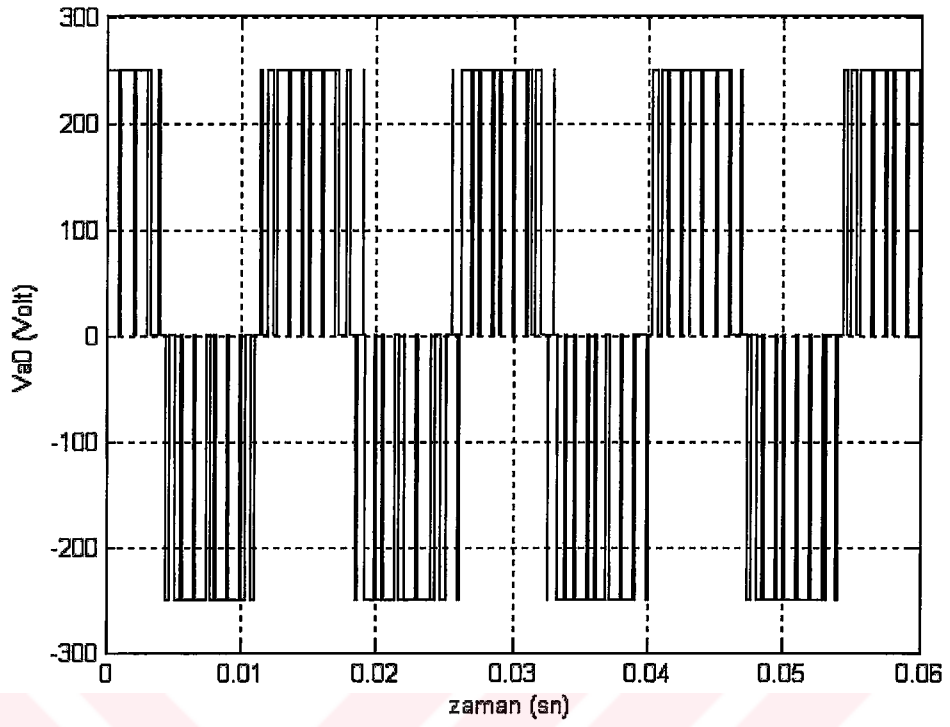
Dördüncü çalışma durumu olarak $f_0=70$ Hz ve $m=0.8$ seçilmiştir.



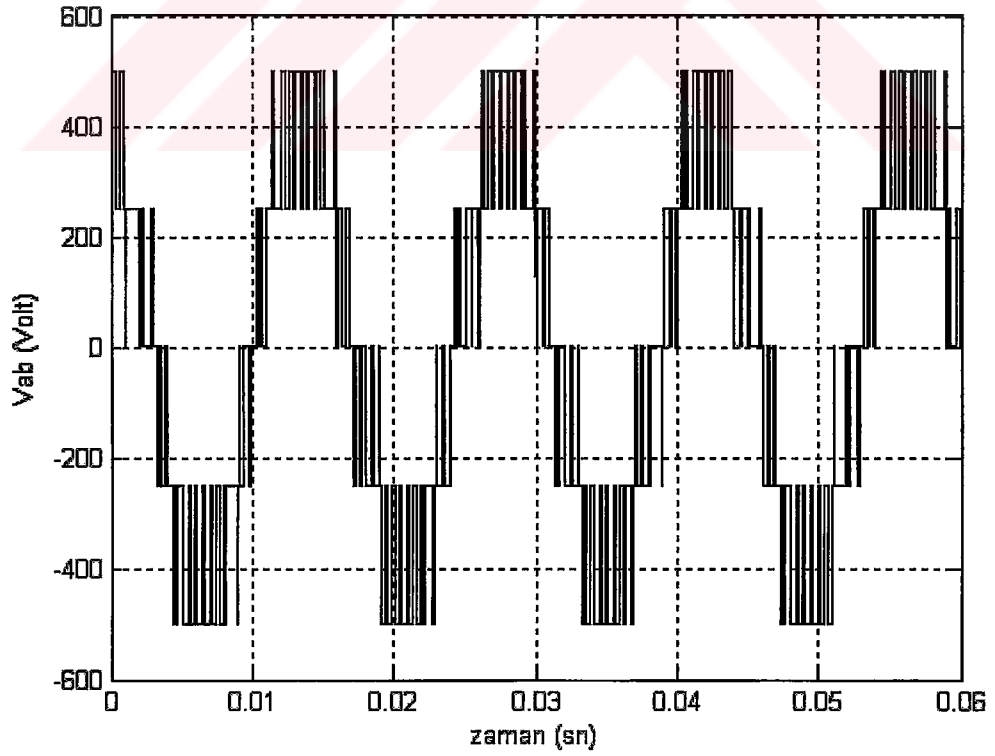
Şekil 6.32 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a Hat Akımı ($f=1$ kHz, $f_0=70$ Hz, $m=0.8$)



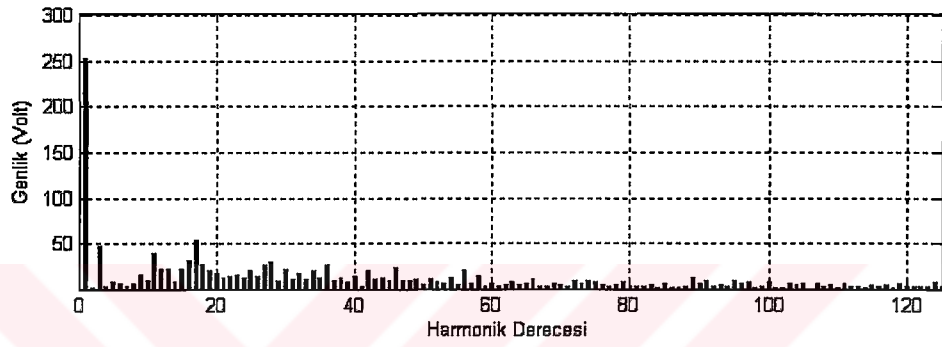
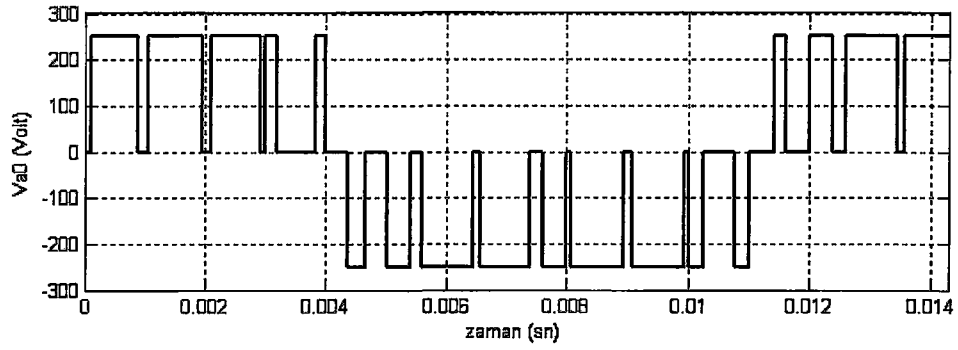
Şekil 6.33 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_a, i_b, i_c Hat Akımları ($f=1$ kHz, $f_0=70$ Hz, $m=0.8$)



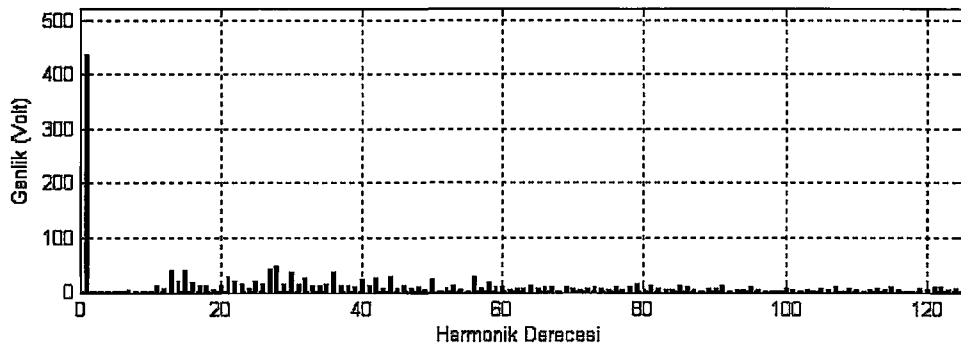
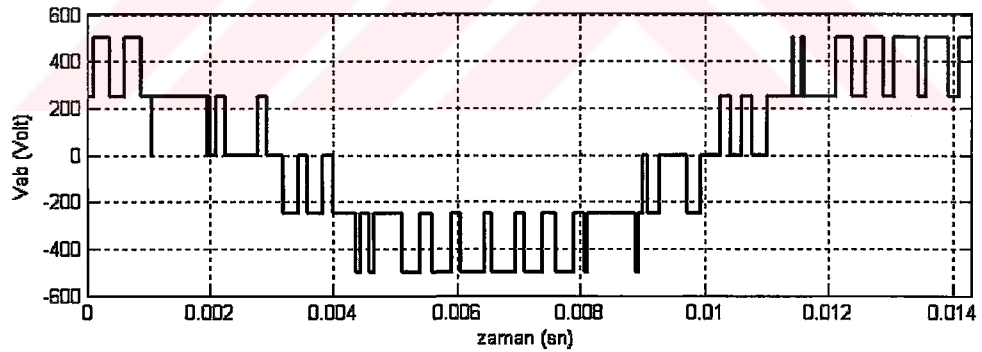
Şekil 6.34 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)



Şekil 6.35 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)



Şekil 6.36 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{a0} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)



Şekil 6.37 R-L Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Gerilimi ve Harmonik Analizi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=70\text{Hz}$, $m=0.8$)

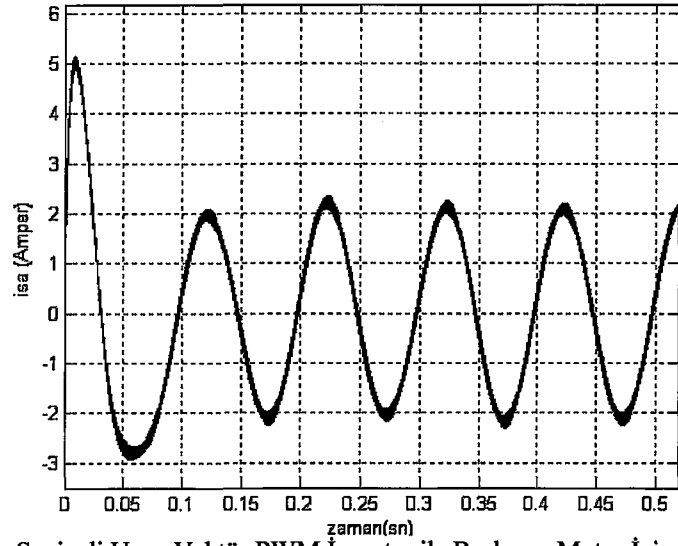
Şekil 6.32-...-Şekil 6.37 ile $f_0=70$ Hz ve $m= 0.8$ şartları için; sırasıyla i_a hat akımı, i_a, i_b, i_c hat akımları, V_{a0} faz gerilimi, V_{ab} faz-faz gerilimi, V_{a0} gerilimi ile harmonik analizi ve V_{ab} gerilimi ile harmonik analizi gösterilmektedir. Akım dalga şekilleri ilk başta göz önüne alınırsa; modülasyon indeksi arttıkça akım dalga şekillerindeki tepe noktalarının dalgalandığı ve tepelerinin yuvarlaklıktan çıkıp biraz daha üçgenimsi bir hal aldığı gözlenir. Yine aynı durum için gerilimlerin harmonik analizlerine bakılırsa modülasyon indeksi ve çıkış frekansı arttıkça 1. harmoniğin genliğinin büyüdüğü ve harmonik sayılarının arttığı gözlenir.

6.3 Motor Yüklü Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetimi ve Sonuçları

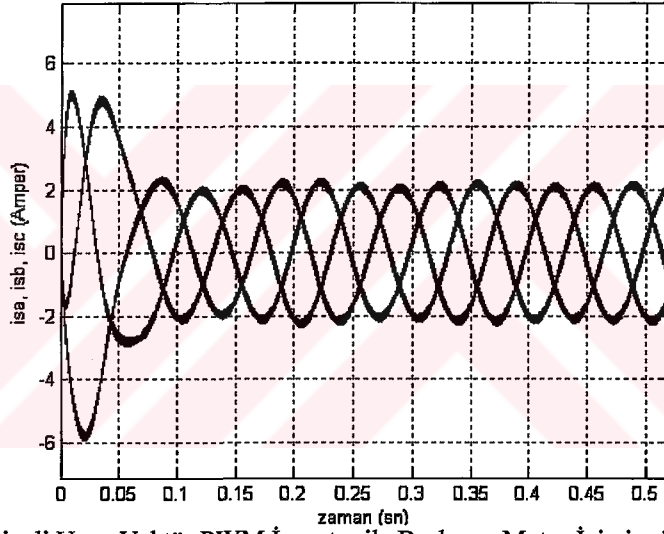
Üç seviyeli uzay vektör PWM inverterin bir asenkron motoru beslemesi durumunda oluşturulan MATLAB/Simulink modeli Şekil 6.38’de görülmektedir. Şekil 6.38’de gösterilen simulink modelinde kullanılan sektör tespiti, m_1 ve m_2 değerlerinin hesapları, 1-2-3-4 bölgelerinin tespiti, anahtarlama süreleri ve anahtarlama işaretlerinin seçimi daha önce Şekil 6.2’de gösterilen model ile aynı yapıdadır. Tek fark olarak bu modelde; yük için, R-L yükü yerine üç fazlı bir asenkron motorun yük olarak kullanılmasıdır.

Motor yükü için ilk çalışma $f_0=10$ Hz’de yapılmış ve sabit v/f için $m=0.18$ seçilmiştir. Yük olarak motor kullanıldığı için, motor sürekli duruma erişinceye kadar sistem çalıştırılarak ve moment ve hız değişimleri sonuçlara eklenmiştir. Motor boşta çalıştırılmıştır ve motor parametreleri EK-1’de verilmiştir.

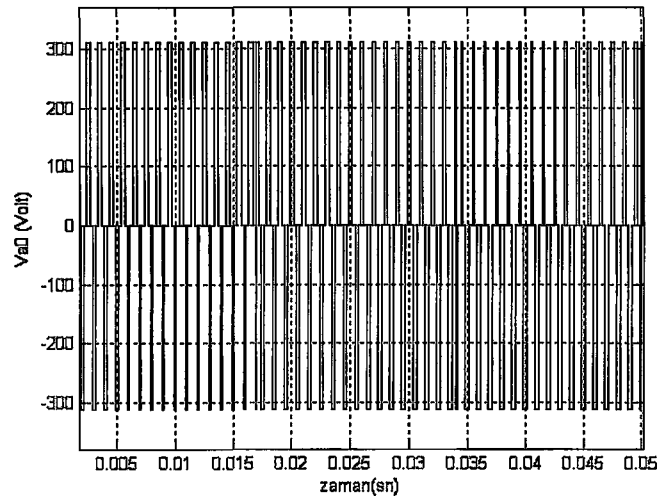
ilk durum için simülasyon sonuçları;



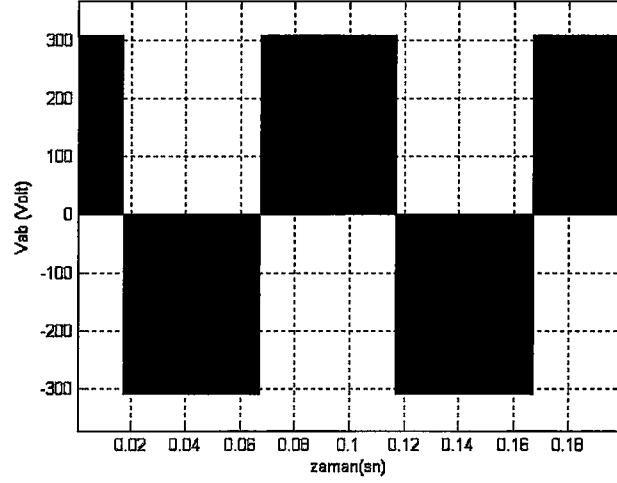
Şekil 6. 39 Üç Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} Hat Akımı
($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$)



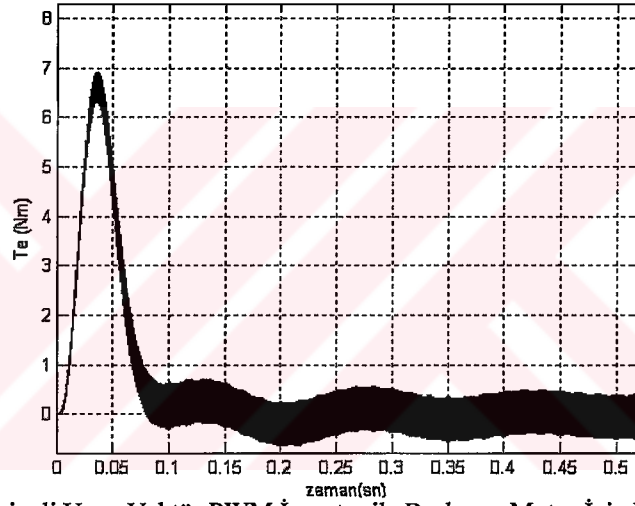
Şekil 6.40 Üç Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları
($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$)



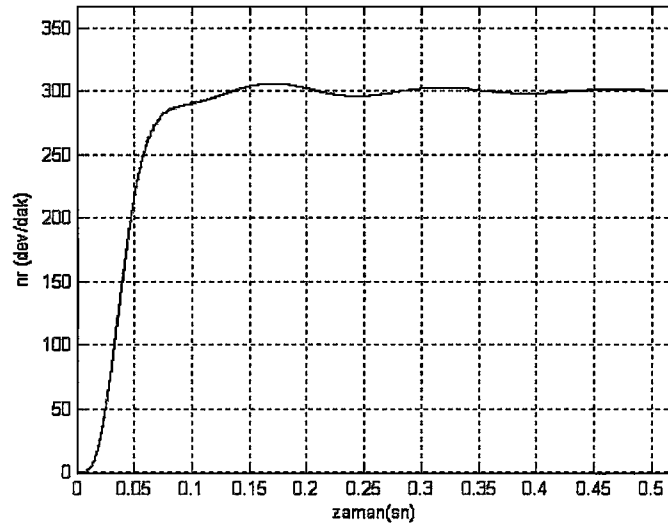
Şekil 6.41 Üç Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{a0} Faz Gerilimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$)



Şekil 6.42 Üç Seviyeli Uzak Vektör PWM İnvter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$)



Şekil 6.43 Üç Seviyeli Uzak Vektör PWM İnvter ile Beslenen Motor İçin Moment Değişimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$)



Şekil 6.44 Üç Seviyeli Uzak Vektör PWM İnvter ile Beslenen Motor İçin Hız Değişimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=10\text{Hz}$, $m=0.18$)

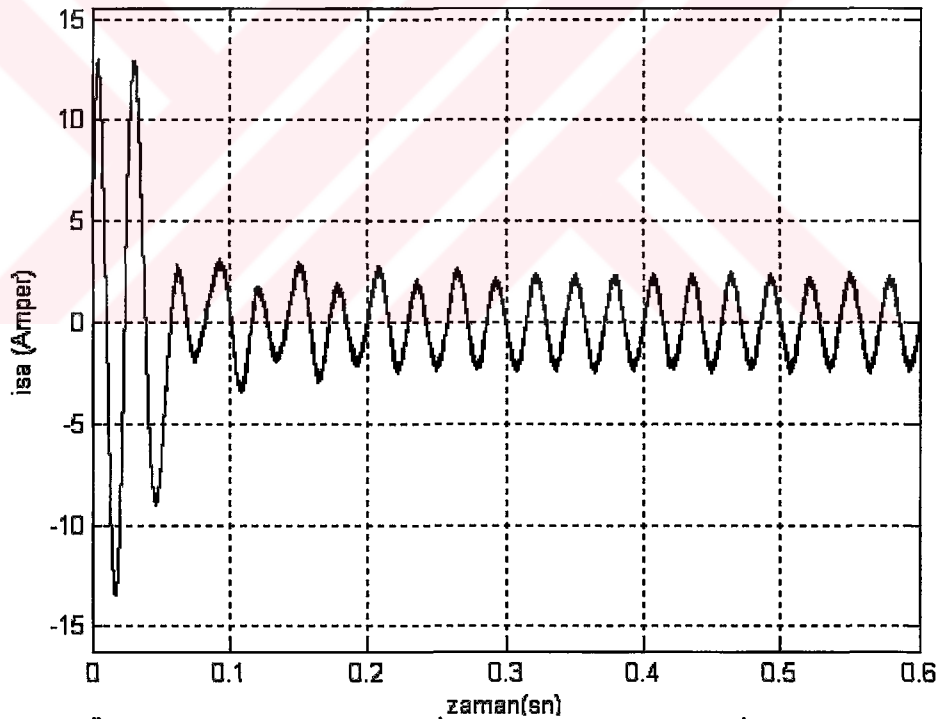
Şekil 6.39 ile Şekil 6.44 arasında verilen simülasyon sonuçları $f_0=10\text{Hz}$ ve $m=0.18$ için elde edilmiştir.

Şekil 6.39 i_{sa} akımının, Şekil 6.40 ise i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} akımlarının zamana göre değişimini göstermektedir. Şekiller dikkatli incelenirse motor boşa çalıştırıldığı için sürekli duruma oldukça kısa sürede ulaşmaktadır ve akımlar sinüsoidaldir. V_{ab} faz-faz gerilimi modülasyon indeksinin çok düşük olmasından dolayı iki seviyeli olarak oluşmaktadır (Şekil 6.42). Bu durum mod1 çalışmaya karşılık gelmektedir. Yük momenti sıfır olarak alındığından Şekil 6.43'deki momentin sürekli durumda sıfır olduğu görülür. Şekil 6.44'deki hız değişimine dikkat edilirse; çıkış frekansının küçük olmasından dolayı motorun nominal hızının yaklaşık 300 d/d olduğu görülmektedir. Bir asenkron motorun nominal hızı;

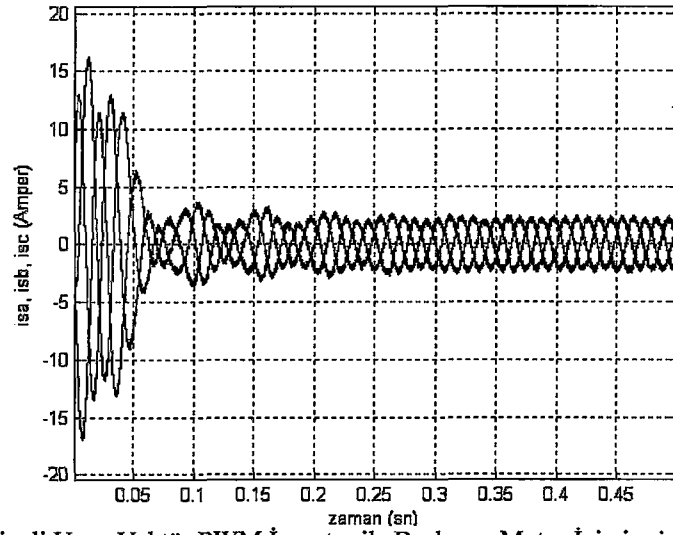
$$n_s = \frac{60 * f_s}{P} \text{ formülü ile hesaplanmaktadır.} \quad (15)$$

Bu formülden yararlanarak diğer çalışma durumları için nominal hız değerleri hesaplanacaktır.

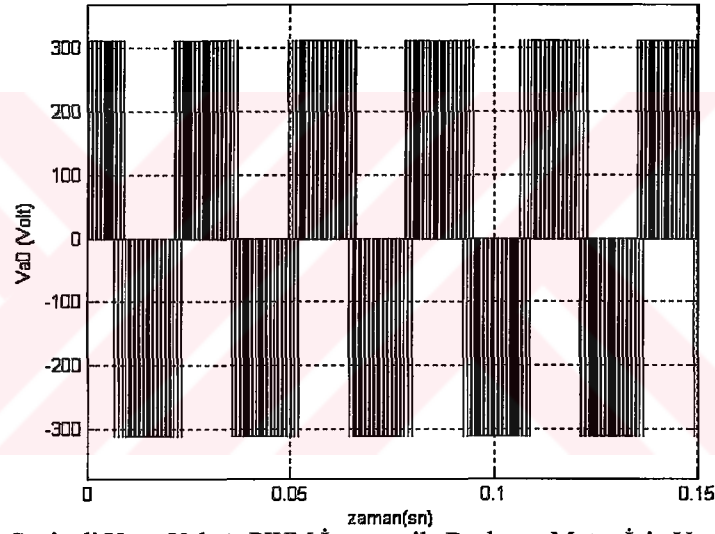
İkinci çalışma şartları $f_0=35\text{ Hz}$ ve $m=0.63$ 'dür.



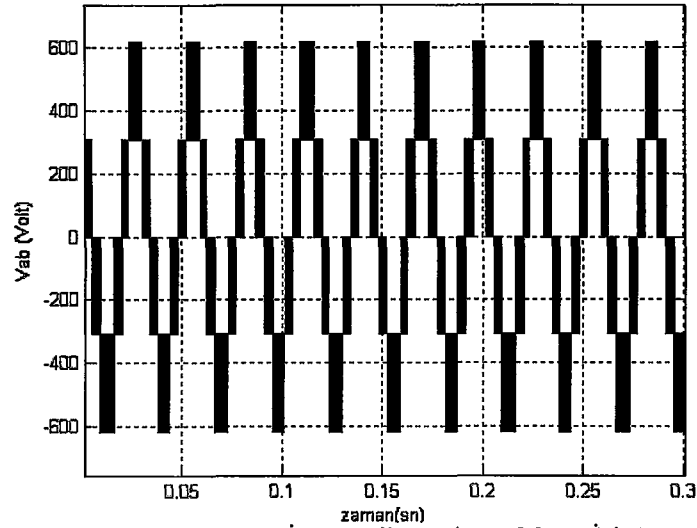
Şekil 6.45 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} Hat Akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$)



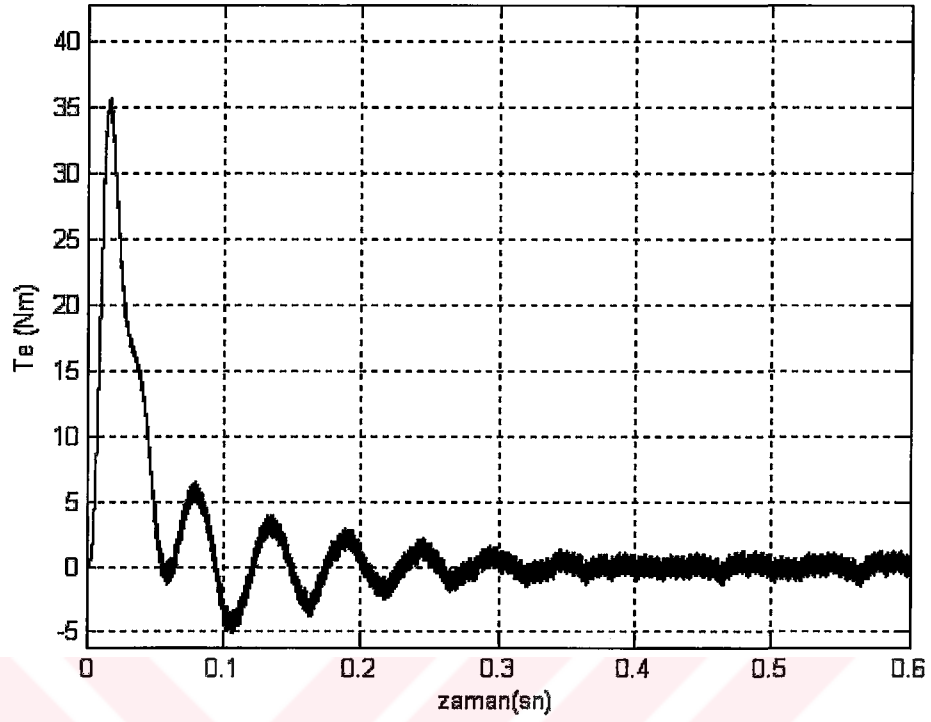
Şekil 6.46 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$)



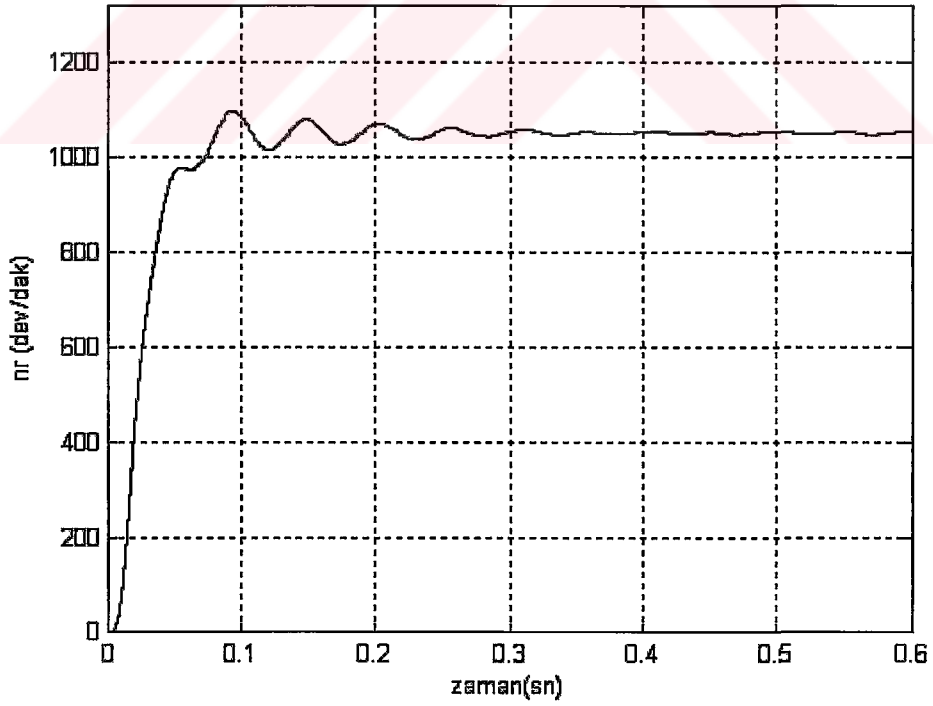
Şekil 6.47 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{a0} Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$)



Şekil 6.48 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$)



Şekil 6.49 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Moment Değişimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$)

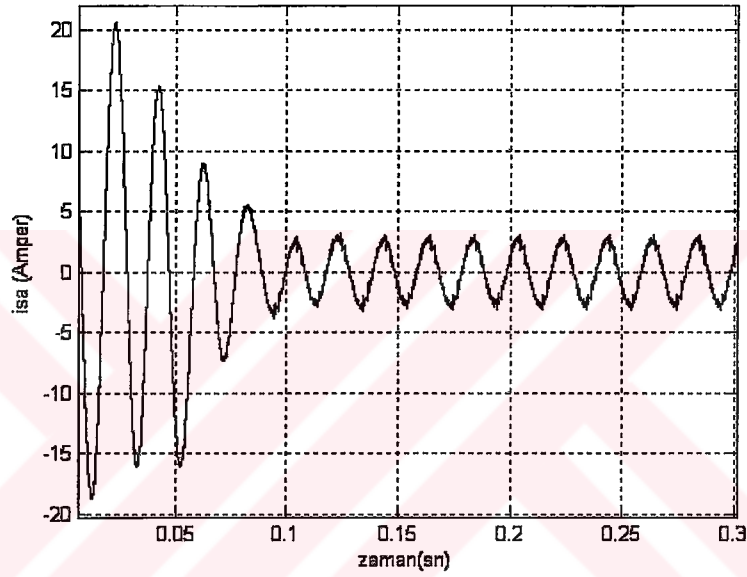


Şekil 6.50 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Hız Değişimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=35\text{Hz}$, $m=0.63$)

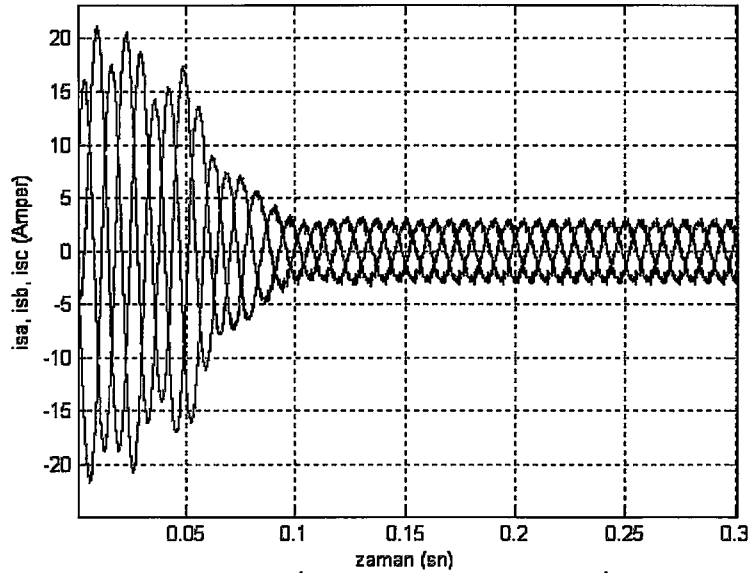
Şekil 6.45 -...- Şekil 6.50 arasındaki simülasyon sonuçları, motorun $f_0=35\text{Hz}$ ve $m=0.63$ şartlarında çalıştırılmasıyla elde edilmektedir.

Çıkış frekansının artmasından dolayı motorun nominal hızı artmaktadır. Buradaki çalışma için; motorun hızı yaklaşık 1050 d/d civarındadır. Ancak hızdaki dalgalanmanın arttığı görülmektedir. Momentte meydana gelen dalgalanmada ilk çalışma durumuna göre daha fazla olsa da sürekli durumdaki moment değeri 0'a düşmektedir.

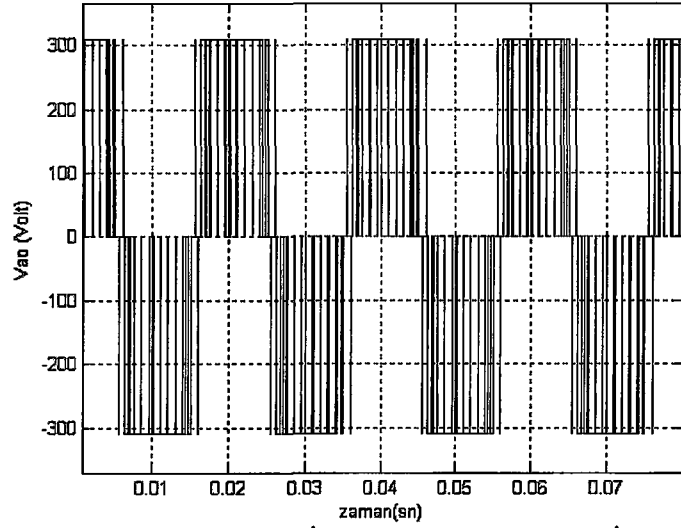
Üçüncü çalışma durumu şartları $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$ ve asenkron motor 5 Nm yük ile yüklüdür;



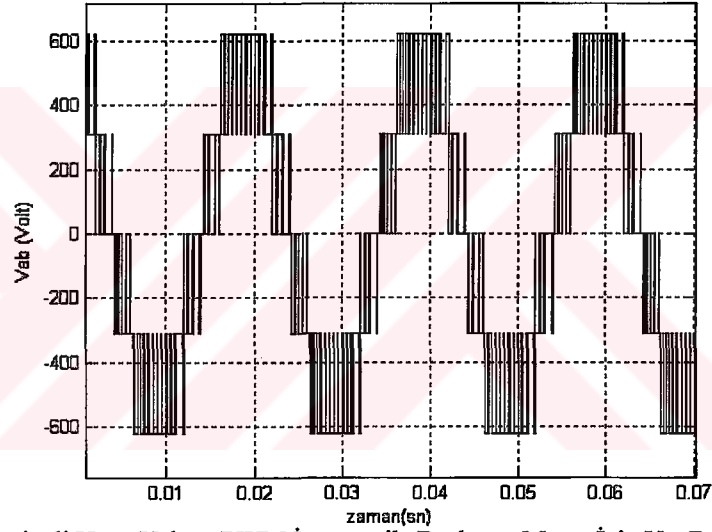
Şekil 6.51 Üç Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} Hat Akımı ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)



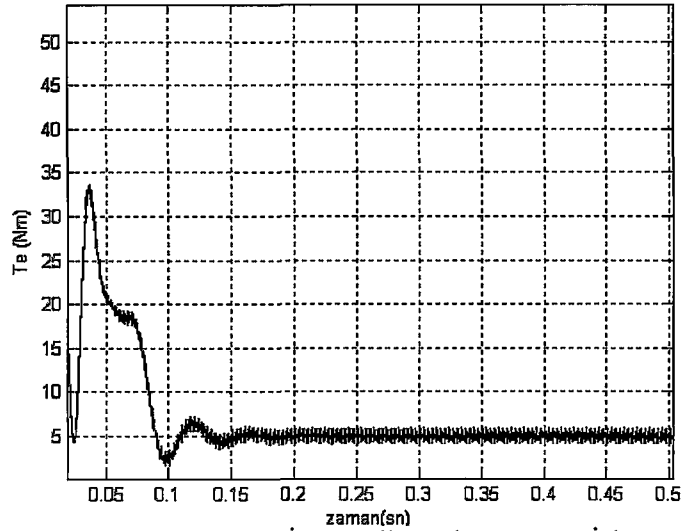
Şekil 6.52 Üç Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)



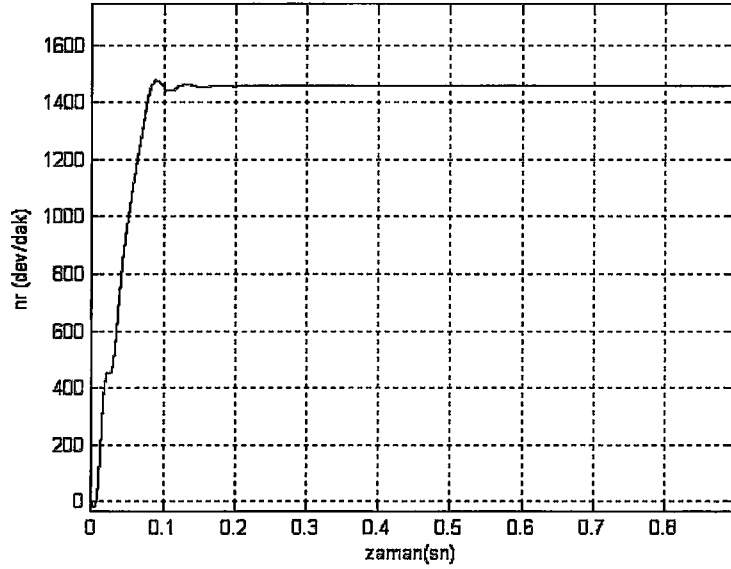
Şekil 6.53 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{a0} Faz Gerilimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)



Şekil 6.54 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)



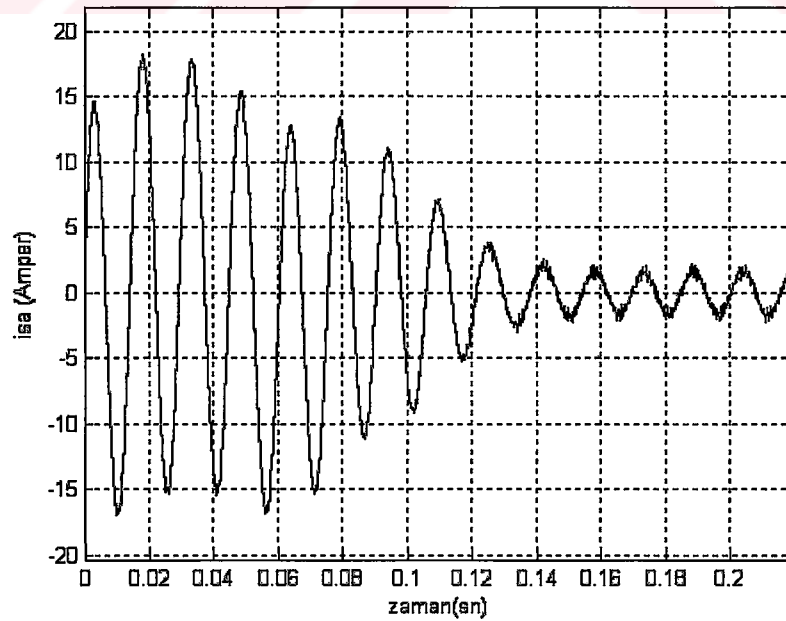
Şekil 6.55 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Moment Değişimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)



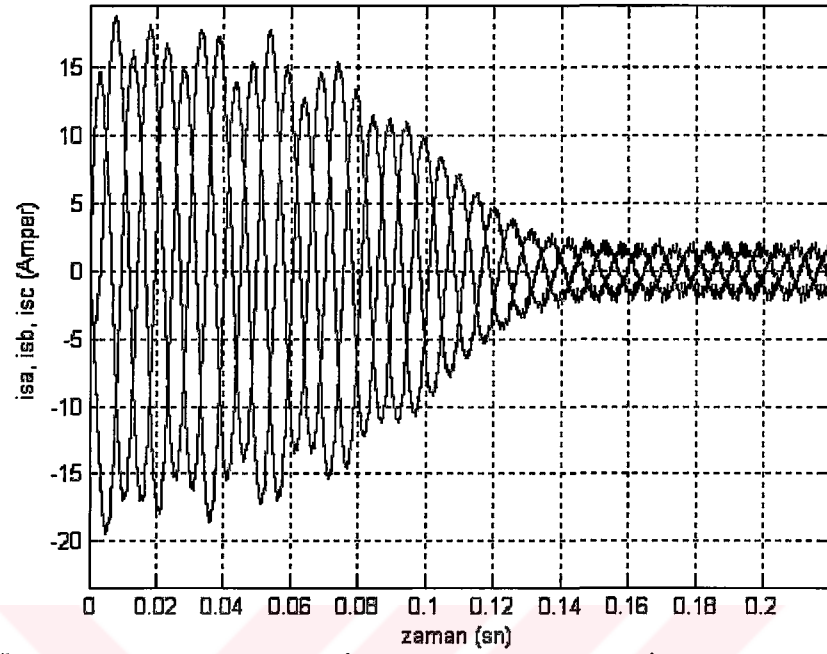
Şekil 6.56 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Hız Değişimi
($f=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$, $T_y=5\text{Nm}$)

$f_0=50\text{Hz}$, $m=0.9$ ve motorun yüklü olması durumundaki simülasyon sonuçları Şekil 6.51-...- Şekil 6.56 arasında verilmektedir. Moment değişimine dikkat edilirse; asenkron motor yüklendiği için sürekli durumdaki moment değeri 5Nm olduğu görülür. Ayrıca akımlarının sinüsoidal olup bozulmadığı görülmektedir. Motor hızının, çıkış frekansı arttığı için arttığı ve yaklaşık 1500 d/d civarında sürekli duruma ulaştığı görülüyor. Modülasyon indeksinin büyük olmasından dolayı V_{ab} geriliminin 5 seviyeli olduğu görülmektedir.

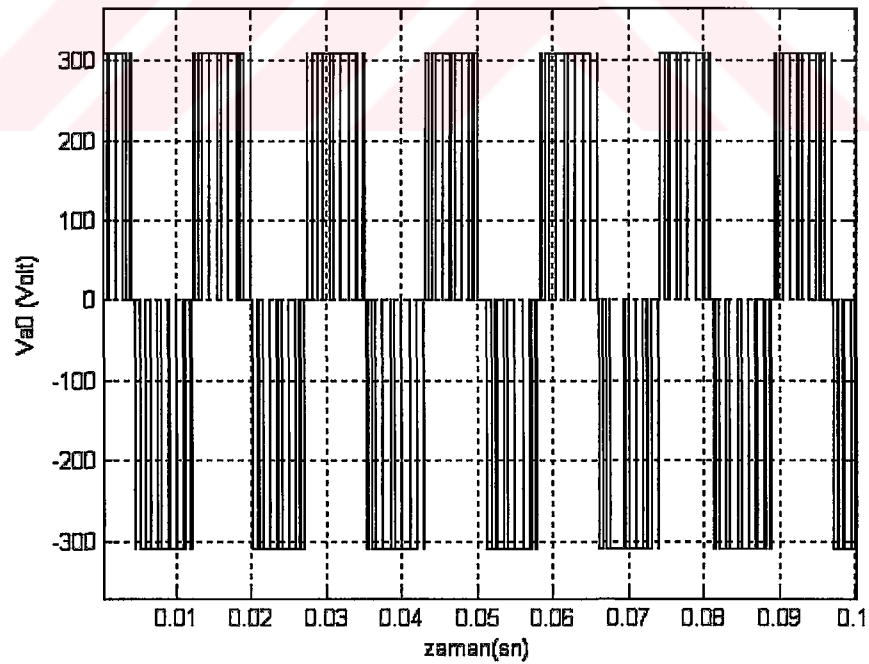
Dördüncü çalışma durumu şartları $f_0=65\text{Hz}$ ve $m=0.9$ 'dur.



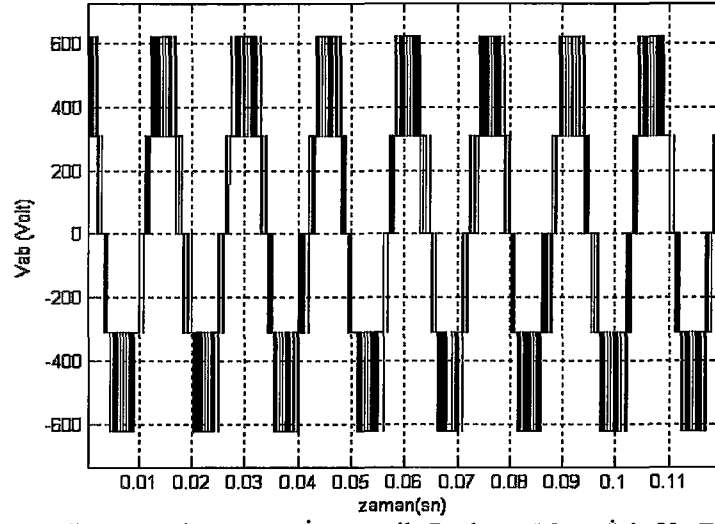
Şekil 6.57 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} Hat Akımı
($f=1\text{kHz}$, $f_0=65\text{Hz}$, $m=0.9$)



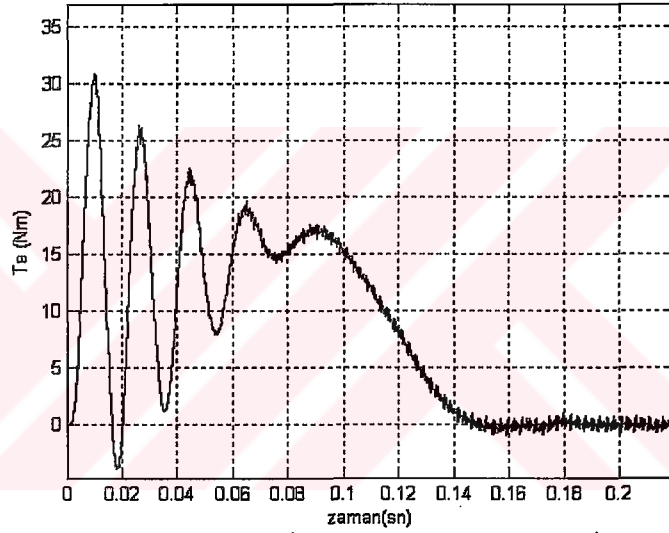
Şekil 6.58 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları ($f=1\text{kHz}$, $f_0=65\text{Hz}$, $m=0.9$)



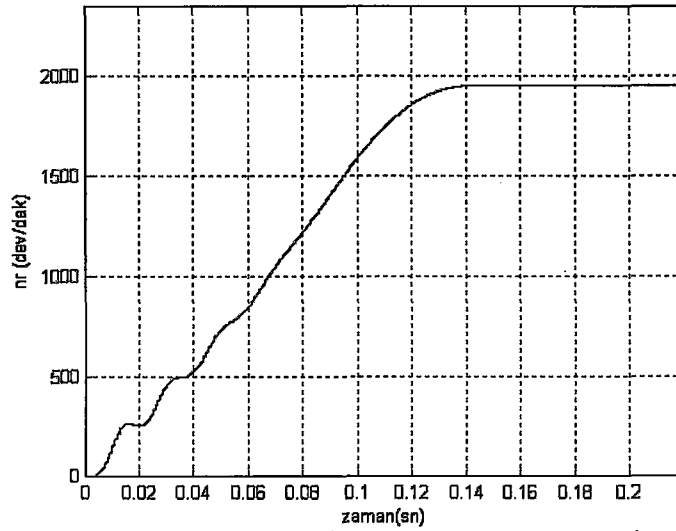
Şekil 6.59 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=65\text{Hz}$, $m=0.9$)



Şekil 6.60 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin V_{ab} Faz-Faz Gerilimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=65\text{Hz}$, $m=0.9$)



Şekil 6.61 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Moment Değişimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=65\text{Hz}$, $m=0.54$)



Şekil 6.62 Üç Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter ile Beslenen Motor İçin Hız Değişimi ($f=1\text{kHz}$, $f_0=65\text{Hz}$, $m=0.9$)

$f_0=65\text{Hz}$ ve $m=0.9$ şartları için çalıştırılan sistemin sonuçları Şekil 6.57-...- Şekil 6.62 ile verilmektedir.

Şekillerden, modülasyon indeksi ve çıkış gerilimi arttığı zaman motorun sürekli duruma geçme süresinin arttığı görülmektedir. Ayrıca akımın sürekli duruma geçme süresi artmaktadır. Bunun yanı sıra çıkış frekansı artmasıyla motorun hızı da artmaktadır



BÖLÜM 7

7. SONUÇLAR

Bu tezde çok seviyeli inverterlere genel bir bakış yapılmış ve kontrol yöntemleri üzerinde durulmuştur. İlk olarak tek fazlı inverterler anlatılarak konuya giriş yapılmış daha sonra çok seviyeli inverter çeşitleri anlatılmıştır. Üçüncü bölümde çok seviyeli inverterlerin devre şemaları, çalışmaları ve birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları verilmiştir. Daha sonra çok seviyeli inverterleri kontrol etmek için kullanılan darbe genişlik modülasyon teknikleri verilerek, ağırlıklı olarak sinüsoidal darbe genişlik modülasyon tekniği ile uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği üzerinde durulmuştur.

Bilindiği gibi sinüsoidal darbe genişlik modülasyon tekniğinin gerçek zamanda uygulaması oldukça güçtür. Özellikle çok seviyeli inverterlerde, seviye sayısının artmasıyla beraber taşıyıcı dalga sayısının artması, bu tip darbe genişlik modülasyon tekniklerinin uygulamasını oldukça güç hale getirmektedir. Bu nedenle yeni darbe genişlik modülasyon teknikleri geliştirilmiştir. Günümüzde uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği, mikroişlemci tekniğinin ilerlemesiyle oldukça yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği ile çıkış gerilimi istenilen değerlerde ayarlanmaktadır ve mikroişlemciler yardımıyla oldukça kolay bir şekilde uygulanabilmektedir.

Çok seviyeli inverterlerde kullanılan uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği, iki seviyeli uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinin genişletilmiş halidir. Bunun yanı sıra üç seviyeli inverterin harmonik içeriği aynı anahtarlama frekansında iki seviyeli inverterin harmonik içeriğinden daha azdır. Ayrıca kaskat bağlı inverter devre yapılarıyla çıkış gerilim seviyesi de artmaktadır. Bu nedenlerle düşük anahtarlama frekansında, üç seviyeli inverter ve çok seviyeli inverter topolojileri genellikle yüksek güç uygulamalarında kullanılırlar.

Bu tezde üç seviyeli izoleli DC kaynaklı kaskat bağlı çok seviyeli inverterin MATLAB/Simulink modeli oluşturulmuştur. İlk olarak aynı anahtarlama frekansı, çıkış frekansı ve modülasyon indeksi için sinüsoidal PWM ile uzay vektör PWM tekniklerinin simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda uzay vektör PWM de harmoniklerin daha az ve akım dalga şekillerinin sinüse daha olduğu ortaya çıkmıştır.

Üç seviyeli uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği (SVPWM) için anahtarlama süreleri ve gerilim vektörlerinin seçimi, iki seviyeli inverterde olduğu gibi oldukça kolay bir algoritmayla gerçekleştirilmiştir. Bunun sonucunda kullanılan kolaylıkla gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılabilir.

Daha sonra sabit bir R-L yükü için, değişik çalışma şartlarında üç seviyeli uzay vektör PWM simülasyonu yapılmıştır. Bu simülasyonların sonucunda; modülasyon indeksinin, sinüsoidal PWM'e göre daha büyük değerlere ulaştığı görülmüştür.

Ayrıca modellenen bir asenkron motor yükü için üç seviyeli uzay vektör PWM simülasyonu yapıldı. Bu simülasyonların sonuçlarında uzay vektör PWM tekniği ile daha geniş bir çalışma aralığı elde edildiği görüldü. Bunun yanı sıra modülasyon indeksi ve çıkış frekansının değerinin artmasıyla beraber, motorun sürekli duruma ulaşma süresinin arttığı gözlemlendi. Ayrıca akım dalga şekillerinin oldukça sinüsodiale yakın olduğu gözlemlenmiştir.

Sonuç olarak düşük anahtarlama frekanslarında ve yüksek güç seviyelerinde üç seviyeli uzay vektör PWM inverterin yapılan benzetim sonuçlarıyla gerçek zamanlı olarak kullanılabileceği gösterilmiştir. Ayrıca düşük anahtarlama frekansına rağmen oldukça kaliteli dala şekillerinin elde edilebileceği benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.



KAYNAKLAR

- [1] Bose, B.K, “Modern Power Electronics”, 1983.
- [2] McGrath B.P., Holmes D.G., “A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters” IEEE Trans. Power Electronics,2000
- [3] Tadros, Y., Salama, S., Höf, R. “ Three Level IGBT Inverter”, IEEE Application, 1992.
- [4] Bhagwat P.M., Stefanovic V.R., “Generalized Structure of Multilevel PWM Inverters”, IEEE Trans. Industry Application,Vol. IA-19, No.6, Sayfa 1057-1069, Kasım/Aralık, 1983
- [5] Peng F.Z., J-SLai, “Multilevel Converter - A New Breed of Power Converters” IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 32, No.3, Sayfa 509-517, May./June ,1996.
- [6] Peng F. Z., “ A Generalized Multilevel Inverter Topolojy with Self Voltage Balancing “, IEEE/IAS Annual Meeting, 2000.
- [7] Nabae, A., Takahashi, I., Agaki, H., “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-17, No.5, Sayfa 518-523, Eylül/Ekim, 1981.
- [8] Shen, W.,Maswood, I.Ali,”A novel Medium-voltage Drive System Adopting PWM-SHE Technology”, IEEE Application, 2000.
- [9] Nakazawa, Y., Naitoh, H., “ A new PWM Scheme for NPC Inverters Reduces Waveform Distortion Due to Pulsewidht Limitation and a New Neutral Point Voltage Control”, Electrical Engineering in Japan, Vol. 118, No. 1, 1997.
- [10] Rodriguez, J., Lai, Jih-Sheng, Peng, F. Z., “ Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications “, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002.
- [11] Divan, D., Hochgraf, C., Lasseter, R., Lipo, T.A., “ Comparison of Multilevel Inverters For Static Var Compensation”, IEEE Application, 1994.
- [12] Celenovic, N., ”Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converter”, Doctor of Philosophy, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, September, 2000.
- [13] Lai ,J. S., Peng, F. Z., “ Multilevel Converters – A New Breed of Power Converters “, IEEE Transactions on Industry Applications, Sayfa. 509-517, 1996
- [14] Carrara,G., Gardella, S., Marchesoni, M., Salutari, R., Sciutto, G., “ A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis”, in Proc. IEEE Power Electronic, Sayfa 363-371, Haziran 1990.
- [15] Rodriguez, J., Gonzalez, A., Weinstein, A., “ A Regenerative Cell with Reduced Input Current Harmonics for Multilevel Inverters”, Sayfa. 371-378.
- [16] Tolbert, L. M., Habetler, T. G., “ Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method”, IEEE Annual Meeting, St Louis, Missoouri, Sayfa 1424-1431, Ekim, 1998.

- [17] Kang, Dae-Wook, Lee, Yo-Han, Suh, Bum-Seok, Choi, Chang-Ho, Hyun, Dong-Seok, “ A Carrierwave-Based SVPWM Using Phase-Voltage Redundancies for Multilevel H-Bridge Inverter “
- [18] Patel H. S., Hoft R. G., “Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter: Par I-Harmonic Elimination,” IEEE Transactions on Industry Applications, Sayfa. 310-317, 1973.
- [19] Manjrekar, M., Venkataramanan, G., “Advanced Topologies and Modulation Strategies for Multilevel Inverters”, IEEE Applications, Sayfa. 1013-1018, 1996
- [20] Shrivastava, Y., Lee, C.K., Hui, S.Y.R., Chung, H.S.H, “Comparision of RPWM and PWM Space Vector Switching Schemes for 3-Level Power Inverters”, IEEE Application, Sayfa. 138-145, 2001.
- [21] Lee, Dong-Choon, Lee, G-Myoung, “ A Novel Overmodulation Technique For Space Vector PWM Inverters “, IEEE Application, Sayfa. 1014-1019, 1997.
- [22] Suh Jae-Hyeong, Choi Chang-Ho, Hyun Dong-Seok, “ A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters”, IEEE Applications, 1999.
- [23] Liu, Hyo L., Choi, Nam S., Cho, Gyu H., “ Dsp Based Space Vector PWM for Three-Level Inverter with DC-Link Voltage Balancing”, IEEE Application, 1991.
- [24] Mondal, Subrata K., Pinto, O.P., Bose, Bimal K., “ A Neural-Network-Based Space Vector PWM Controller for a Threel-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive”, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 38, No.3, 2002.

ÖZGEÇMİŞ

1980 yılında Elazığ'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Elazığ'da tamamladı. 1998 yılında girdiği Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2002 yılında mezun oldu.

2002 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans eğitime başladı. 2003 yılında Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümüne araştırma görevlisi olarak atandı. Halen araştırma görevlisi olarak Fırat Üniversitesi'nde çalışmaya devam etmektedir.



EK-1 BENZETİMDE KULLANILAN ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİ

U_N	380 V
I_N	2.7 A
P_N	1.1kW
n_N	1480 d/d
T_N	7,62 Nm
F	50 Hz
P	4
Stator Direnci	7 Ohm
Rotor Direnci (indirgenmiş)	6 Ohm
Stator Kaçak İndüktansı	0.52 mH
Rotor Kaçak İndüktansı (indirgenmiş)	0.52 mH
Ortak İndüktans	0.5 mH
Eylemsizlik Momenti (J)	0.0085 Kgm ²