

150122

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU İLE
ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜ**

150122

Hakan ÇELİK

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2004

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU İLE
ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜ**

Hakan ÇELİK

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez, 28/01/2004 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği /oyçokluğu ile başarılı / ~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM

Üye: **Doç. Dr. Sedat SÜNER**

Üye: **Doç. Dr. Hanifi GÜLDEMİR**

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 20/01/2004 tarih ve 5/4 sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŐEKKÖR

Bu tez çalışmam boyunca, ilgi ve yardımlarını esirgemeyen başta danışman hocam Sayın Prof. Dr. Hasan KÖRÖM'e, Arş. Gör. Mehmet POLAT'a, Arş. Gör. Ayşegöl UÇAR'a, Arş. Gör. Abuzer ÇALIŐKAN'a, Arş. Gör. Tölai AKBEY'e ve diğeri hocalarıma ve arkadaşlarıma en içten teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca bu noktaya gelebilmem için hiçbir fedakarlıktan kaçınmayan ve her zaman desteklerini esirgemeyen aileme sonsuz teşekkürlerimi ve sevgilerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	
İÇİNDEKİLER.....	I
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	IV
ÖZET.....	XII
ABSTRACT.....	XIII

1. GİRİŞ.....	1
1.1. Genel Bir Bakış	1
1.2. Tezin Amacı	2
1.2. Tezin İçeriği	2
2. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (PWM) TEKNİKLERİ	4
2.1. Giriş.....	4
2.2. Gerilim Kaynaklı İnverterler İçin PWM Teknikleri.....	4
2.3. Gerilim Kontrollü PWM.....	4
2.3.1. Sinüsoidal PWM (SPWM)	4
2.3.1.1. Aşırı Modülasyon Bölgesi	7
2.3.1.2. Frekans İlişkisi	8
2.3.2. Değiştirilmiş Sinüsoidal PWM (MSPWM).....	8
2.3.3. Üçüncü Harmonik İlaveli PWM (THIPWM).....	9
2.3.4. Harmonik Eliminasyonlu PWM.....	10
2.3.5. Delta Modülasyonu	11
2.3.6. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	12
2.3.6.1 Eviğe Geç Kapasitesi ve Referans Gerilimin Tanımlanması.....	18
2.3.6.2. Uygulanan Gerilim Vektörünün Sınırı	20
2.3.6.3. Sektörün Belirlenmesi	21
2.4. Akım Kontrollü PWM.....	21
2.4.1. Histerezis-Band PWM.....	21
2.5. Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniklerinin Uygulanması.....	22
2.5.1. Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Uygulanması	22
2.5.2. Düzenli Örneklemeli sinüsoidal PWM'in Uygulanması	24
2.5.2.1. Simetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Uygulanması	24
2.5.2.2. Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Uygulanması	26

2.5.3.	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonunun Uygulanması	27
3.	DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU TEKNİKLERİNİN SİMULİNK BENZETİMİ.....	30
3.1.	Giriş	30
3.2.	Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Simulink Benzetimi.....	30
3.2.1	Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM Tekniğinde Anahtarlama Frekansı f_s ve Modülasyon İndeksi M_a 'nın Farklı Değerleri İçin Elde Edilen Sonuçlar	31
3.3.	Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Simulink Benzetimi.....	36
3.3.1.	Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Simulink Benzetimi.....	36
3.3.1.1.	Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM Tekniğinde Anahtarlama Frekansı f_s ve Modülasyon İndeksi M_a 'nın Farklı Değerleri İçin elde Edilen Sonuçlar	38
3.4.	Uzay Vektör PWM'in Simulink Benzetimi.....	43
3.4.1.	Uzay Vektör PWM'in Anahtarlama Frekansı f_s ve Modülasyon İndeksi M_a 'nın Farklı Değerleri İçin Elde Edilen Sonuçlar	44
3.5.	Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniklerinin Harmonik Analizi	49
3.5.1.	Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Harmonik Analizi.....	50
3.5.2.	Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Harmonik Analizi.....	56
3.5.2.1.	Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Harmonik Analizi.....	56
3.5.3.	Uzay Vektör PWM'in Harmonik Analizi.....	62
3.6.	Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	68
4.	ASENKRON MOTORUN SİMULİNK BENZETİMİ.....	70
4.1.	Giriş.....	70
4.2.	Asenkron Motorun Yüklü ve Yüksüz Olarak Çalışması Durumunda Elde Edilen Simülasyon Sonuçları.....	71
5.	ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN V/f HIZ KONTROLÜNÜN SİMULİNK BENZETİMİ	74
5.1.	Giriş	74
5.2.	Açık Çevrim V/f Hız Kontrolü.....	74
5.2.1.	Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Açık Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi	74
5.2.2.	Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeç ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Açık Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi	79

5.2.2.1. Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Açık Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi	79
5.2.3. Uzay Vektör PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Açık Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi.....	82
5.3. Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolü	87
5.3.1. Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi.....	87
5.3.2. Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeç ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi.....	93
5.3.2.1. Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi...	93
5.3.3. Uzay Vektör PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi	98
5.4. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	103
6. PRATİK ÇALIŞMA.....	105
6.1. Giriş.....	105
6.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Kontrol Edilen Gerilim Kaynaklı Evirgeç Prototipi.....	105
6.3. Pratik Çalışma İçin Yapılan Simülasyon Sonuçları	107
6.4. Pratik Çalışma ve Simülasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	108
7. SONUÇLAR.....	109
KAYNAKLAR.....	111
ÖZGEÇMİŞ	112
EKLER	
EK-1. BENZETİMDE KULLANILAN ASENKRON MOTORUN PARAMETRELERİ	
EK-2. HIZ KONTROLÖRÜ	
EK-3. KOORDİNAT DÖNÜŞÜMÜ	

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Sinüsoidal PWM (SPWM)'in prensip şeması.....	5
Şekil 2.2.	PWM dalga şeklinin harmonik spektrumu	6
Şekil 2.3.	Aşırı modülasyon bölgesindeki dalga şekilleri	7
Şekil 2.4.	SPWM'in aşırı modülasyon bölgesindeki çıkış transfer karakteristikleri.....	7
Şekil 2.5.	a) Değiştirilmiş sinüsoidal PWM (MSPWM)'in genel prensip şeması	9
	b) PWM çıkış sinyali	9
Şekil 2.6.	a) 3. Harmonik ilaveli PWM (THIPWM)'in genel prensip şeması	9
	b) PWM çıkış sinyali	9
Şekil 2.7.	Harmonik eliminasyon seçimi için faz gerilimi	10
Şekil 2.8.	Delta modülasyonu prensip şeması	11
Şekil 2.9.	Bir evirgeçte mümkün olan 8 çalışma durumu	13
Şekil 2.10.	a) V1 durumu için inverter anahtarlarının konumu.....	14
	b) Durağan referans çatıdaki inverter durumlarının ifadesi	14
Şekil 2.11.	Bölge 1'de bulunan referans vektör için PWM çıkış sinyalleri	16
Şekil 2.12.	Bölgelere göre evirgeç kutup gerilimi	17
Şekil 2.13.	Altı adımlı çalışma için temel bileşen gerilimi ve inverter faz gerilimi.....	18
Şekil 2.14.	Histerezis bant PWM'in prensip şeması	22
Şekil 2.15.	Üç fazlı doğal örneklemeli PWM işaretlerinin uygulanması	23
Şekil 2.16.	Üç fazlı referans dalga, taşıyıcı dalga ve evirgeç kutup gerilimi şekilleri	23
Şekil 2.17.	Evirgeç hat gerilim ve faz-nötr gerilimi dalga şekilleri	24
Şekil 2.18.	Simetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM	25
Şekil 2.19.	a) Simetrik PWM'in gerçekleştirilmesi	26
	b) Asimetrik PWM'in gerçekleştirilmesi	26
Şekil 2.20.	Asimetrik düzenli örneklemeli PWM	27
Şekil 2.21.	a) Büyük PWM işaretinin üretilmesi	28
	b) Küçük PWM işaretinin üretilmesi	28
Şekil 2.22.	a) Tek orta PWM işaretinin üretilmesi.....	29
	b) Çift orta PWM işaretinin üretilmesi	29
Şekil 3.1.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM'in simulink modeli.....	30
Şekil 3.2.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga, inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri.....	32
Şekil 3.3.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda üç faz çıkış akımı dalga şekilleri.....	32

Şekil 3.4.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans ve inverter kutup gerimi V_{a0} dalga şekilleri.....	32
Şekil 3.5.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri.....	33
Şekil 3.6.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga şekilleri	33
Şekil 3.7.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} , inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri	34
Şekil 3.8.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans, inverter kutup gerilim V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri	35
Şekil 3.9.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda üç faz çıkış akımı dalga şekilleri.....	36
Şekil 3.10.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM'in simulink modeli.....	37
Şekil 3.11.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga, inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri	38
Şekil 3.12.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda üç faz çıkış akımı dalga şekilleri.....	39
Şekil 3.13.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga ve inverter kutup gerilimi V_{a0} dalga şekilleri	39
Şekil 3.14.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri.....	40
Şekil 3.15.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga şekli.....	40
Şekil 3.16.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} , inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri	41
Şekil 3.17.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga, inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri	42
Şekil 3.18.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda üç faz çıkış akımı dalga şekilleri	43

Şekil 3.19.	Uzay vektör PWM'in simulink modeli	43
Şekil 3.20.	Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri	44
Şekil 3.21.	Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda üç faz çıkış akım ve çıkış temel gerilim bileşeninin dalga şekilleri.....	45
Şekil 3.22.	Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} dalga şekli	45
Şekil 3.23.	Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} , üç faz çıkış akım ve çıkış temel gerilim bileşeninin dalga şekilleri..	46
Şekil 3.24.	Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} , inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri	47
Şekil 3.25.	Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması çıkış temel gerilim bileşeninin dalga şekli	48
Şekil 3.26.	Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri	48
Şekil 3.27.	Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} , üç faz çıkış akım ve çıkış temel gerilim bileşeninin dalga şekilleri..	49
Şekil 3.28.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi.....	50
Şekil 3.29.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi.....	50
Şekil 3.30.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	51
Şekil 3.31.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	51
Şekil 3.32.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi.....	52
Şekil 3.33.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	52
Şekil 3.34.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi.....	53
Şekil 3.35.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	53
Şekil 3.36.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi.....	54

Şekil 3.37. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi.....	54
Şekil 3.38. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi.....	55
Şekil 3.39. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	55
Şekil 3.40. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	56
Şekil 3.41. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	56
Şekil 3.42. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	57
Şekil 3.43. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	57
Şekil 3.44. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	58
Şekil 3.45. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	58
Şekil 3.46. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	59
Şekil 3.47. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	59
Şekil 3.48. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	60
Şekil 3.49. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	60
Şekil 3.50. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi.....	61
Şekil 3.51. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi.....	61
Şekil 3.52. Uzak vektör PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	62
Şekil 3.53. Uzak vektör PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	62

Şekil 3.54. Uzay vektör PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	63
Şekil 3.55. Uzay vektör PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	63
Şekil 3.56. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	64
Şekil 3.57. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	64
Şekil 3.58. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	65
Şekil 3.59. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	65
Şekil 3.60. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	66
Şekil 3.61. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	66
Şekil 3.62. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi	67
Şekil 3.63. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi	67
Şekil 4.1. Asenkron motorun simulink modeli	70
Şekil 4.2. $T_y=0$ Nm için asenkron motorun hız eğrisi	71
Şekil 4.3. $T_y=0$ Nm için asenkron motorun moment eğrisi	71
Şekil 4.4. $T_y=0$ Nm için asenkron motorun stator a fazı akımı	72
Şekil 4.5. $T_y=0$ Nm için asenkron motorun geçici rejimden sürekli rejime geçtiği zaman aralığı için stator a fazı akımı	72
Şekil 4.6. $T_y=20$ Nm için asenkron motorun hız eğrisi	72
Şekil 4.7. $T_y=20$ Nm için asenkron motorun moment eğrisi	73
Şekil 4.8. $T_y=20$ Nm için asenkron motorun a fazı stator akımı	73
Şekil 4.9. $T_y=20$ Nm için asenkron motorun geçici rejimden sürekli rejime geçtiği zaman aralığı için stator a fazı akımı	73
Şekil 5.1. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrollü evirgeç ile açık çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli	75
Şekil 5.2. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans sinüsoidal gerilim dalga şekli	75

Şekil 5.3.	Doğal örneklemeli PWM sinüsoidal için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri	76
Şekil 5.4.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	77
Şekil 5.5.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans sinüsoidal gerilim ve referans-gerçek hız dalga şekilleri	77
Şekil 5.6.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri	78
Şekil 5.7.	Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	78
Şekil 5.8.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli	79
Şekil 5.9.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri.....	80
Şekil 5.10.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri	81
Şekil 5.11.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama referans-gerçek hız ve motor momenti dalga şekilleri.....	81
Şekil 5.12.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri.....	82
Şekil 5.13.	Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	82
Şekil 5.14.	Uzay vektör PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli	83
Şekil 5.15.	Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim, referans-gerçek hız dalga şekilleri	84
Şekil 5.16.	Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri	85
Şekil 5.17.	Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	85
Şekil 5.18.	Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim dalga şekli	86

Şekil 5.19. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti dalga şekilleri	.86
Şekil 5.20. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti ve üç faz akım dalga şekilleri.....	.87
Şekil 5.21. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	.87
Şekil 5.22. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli.....	.89
Şekil 5.23. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim, referans-gerçek hız dalga şekilleri	.90
Şekil 5.24. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında motor momenti dalga şekilleri	.90
Şekil 5.25. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri.....	.91
Şekil 5.26. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	.91
Şekil 5.27. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim dalga şekli	.91
Şekil 5.28. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız ve motor momenti dalga şekilleri	.92
Şekil 5.29. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında üç faz akım dalga şekilleri	.92
Şekil 5.30. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	.93
Şekil 5.31. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli	.94
Şekil 5.32. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti dalga şekilleri	.95
Şekil 5.33. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri	.96
Şekil 5.34. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	.96

Şekil 5.35. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama referans-gerçek hız dalga şekilleri	96
Şekil 5.36. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri dalga şekilleri.....	97
Şekil 5.37. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	97
Şekil 5.38. Uzay vektör PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli	99
Şekil 5.39. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim, referans-gerçek hız ve motor momenti dalga şekilleri.....	100
Şekil 5.40. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri	101
Şekil 5.41. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri.....	101
Şekil 5.42. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim dalga şekli	101
Şekil 5.43. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti ve üç faz akım dalga şekilleri.....	102
Şekil 5.44. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri	103
Şekil 6.1. Uzay Vektör Darbe genişlik Modülasyonu ile Kontrol Edilen Evirgeç Prototipi ..	105
Şekil 6.2. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kontrollü evirgeç prototipinin $M_a=0.75$ ve $f_s=2$ kHz için evirgeç kutup gelimi V_{a0} ve hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri	106
Şekil 6.3. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kontrollü evirgeç prototipinin $M_a=0.75$ ve $f_s=2$ kHz için a fazı çıkış akımı dalga şekli.....	107
Şekil 6.4. Uzay Vektör Darbe genişlik modülasyonu için $f_s=2$ kHz ve $M_a=0.75$ için evirgeç kutup gerilimi V_{a0} dalga şekli.....	107
Şekil 6.5. Uzay Vektör Darbe genişlik modülasyonu için $f_s=2$ kHz ve $M_a=0.75$ için evirgeç hat gerilimi V_{ab} ve a fazı çıkış akımı dalga şekilleri.....	108

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU İLE ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜ

Hakan ÇELİK

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği
2004, Sayfa: 112

Son yıllarda güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojilerindeki büyük gelişmeler ile birlikte, elektrik motorlarının kontrolünde kullanılan evirgeç tipi DC-link çeviricilerde büyük ilerlemeler sağlanmıştır. Bu ilerlemelere bağlı olarak asenkron motorların hız ve moment kontrolü daha kolay bir şekilde yapılabilmektedir.

Evirgeç tipi DC-link çeviricilerde kullanılan darbe genişlik modülasyonu teknikleri evirgecin çıkış performansını doğrudan etkilemektedir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniklerinde en çok bilinen ve endüstride yaygın bir şekilde kullanılan sinüsoidal PWM tekniğidir. Sinüsoidal PWM, bir referans sinüsoidal dalga ile taşıyıcı dalganın karşılaştırılması temeline dayanır. Mikroişlemcilerde bu karşılaştırma işleminin gerçek zamanlı olarak yapılması mümkün değildir. Bu problem referans sinüsoidal dalganın düzenli olarak örneklenmesiyle ortadan kaldırılabilir. Sinüsoidal PWM’de lineer modülasyon bölgesi için çıkış geriliminin DC-link geriliminden büyük olamaması durumu, bu modülasyon tekniğine alternatif bir modülasyon tekniğinin oluşmasını sağlamıştır. Bu modülasyon tekniği uzay vektör PWM tekniği olarak bilinir. Uzay vektör PWM tekniğinde çıkış gerilimi istenilen yüksek değerlere çıkabilmekte ve dijital olarak gerçekleştirilebilmektedir. Uygulaması kolay, fakat PWM işaretlerini üretmek için gerekli olan sürelerin hesaplanması karmaşık işlemler gerektirmektedir. Bu karmaşık işlemler son yıllarda mikroişlemci teknolojisindeki ilerlemeler ile birlikte kolayca çözülebilmektedir.

Bu tez çalışmasında, modülasyon tekniklerinin Matlab/Simulink ortamında benzetimleri yapılarak, kapsamlı bir şekilde karşılaştırılması yapılmıştır. Ayrıca gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun V/f hız kontrolü yapılarak, uzay vektör PWM’in gerçek bir sistem üzerinde diğer modülasyon tekniklerine göre üstünlükleri gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Üç fazlı asenkron motor, Uzay vektör PWM, V/f hız kontrolü, Simulink.

ABSTRACT

Master Thesis

SPEED CONTROL OF THREE PHASE INDUCTION MOTORS USING SPACE VECTOR PWM TECHNIQUE

Hakan ÇELİK

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric and Electronics Engineering
2004, Pages: 112

Recently, it has been obtained much development in DC-link inverter used in the speed control of electric motors with the improvements in both power electronics and microprocessor technologies. Depending upon the development the speed and torque control of the induction motors could have done in an easier way.

The Pulse Width Modulation (PWM) techniques used in DC-link inverter affect directly the output performance of the inverter. The most well known of the PWM techniques used in industry is the sinusoidal PWM technique. The technique is based upon comparing the reference sinusoidal wave with a carrier wave. In microprocessors, the comparing process is not possible to realize in real time. In order to get rid of this problem, the reference sinusoidal wave is sampled in a regular way. In the sinusoidal PWM, the case in which the output voltage for linear modulation region is not bigger than the DC-link voltage reveals an alternative modulation technique to this modulation technique. This modulation technique is known as the space vector PWM (SVPWM). In SVPWM technique, the output voltage is able to ascend to the desired high values and it can be realized digitally. Hence it can be applied easily in industry. However computing for the required durations to provide PWM signals is made with complex processes. The complex processes have been worked out easily thanks to the recent improvements in both power electronics and microprocessor technologies.

In this thesis, the modulation techniques have been simulated in the Matlab/Simulink environment and compared with the other techniques in detail. In addition, by making V/f speed control of three-phase induction motor supplied by the voltage source inverter it has been demonstrated that the SVM techniques have superior advantages to the others.

Keywords: Three-phase induction motor, space vector PWM, V/f speed control, Simulink.

1.GİRİŞ

1.1. Genel Bir Bakış

Değişken hızlı sürücü sistemlerde daha önceleri DC makinalar hız kontrolünün kolay olması nedeniyle yaygın bir şekilde kullanılmıştır. DC makina bu avantajlarının yanında pahalı olması, bakım gerektirmesi, tozlu ve nemli ortamlarda çalıştırılmaması vb. dezavantajlarına sahiptir. AC makinalar ise daha ucuz ve sağlam olmalarına rağmen hız kontrolündeki zorluklar nedeniyle bu dönemde çok fazla kullanılmamıştır. AC makinalar için ilk olarak skalar hız kontrol yöntemleri uygulanmıştır (V/f). Fakat bu yöntemlerde DC makinadaki kontrol performansı elde edilememiştir. Bu durum vektör kontrol yönteminin bulunup, hızlı işlemci ve güç elektroniği elemanları ile uygulanmasına kadar sürmüştür. Vektör kontrol tekniğinde motor momenti DC makinadaki gibi iki ayrı bileşenle kolay bir şekilde kontrol edilmektedir. AC makinalar içerisinde endüstride en yaygın kullanılanı sincap kafesli asenkron makinalardır. Bunun sebebi ucuz olmaları, bakım gerektirmemeleri ve verimlilikleridir. [1]

Evirgeç tipi DC-link çeviricilerde bahsedilen bu kontrol yöntemlerinin yanı sıra, kullanılan darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği de sürücü performansını doğrudan etkilemektedir. Darbe genişlik modülasyonu tekniklerinde en iyi bilinen ve endüstride yaygın bir şekilde kullanılanı sinüsoidal darbe genişlik modülasyonudur. Bu darbe genişlik modülasyonu tekniği referans sinüsoidal dalga ile taşıyıcı dalganın karşılaştırılması temeline dayanır. Bu karşılaştırma işleminin mikroişlemcilerde doğal örneklemeli olarak gerçekleştirilmesi mümkün değildir. Bu problem referans sinüsoidal dalganın düzenli olarak örneklenmesiyle ortadan kaldırılabilir. Referans sinüsoidal dalganın her bir anahtarlama periyodunda örneklenmesi durumu “Simetrik Düzenli Örneklem”, her bir anahtarlama periyodunun yarısında örneklenmesi durumu ise “Asimetrik Düzenli Örneklem” olarak bilinir. Bu düzenli örneklemeye birlikte sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) mikroişlemcilerde gerçekleştirilebilmektedir. Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu tekniğinin dezavantajı çıkış geriliminin belirli değerlerde sınırlı kalmasıdır. Bu dezavantaj son yıllarda kullanılmaya başlanan uzay vektör PWM tekniği ile ortadan kaldırılabilir. [2],[3]

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu genel olarak bir inverterde mümkün olan herbir durumun, bir ayrık uzay vektörü olarak tanımlanması temeline dayanır. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) ile herbir anahtarlama periyodunda, ω açısal hızıyla dönen referans vektör bitişik iki sıfır olmayan vektör ve iki sıfır vektörü arasında yapılan anahtarlama ile yaklaşık olarak ifade edilir. Referans vektörün bulunduğu sektör belirlendikten sonra, bu sektöre ilişkin PWM işaretleri üretilir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda çıkış gerilimi DC-link geriliminden daha yüksek değerlerde ayarlanmakta ve dijital olarak

gerçekleştirilebilmektedir. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonunun uygulaması kolay, fakat PWM işaretlerini üretmek için gereken sürelerin hesaplanması karmaşık denklemler içermektedir. Bu karmaşık denklemler mikroişlemci teknolojisindeki ilerlemelerle birlikte kolayca hesaplanabilmektedir.[2]

1.2. Tezin Amacı

Bu tezin amacı, evirgeç tipi sürücülerde kullanılan darbe genişlik modülasyonu teknikleri hakkında genel bir bilgi vererek, yaygın bir şekilde kullanılan sinüsoidal PWM tekniği ile son yıllarda kullanılan uzak vektör PWM tekniğini karşılaştırmaktır.

Bunun için sinüsoidal PWM ve uzak vektör PWM tekniklerinin Matlab/Simulink benzetimleri yapılmıştır. Bu benzetim sonuçları ile çıkış gerilimlerinin harmonik analizleri yapılarak sonuçlar karşılaştırılmıştır. Daha sonra bu darbe genişlik modülasyonu teknikleri ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun V/f hız kontrolü yapılarak, darbe genişlik modülasyonu tekniklerinin bir üç fazlı asenkron motor sürücü sistem üzerindeki etkilerini incelemek amaçlanmıştır.

Son olarak PIC 16F877 mikrokontrol ile uzak vektör PWM için bir uygulama yapılarak deneysel sonuçlar alınmıştır. Bu uygulamadaki amaç uzak vektör PWM'in üç fazlı olarak, mikroişlemcilerde sinüsoidal PWM'e göre daha kolay gerçekleştirilebileceğini göstermektir.

1.3. Tezin İçeriği

Tezde ilk olarak değişken hızlı sürücülere ve darbe genişlik modülasyonu tekniklerine genel bir bakış yapılmıştır.

İkinci bölümde darbe genişlik modülasyonu teknikleri sınıflandırılmış ve darbe genişlik modülasyonu hakkında genel bilgiler verilmiştir. Tezin esas amacını oluşturan sinüsoidal PWM ile uzak vektör PWM teknikleri karşılaştırılmıştır.

Üçüncü bölümde darbe genişlik modülasyonu tekniklerinden, sinüsoidal PWM ve uzak vektör PWM tekniklerinin Matlab/Simulink benzetimleri yapılarak karşılaştırılmıştır. Daha sonra bu benzetim sonuçlarına göre harmonik analizi yapılmıştır.

Dördüncü bölümde üç fazlı asenkron motorun, EK-3'de verilen d-q eksenindeki dinamik modelinin Matlab/Simulink benzetimi yapılmıştır.

Beşinci bölümde üçüncü ve dördüncü bölümde elde edilen benzetimlerden faydalanılarak gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim ve kapalı çevrim V/f hız kontrolünün Matlab/Simulink benzetimleri yapılarak, sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Altıncı bölümde PIC16F877 mikrokontrolör, DG411DJ analog anahtar entegresi ve 4049 lojik NOT bağlacı entegreleriyle uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniği ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeç prototipi yapılmıştır. Bu evirgeç prototipi ile üç fazlı R-L yükü beslenerek akım ve gerilim dalga şekilleri osiloskoptan datalar alınarak çizdirilmiştir. Daha sonra pratik devre değerleri için simülasyon yapılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Son bölümde ise benzetim, pratik devre ve harmonik sonuçlarına göre darbe genişlik modülasyonu teknikleri ayrıntılı olarak karşılaştırılmış ve uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinin, geleneksel Sinüsoidal PWM yöntemine oldukça iyi bir alternatif olduğu vurgulanmıştır. Ayrıca bu tezin devamı olarak yapılabilecek çalışmalara değinilmiştir.



2. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (PWM) TEKNİKLERİ

2.1. Giriş

Bu bölümde gerilim kaynaklı inverterler için darbe genişlik modülasyonu (PWM) teknikleri ele alınmıştır. PWM teknikleri alt başlıklar altında ele alınarak, ayrıntılı olarak incelenmiştir.

2.2. Gerilim Kaynaklı İnverterler İçin PWM Teknikleri

Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) teknikleri son yıllarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Darbe genişlik modülasyonunda çıkış geriliminin genliğinin ve frekansının kontrol edilmesi amaçlanmaktadır. Ayrıca çıkış geriliminin harmonik içeriği de kontrol edilerek gerilim kaynaklı evirgece bağlanan yükün akım dalga şekli harmonik açısından kontrol edilebilir. [3], [4]

Gerilim kaynaklı evirgeçlerde kullanılan PWM teknikleri gerilim kontrollü ve akım kontrollü olarak ikiye ayrılır.

2.3. Gerilim Kontrollü PWM

Bu gruptaki PWM tekniklerinde inverterin DC link geriliminin sabit olduğu ve dalgalanmanın olmadığı kabul edilir. Bu kabul ile inverterin çıkışında özel bir durum (Örneğin yüksek temel bileşen gerilimi ve diğer yakın harmoniklerin elemine edilmesi gibi) elde etmek için bir PWM dalgası üretilir.

Bu gruptaki başlıca PWM teknikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

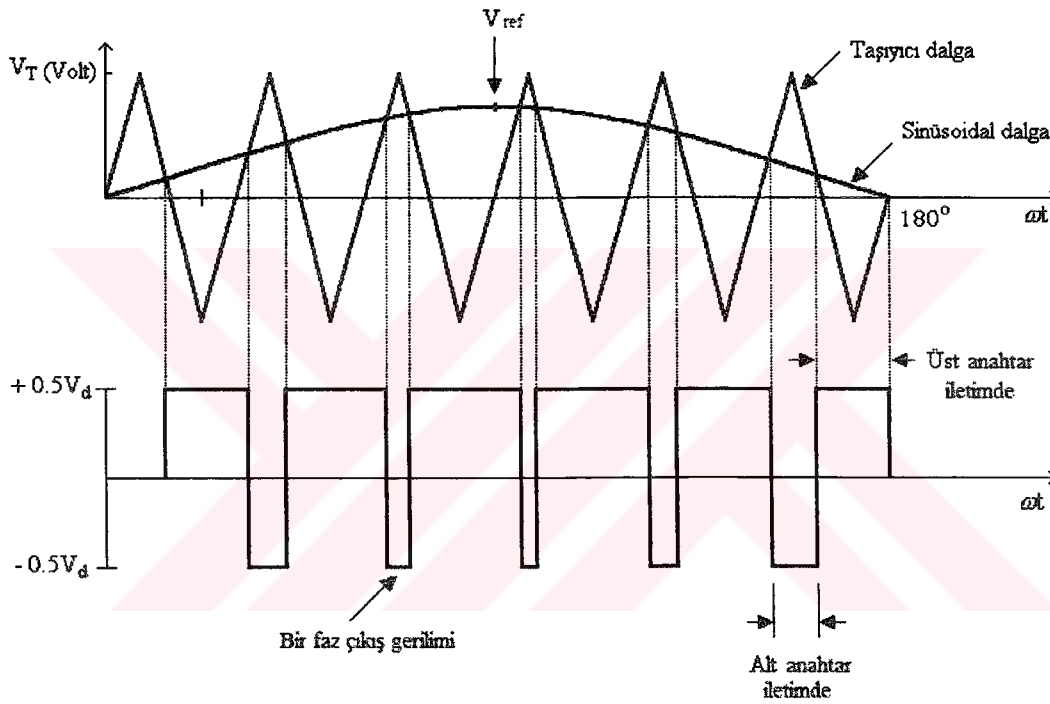
- Sinüsoidal PWM (SPWM)
- Değiştirilmiş Sinüsoidal PWM (MSPWM)
- Üçüncü harmonik ilaveli PWM (THIPWM)
- Harmonik Eliminasyonlu PWM (SHEPWM)
- Delta Modülasyonu
- Uzay vektör PWM (SVPWM)

2.3.1. Sinüsoidal PWM (SPWM)

Bu PWM metodu en temel ve en iyi bilinen metoddur. Sinüsoidal PWM metodunda Şekil 2.1’de gösterildiği gibi bir referans sinüsoidal dalga yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalgayı modüle etmek için kullanılmaktadır. Referans sinüsoidal dalga ile taşıyıcı üçgen dalga

karşılaştırılarak anahtarlar için anahtarlama süreleri belirlenir. Üç fazlı evirgeçlerde her bir faz için aynı taşıyıcı üçgen dalga kullanılır. Şekil 2.1’de gösterildiği gibi referans sinüsoidal dalga taşıyıcı üçgen dalgadan büyük olduğu durumda evirgecin bir kolundaki üst anahtar ilettime geçer, bunun tersi durumlarda ise alt anahtar ilettime geçmektedir. Alt ve üst anahtarların ilettime ve kesime girdikleri anda kısa devre durumlarını önlemek için anahtarlama anlarında bir ölü zaman bölgesi bırakılmalıdır, bu durum Şekil 2.1’de ihmal edilmiştir. [3],[5]

Bu methoda modülasyon genliği ve frekansı, çıkış geriliminin genliğinin ve frekansının ayarlanması için değiştirilmektedir. Böylece değişken gerilim değişken frekans (VVVF)’a sahip bir sürücü sistem elde edilebilir.



Şekil 2.1. Sinüsoidal PWM (SPWM)’in prensip şeması

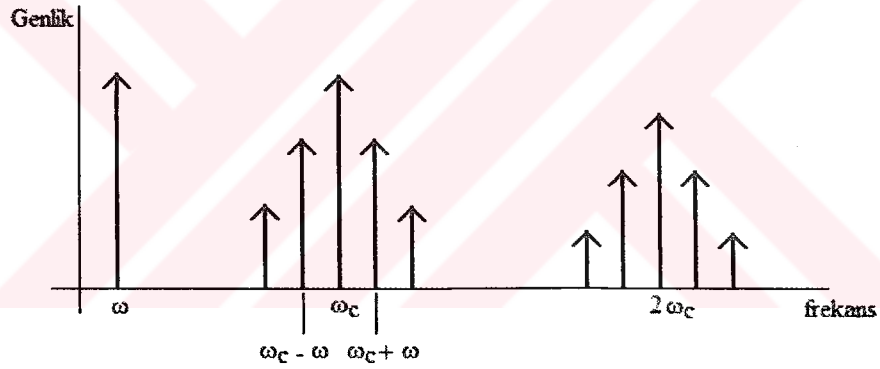
Sinüsoidal PWM’de referans sinüsoidal dalga, taşıyıcı dalga ile karşılaştırılmadan önce örneklendiği “düzenli (Tek biçimli) örnekleme” teknikleri mevcuttur. Referans sinüsoidal dalganın her bir anahtarlama periyodu (Taşıyıcı dalga periyodu)’nda yapılması durumu “simetrik düzenli örnekleme” ve her anahtarlama periyodunun yarısında yapılması durumu ise “asimetrik düzenli düzenleme” olarak isimlendirilir. Referans sinüsoidal dalganın taşıyıcı dalganın genliğine oranı modülasyon indeksi (m_a) olarak tanımlanmaktadır ve m_a ’nın değeri lineer bölge için 0 ile 1 arasında değişmektedir.[5],[6]

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_t} \quad (2.1)$$

Burada V_{ref} referans sinüsoidal dalganın tepe değeri, V_t ise taşıyıcı üçgen dalganın tepe değeridir. Evirgeç kutup gerilimi V_{a0} 'ın fourier analizi denklem 2.2'deki gibi ifade edilmektedir.

$$V_{a0} = 0.5m_a V_d \sin(\omega t) + M\omega_c \pm N\omega \quad (2.2)$$

Denklem 2.2'de $M\omega_c \pm N\omega$ ifadesi V_{a0} 'ın modülasyon frekanslı (ω) yan bantlara sahip taşıyıcı frekanslı (ω_c) harmonikler içerdiğini göstermektedir. Burada M, N tamsayı ve toplamı her zaman tek sayıdır. Ayrıca temel bileşen (V_{a0} 'ın birinci harmonik bileşeni) genliğinin $0.5m_a V_d$ olduğu görülmektedir. Bu durum lineer modülasyon için temel bileşenin genliğinin modülasyon indeksi m_a ile lineer olarak değiştiğini göstermektedir. Bu durumda $m_a=1$ alındığında temel bileşen geriliminin genliği $V_d/2$ olur. Altı adımlı evirgeç için temel bileşen geriliminin tepe değerinin $(4V_d/2\pi)$ olduğu bilinmektedir.

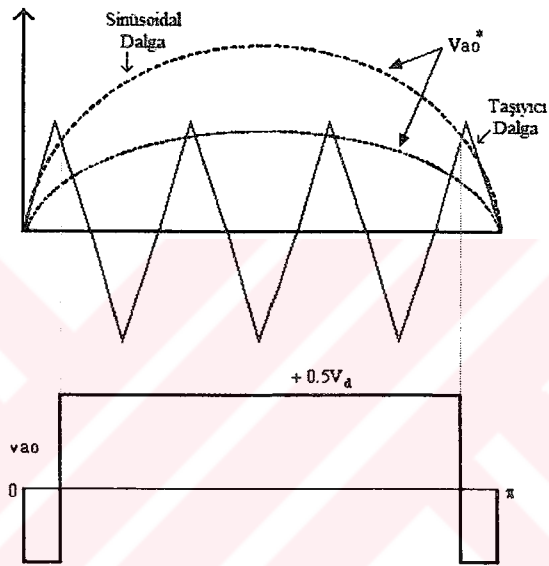


Şekil 2.2. PWM dalga şeklinin harmonik spektrumu

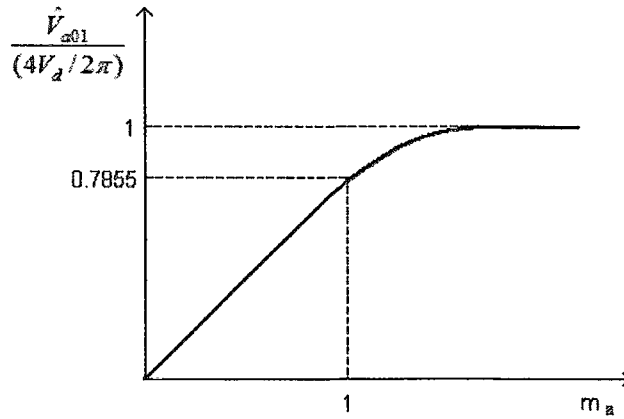
Bu iki değer oranlandığında altı adımlı inverter için temel bileşen geriliminin sinüsoidal PWM'de elde edilecek gerilimden 1.27 kat daha büyük olduğu görülmektedir. Fakat altı adımlı çalışmada V_{a0} gerilimi tam bir kare dalga olduğundan harmonik içerik bakımından çok fazla yakın harmonik içermektedir. [5],[6]

2.3.1.1. Aşırı Modülasyon Bölgesi

Sinüsoidal PWM için aşırı modülasyon bölgesi referans sinüsoidal dalganın tepe değerinin taşıyıcı üçgen dalganın tepe değerini aşmasıdır. Bu durumda modülasyon indeksi m_a 1'den büyüktür. V_{a0} dalgasının temel bileşeninin değeri lineer bölgedeki gibi m_a ile doğrusal olarak değişmemektedir. Ayrıca V_{a0} geriliminin harmonik içeriği incelendiğinde lineer modülasyon bölgesinde bulunmayan bazı yakın harmonikler tekrar ortaya çıkmaktadır. Şekil 2.3'de aşırı modülasyon bölgesi için referans sinüsoidal dalga ile taşıyıcı üçgen dalga ve V_{a0} gerilimi gösterilmektedir.



Şekil 2.3. Aşırı modülasyon bölgesindeki dalga şekilleri



Şekil 2.4. SPWM'in aşırı modülasyon bölgesindeki çıkış transfer karakteristikleri

Şekil 2.4’de ise modülasyon indeksi m_a ile V_{a0} ’ın temel bileşeni olarak ifade edilen $\hat{V}_{a01}$ ’in altı adımlı evirgeçteki temel bileşen genliği olan $4V_d/2\pi$ ’ye oranının değişimi gösterilmektedir. Bu şekil incelendiğinde m_a ’nın 1 den küçük olduğu durum için bu oranın doğrusal olarak arttığı ve $m_a=1$ için 0.7855 olduğu m_a ’nın artması ile 1’e eşit olduktan sonra sabit olduğu görülmektedir. Bu oran 1’e eşit olduktan sonra aşırı modülasyon bölgesinde sinüsoidal PWM altı adımlı evirgeçte olduğu gibi sabit kare dalgaya dönüşmektedir. [5],[6],[7]

2.3.1.2. Frekans İlişkisi

Sinüsoidal PWM’de, taşıyıcı üçgen dalganın frekansının referans sinüsoidal dalganın frekansına oranı olan m_f olarak tanımlanmaktadır. m_f ’in değerinin tamsayı olması durumu referans sinüsoidal dalganın taşıyıcı üçgen dalga ile senkron olması durumunu ifade etmektedir. Değişken hız uygulamalarında sinüsoidal dalganın frekansı değişir ve taşıyıcı dalganın frekansı sabit olduğundan m_f ’in değeri tamsayı olmayabilir. Bu durumda çıkış geriliminde bir DC bileşen oluşacaktır ve bu bileşen çıkışın harmonik içeriğini bozacaktır.

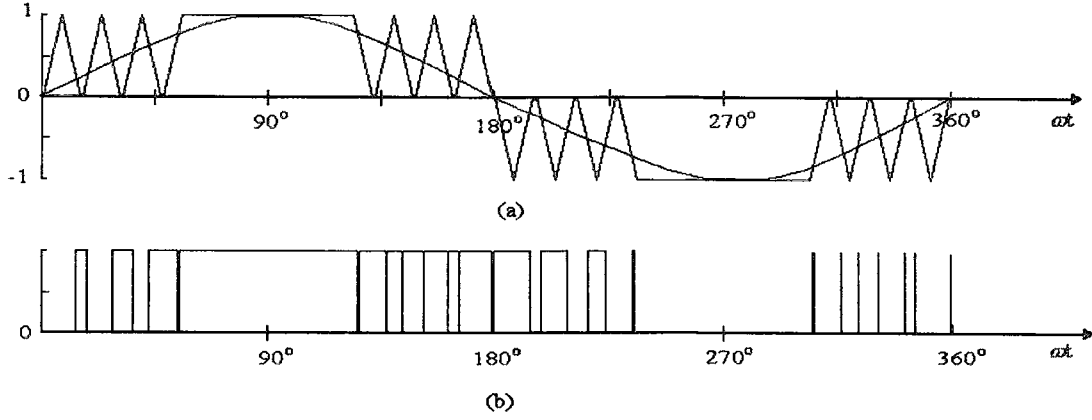
$$m_f = \frac{f_c}{f} \quad (2.3)$$

Burada, m_f ’nin değerinin seçimi çıkışın harmonik içeriği açısından önemlidir. m_f ’nin 3’ün katı olması durumu fazlar arası gerilimde baskın olan harmoniklerin elemine edilmesini sağlar. Çünkü faz geriliminde 3 ve 3’ün katı olan harmonikler, aynı fazda olacağından fazlar arası gerilimde gözükmezler. Şekil 2.2’de sinüsoidal PWM için ω_c frekansında ve ω frekanslı yan bantlara sahip harmoniklerin genliğinin büyük olacağı görülmektedir. Dolayısıyla ω_c frekansı ne kadar büyük olursa büyük genlikli harmonikler o kadar uzakta olacak ve evirgeç çıkışına bağlanacak makinenin indüktansı, akımı o derece iyi filtre ederek tam bir sinüse yaklaştıracaktır. ω_c frekansının büyük seçilmesi bu avantajın yanında evirgeçteki anahtarlama kayıplarını artırır. Dolayısıyla, f_c frekansının seçimi bu iki kritere göre yapılmalıdır. [5],[6]

2.3.2. Değiştirilmiş Sinüsoidal PWM (MSPWM)

Lineer modülasyon bölgesinde modülasyon indeksinin büyük değerleri için referans sinüsoidal dalganın tepesine yakın olan anahtarlama çok küçük olur. Bu durum yüksek anahtarlama kayıplarına neden olur. Bu problemi çözmek için, değiştirilmiş sinüsoidal PWM (MSPWM) metodu kullanılmaktadır. Bu yöntemde referans sinüsoidal dalga şekli değiştirilmemekle birlikte taşıyıcı dalga 60° ile 120° arasında ve 240° ile 300° arasında tepe

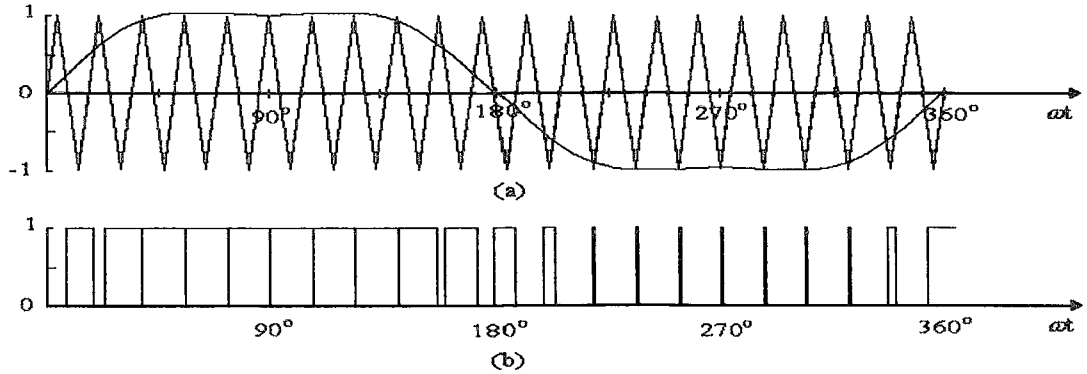
değerinde sabit tutulur. Bu durumda gate sinyalinde bu süreler arasında uzun bir darbe oluşacaktır. Bu tekniğin dezavantajı, sinüsoidal PWM’de lineer modülasyon bölgesinde çıkış geriliminde bulunmayan üçüncü harmonik bileşenin bulunmasıdır. Ayrıca, uygulaması karmaşık bir kontrole gerek duymaktadır. [3],[7]



Şekil 2.5. a) Değiştirilmiş sinüsoidal PWM (MSPWM)’in genel prensip şeması
b) Gate sinyali [3]

2.3.3. Üçüncü Harmonik İlaveli PWM (THIPWM)

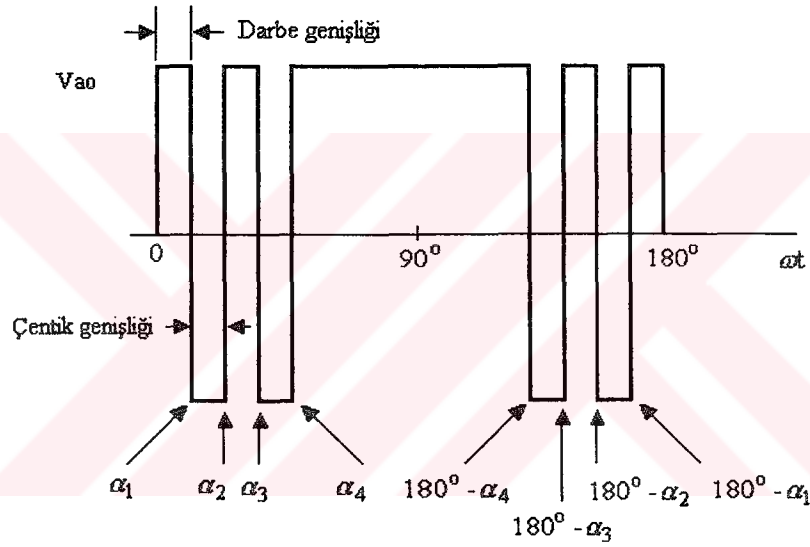
Bu yöntemde, referans sinüsoidal dalgaya temel bileşenin %17’si olan bir 3.harmonik bileşen ilave edilmiştir. Şekil 2.6’da görüldüğü gibi referans sinüsoidal dalgaın tepesi düzdür ve orijinal sinüsoidal PWM’e göre aşırı modülasyon mümkündür. Bu metotta yüksek çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Dezavantajı, çıkış faz geriliminde 3 ve 3’ün katı harmonikler bulunmasıdır. 3 ve 3’ün katı harmonikler aynı fazda olduğundan fazlar arası gerilimde görülmemektedir. [3],[7]



Şekil 2.6. a) 3. Harmonik ilaveli PWM (THIPWM)’in genel prensip şeması
b) Gate sinyali [3]

2.3.4. Harmonik Eliminasyonlu PWM

Harmonik eliminasyonlu PWM’de arzu edilmeyen düşük dereceli harmoniklerin eliminasyonu için PWM dalga şekli düzenlenmektedir. Bunun için, çentikler önceden belirlenen açılarda oluşturulur. Şekil 2.7’de dört bağımsız çentik açısıyla harmonik eliminasyonlu PWM dalga şekli yarım periyot için gösterilmiştir. Çıkış dalga şekli, çeyrek dalga simetrisine sahiptir. Bu durumda çıkışın harmonik içeriğinde yalnızca sinüs ve tek bileşenler bulunmaktadır. PWM dalga şeklinde dört bağımsız çentik açısı olan α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 ile üç önemli harmonik bileşen olan 5., 7. ve 11. harmonikler elemine edilmektedir. Harmonik eliminasyon için α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 açıları kontrol edilirken çıkış gerilim değeri de kontrol edilmektedir. [3], [4], [6], [7]



Şekil 2.7. Harmonik eliminasyon seçimi için faz gerilimi

Bu durumda çıkışın harmonik analizi incelendiğinde, V_{ao} 'ın fourier analizinden;

$$V_{ao}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.4)$$

Burada a_n ve b_n değerleri aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{ao}(t) \cos n\omega t d\omega t \quad (2.5)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{ao}(t) \sin n\omega t d\omega t$$

Daha önce belirtildiği gibi çıkış dalga şekli çeyrek dalga simetrisine sahip olduğundan $a_n=0$ olur ve b_n sadece tek bileşenlerden oluşmaktadır. Buradan,

$$V_{a0}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (2.6)$$

olur. PWM dalga şekline göre b_n aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \left(\frac{V_d}{2} \right) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(-\frac{V_d}{2} \right) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \left(\frac{V_d}{2} \right) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \left(-\frac{V_d}{2} \right) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_4}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{V_d}{2} \right) \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (2.7)$$

Burada trigonometrik eşitlikler vasıtasıyla aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} (\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2) \quad (2.8)$$

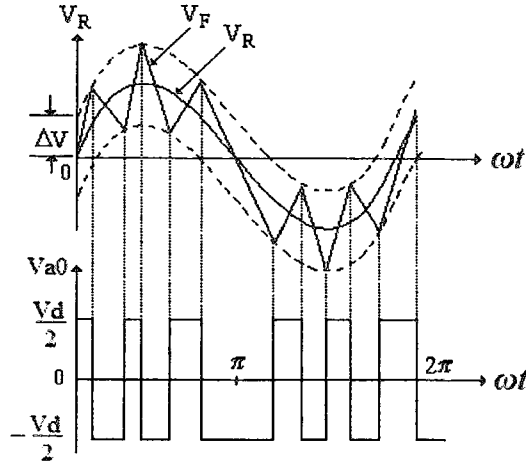
Denklem (2.8), Denklem (2.7)'de yerine yazılırsa b_n aşağıdaki gibi ifade edilir. [7],[8]

$$b_n = \frac{4V_d}{2n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + 2\cos n\alpha_4) \quad (2.9)$$

2.3.5. Delta Modülasyonu

Bu modülasyon tekniği Şekil 2.8'den de görüldüğü gibi referans sinüsoidal dalga gerilimi V_R , ΔV histerezis bandına sahiptir. V_F üçgen dalgası üst histerezis bandına eşit olduğunda V_{a0} dalga şekli, $-V_d/2$ olmakta ve üçgen dalga alt histerezis bandına eşit olduğunda $+V_d/2$ olmaktadır. Böylece histerezis band genişliğine göre çıkış gerilim dalga şekli kontrol edilmektedir. [3],[7]

Anahtarlama frekansı histerezis bandı tarafından belirlenmektedir. Özellikle sabit akımın arzu edildiği asenkron motor sürücüsü için uygundur (Sabit V/f oranı gibi). [3]



Şekil 2.8. Delta Modülasyonu Prensip Şeması

2.3.6. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Darbe genişlik modülasyonu tekniklerinde yaygın bir şekilde kullanılan sinüsoidal PWM'in dijital olarak mikroişlemcilerle gerçekleştirilmesi, daha önce anlatıldığı gibi referans sinüsoidal dalganın düzenli olarak örneklenmesiyle mümkün olmaktadır. Son yıllarda kullanılmaya başlanan uzak vektör modülasyonu ise temel bir dijital modülasyon tekniğidir. [2]

Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu, üç fazlı gerilim kaynağı evirgecinde mümkün olan sekiz çalışma durumu için $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörünün durağan çatıda, komşu iki sıfır olmayan vektör ve iki sıfır vektörü için, ifade edilmesi temeline dayanır. [2]

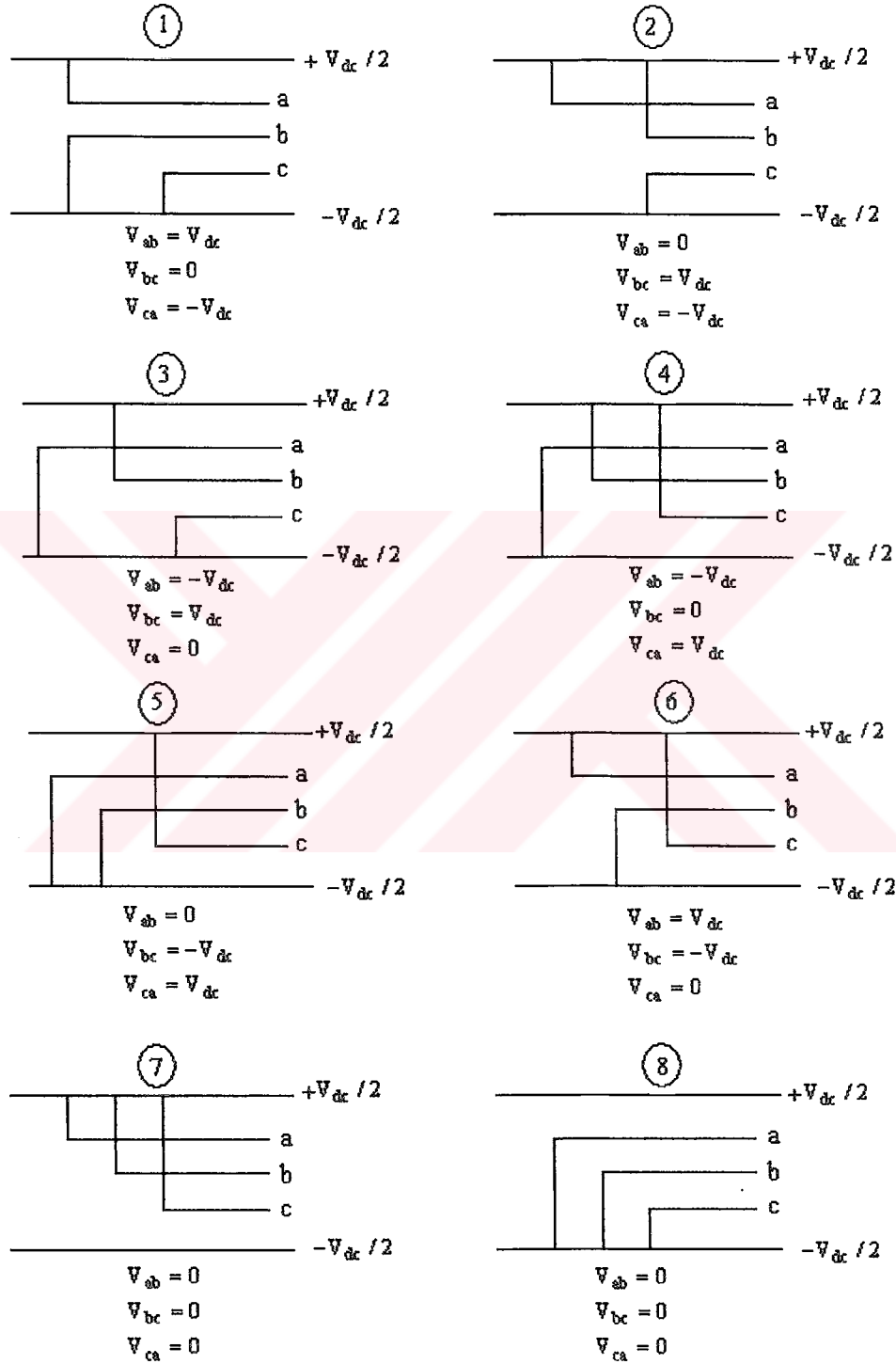
$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_{a0} + V_{b0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.10)$$

Şekil 2.9'da evirgeçte mümkün olan sekiz durum için evirgeç kutup gerilimleri verilmiştir. Bu sekiz durum için tanımlanan ayrık uzak vektörleri için aşağıdaki ifadeler yazılabilir. [9]

$$\begin{aligned} \vec{V}_1 &= -\vec{V}_4 \\ \vec{V}_2 &= -\vec{V}_5 \\ \vec{V}_3 &= -\vec{V}_6 \\ \vec{V}_0 &= \vec{V}_7 = 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

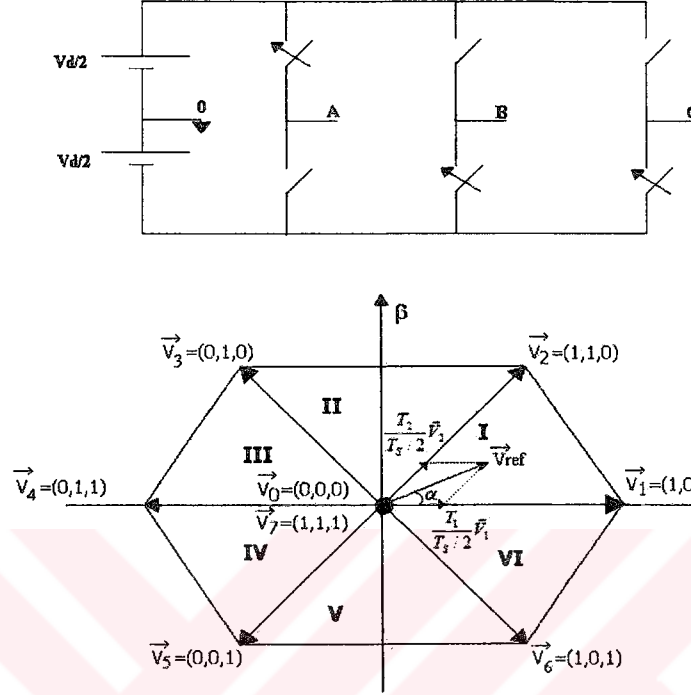
Sıfır olmayan altı gerilim vektörü genel olarak şu formda ifade edilebilir.

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1, \dots, 6) \quad (2.12)$$



Şekil 2.9. Bir evirgeçte mümkün olan 8 çalışma durumu

Şekil 2.10'da tanımlanan, altı sıfır olmayan gerilim vektörü ve iki sıfır vektörü için altıgen formunda uzay vektörler olarak gösterilmiştir.



Şekil 2.10. a) V1 durumu için inverter anahtarlarının konumu
b) Durağan referans çatıdaki inverter durumlarının ifadesi

Her bir T_s anahtarlama periyodunda ortalama uzay vektörü, $\vec{V}_{ref}$ olarak tanımlanmaktadır. T_s 'in yeteri kadar küçük olduğu düşünülürse, bu sürede $\vec{V}_{ref}$ yaklaşık olarak sabit kabul edilir ve makinanın temel davranışını bu vektörün hareketi tanımlar. [2]

Uzay vektör modülasyon tekniğinde Şekil 2.10'da belirtilen $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü altı bölgenin her birinde 0 ve 7 sıfır vektörleri ve bitişik iki sıfır olmayan aktif uzay vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir. Bu durumda her bir anahtarlama periyodunda istenen referans vektör bu dört inverter durumu arasındaki anahtarlama ile oluşturulabilir. Şekil 2.10'da $\vec{V}_{ref}$ vektörünün k bölgesinde bulunduğu kabul edilirse, bu durumda bitişik vektörler $\vec{V}_k$ ve $\vec{V}_{k+1}$ olur. Altıncı bölge için $k+1=1$ olur. Anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçilirken inverterin sadece bir bacağı anahtarlanır. Bu durum en iyi harmonik performansı da sağlamaktadır. Her bir anahtarlama

periyodunda evirgeç kutupları bir sıfır durumuyla başladığında aynı yönde değiştirilir. Tekrar sıfır durumuna ulaşıldığında $T_s/2$ süresi dolduğunda evirgeç kutupları ters yönde değiştirilerek tekrar sıfır durumuna ulaşılır ve T_s anahtarlama süresi tamamlanır. Örnek olarak, referans vektör bölge 3'de bulunduğu ilk olarak $\vec{V}_0$, $\vec{V}_3$, $\vec{V}_5$ ve en son $\vec{V}_7$ gerilim vektörleri için anahtarlama yapılır. Daha sonra sıra ters olur. $\vec{V}_7$, $\vec{V}_5$, $\vec{V}_3$ ve en son $\vec{V}_0$ için anahtarlama yapılarak T_s anahtarlama süresi tamamlanır. Çift sektörlerde ise, bunun tersi sırada vektörler uygulanır. Bu durumda $\vec{V}_0$ vektöründen sonra $\vec{V}_{k+1}$, $\vec{V}_k$, $\vec{V}_7$, $\vec{V}_7$, $\vec{V}_k$, $\vec{V}_{k+1}$ ve $\vec{V}_0$ vektörü uygulanarak T_s anahtarlama süresi tamamlanır. [2], [9]

Uzay vektör modülasyon stratejisinde her iki sıfır ve sıfır olmayan durum süreleri hesaplanarak bu süreler göre anahtarlama yapılmaktadır. Herhangi bir k bölgesi için $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_k \frac{T_k}{T_s/2} + \vec{V}_{k+1} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (2.13)$$

Bu formülde $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$ olduğundan denklemde yazılmamıştır ve T_s anahtarlama periyodunda $\vec{V}_{ref}$ vektörü sabit olarak kabul edilmektedir.

$$T_o + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (2.14)$$

Her bir T_s anahtarlama periyodunda iki adet T_o , T_k , T_{k+1} süresi bulunmaktadır. Denklem (2.13)'de denklem (2.12) yerine yazılırsa aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{jk\frac{\pi}{3}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (2.15)$$

Bu denklemde $\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta$ ifadesi yerine yazılarak reel ve imajiner kısımlar ayrıştırılırsa;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

denklemleri elde edilir. Burada $\vec{V}_{ref}$ vektörünün açısı α aşağıdaki gibi ifade edilebilir. [2]

$$\frac{(k-1) \cdot \pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{k \cdot \pi}{3} \quad (2.17)$$

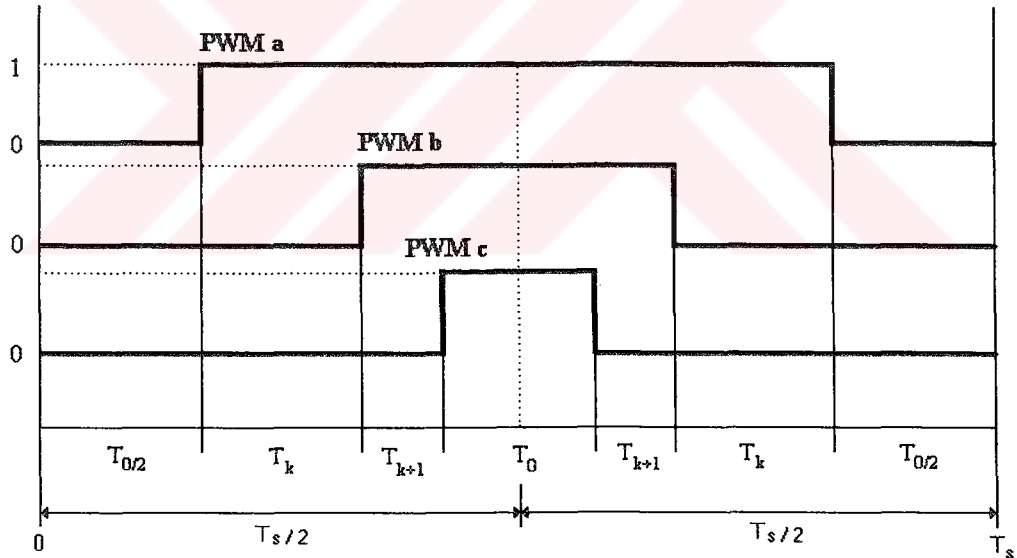
Denklem (2.16)'da T_k ve T_{k+1} süreleri çekilirse aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{(k\pi)}{3} & -\cos \frac{(k\pi)}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Toplam sıfır vektör zamanı T_0 , iki sıfır durumu arasında keyfi şekilde bölünebilir.

Uygulanan genel çözüm yöntemi $\vec{V}_0$ ve $\vec{V}_7$ arasında eşit olarak paylaştırılmaktadır.

Anahtarlama düzenine bir örnek vermek için referans vektörün bölge 1'de bulunması durumunda anahtarlama düzeni Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11. Bölge 1'de bulunan referans vektör için PWM çıkış sinyalleri

Şekil 2.10'da düzgün altıgende $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü daire şeklindeki bir eğride α açısıyla hareket ettiği düşünülmektedir. Bu durumda $\alpha = \omega t$ için aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_{ref} = |\vec{V}_{ref}| e^{j\omega t} = |\vec{V}_{ref}| [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (2.19)$$

Denklem (2.19)'da $|\overrightarrow{V_{ref}}|$, istenen genliktir ve ω , istenen faz geriliminin açısıdır. Bu ifade denklem (2.18)'de yerine yazıldığında T_k ve T_{k+1} süreleri aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\overrightarrow{V_{ref}}|}{V_{dc}} T_s \begin{bmatrix} \sin(\frac{k\pi}{3} - \omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Bölge 1'de inverter kutup geriliminin değeri, denklem (2.20)'de $k=1$ yazılarak T_k ve T_{k+1} süreleri hesaplandıktan sonra, Şekil 2.11'deki PWM işaretleri için kutup gerilimleri yazılarak hesaplanabilir.

$$V_{a0}(\omega t) = \frac{V_{dc}}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{2} + T_1 + T_2 + T_0 + T_2 + T_1 - \frac{T_0}{2} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\overrightarrow{V_{ref}}|}{V_{dc}} V_{dc} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.21)$$

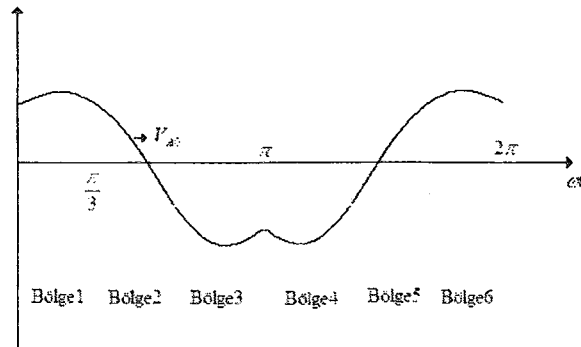
$$V_{b0}(\omega t) = \frac{V_{dc}}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{2} - T_1 + T_2 + T_0 + T_2 - T_1 - \frac{T_0}{2} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\overrightarrow{V_{ref}}|}{V_{dc}} V_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.22)$$

$$V_{c0}(\omega t) = -V_{a0}(\omega t) \quad (2.23)$$

Diğer bölgeler için de bu şekilde evirgeç kutup gerilimleri aynı yolla hesaplanabilir. Kutup gerilimleri arasında 120° 'lik faz farkı olduğundan $V_{b0}(\omega t)$ ve $V_{c0}(\omega t)$ gerilimleri $V_{a0}(\omega t)$ cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilebilir. [2]

$$V_{b0}(\omega t) = V_{a0}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.24)$$

$$V_{c0}(\omega t) = V_{a0}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.25)$$



Şekil 2.12. Bölgelere göre evirgeç kutup gerilimleri

Şekil 2.12’de her bir bölge için $V_{ao}(\omega t)$ ’nin bir periyot için değişimi gösterilmiştir. Hatlar arası gerilim denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir. [2]

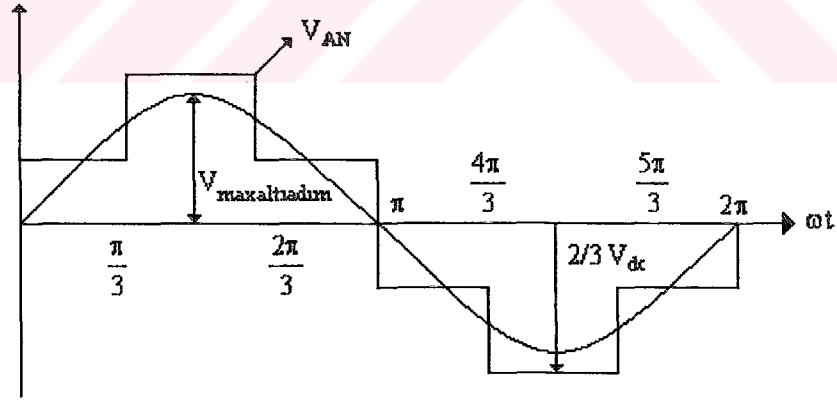
$$V_{AB}(\omega t) = V_{AO}(\omega t) - V_{BO}(\omega t) = \sqrt{3} |V_{ref}| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega t\right) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.26)$$

$$\left. \begin{aligned} V_{BC}(\omega t) &= V_{AB}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{CA}(\omega t) &= V_{AB}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.27)$$

2.3.6.1. Evirgeç Kapasitesi ve Referans Gerilimin Tanımlanması

Şekil 2.13’de altı adımlı çalışma için evirgeç faz geriliminin ve faz gerilimiyle temel bileşen geriliminin değişimi gösterilmektedir. Altı adımlı çalışma durumu için, temel bileşen geriliminin daha önce aşağıdaki denklemle ifade edilebileceği anlatılmıştır.

$$V_{max-altıadım} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.28)$$



Şekil 2.13. Altı adımlı çalışma için temel bileşen gerilimi ve evirgeç faz gerilimi

Daha önce belirtildiği gibi sinüsoidal PWM için oluşturulabilecek maksimum temel bileşen gerilimi, lineer modülasyon bölgesinde $m_a=1$ değerinde elde edilir ve aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$V_{max-sin\,pwm} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.29)$$

Denklem (2.28) ve denklem (2.29) oranlandığında evirgeç çıkış geriliminin temel bileşeninin sinüsoidal PWM’de elde edilen maksimum değerinin, altı adımlı çalışmada elde edilen maksimum değerin 0.785 katı olduğu görülmektedir. [2]

Uzay vektör PWM yönteminin kullanılması durumunda ise gerilimin genlik değeri $|\vec{V}_{ref}|$ ve frekans ω olmak üzere faz nötr gerilimleri aşağıdaki gibi verilmektedir. [2]

$$V_{AN} = V_{ref} \cos(\omega t) \quad (2.30)$$

$$V_{BN} = V_{ref} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.31)$$

$$V_{CN} = V_{ref} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.32)$$

İstenilen temel çıkış bileşeninin tepe değerinin altı adımlı çalışma durumunda oluşturulan temel çıkış gerilimine oranı modülasyon indeksi olarak tanımlanabilir. [2]

$$m = \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{\max-altia\ dim}} = \frac{\pi |\vec{V}_{ref}|}{2 V_{dc}} \quad (2.33)$$

Daha önce belirtildiği gibi uzay vektör tanımlanan altıgende bir ω referans açısıyla dönen $\vec{V}_{ref}$ ’in daire şeklindeki eğrisiyle tanımlanmaktadır. Sonuçta mümkün olan en büyük gerilim genliği, altıgende çizilebilecek en büyük daire içinde referans vektörün dönmesi anlamına gelir ve bu eğri uzay vektör modülasyon tekniği kullanılarak oluşturulur. [2]

Altıgende elde edilebilecek en büyük daire, ayrı uzay vektörlerinin uçlarının birleştiği çizgiye teğettir. Bu durumda elde edilebilecek maksimum temel faz gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilir. [9]

$$|\vec{V}_{ref}|_{\max} = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \quad (2.34)$$

Bu durumda denklem (2.33)’de tanımlanan modülasyon indeksinin maksimum değeri aşağıdaki gibi ifade edilebilir. [2]

$$m_{\max} = \frac{|\vec{V}_{ref}|_{\max}}{V_{\max-altia\ dim}} = \frac{1/\sqrt{3} V_{dc}}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.906 = \%90.6 \quad (2.35)$$

bu değer daha önce belirtildiği gibi sinüsoidal PWM için 0.785'dir. Bu durum uzay vektör PWM'de elde edilen maksimum gerilimin sinüsoidal PWM'e göre %15 daha büyük olduğunu göstermektedir. [2]

Daha önce, denklem (2.20)'de ifade edilen T_k ve T_{k+1} süreleri denklem (2.35)'de maksimum değeri verilen modülasyon indeksine göre yeniden düzenlenirse aşağıdaki denklemdeki gibi elde edilir. [2]

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_s \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

2.3.6.2. Uygulanan Gerilim Vektörünün Sınırı

Ayrık uzay vektörlerinin oluşturduğu altıgende çizilen maksimum dairenin altıgene teğet olduğu durumlarda çıkış geriliminin maksimum olacağı ve bu maksimum gerilim değerine göre oluşturulacak modülasyon indeksinin 0.906 olduğu daha önce belirtilmiştir.

Referans gerilim vektörünün genliği artırıldığında bu noktalarda daire, altıgenin dışına çıkar ve aktif anahtarlama durumlarının yakınında tekrar iç tarafa geçer. İstenilen eğri altıgen dışına çıkarsa bilinen zaman denklemleri değişir ve sıfır gerilim vektörlerinin süresi negatif olur. Bu durumda sıfır gerilim vektörlerinin süresi olan T_0 , gerçekte negatif süre olamayacağında anlamsız olur. [2]

Bu durumda problemin çözümü için T_k ve T_{k+1} süreleri yeniden düzenlenmektedir.

$$T'_k = \frac{T_s}{2} \frac{T_k}{T_k + T_{k+1}} \quad (2.37)$$

$$T'_{k+1} = \frac{T_s}{2} \frac{T_{k+1}}{T_k + T_{k+1}} \quad (2.38)$$

Burada $T'_{k+1} + T'_k = \frac{T_s}{2}$ ve $T_0 = 0$ olur. Bu durumda oluşturulacak gerilim vektörünün genliği küçülecektir.

$$\overrightarrow{V'_{ref}} = \frac{2}{T_s} (\overrightarrow{V_k T'_k} + \overrightarrow{V_{k+1} T'_{k+1}}) = \frac{T_s}{2(T_k + T_{k+1})} \overrightarrow{V_{ref}} \quad (2.39)$$

2.3.6.3. Sektörün Belirlenmesi

Daha önce referans gerilim vektörü, $V_\alpha + jV_\beta$ olarak tanımlanmıştır. Bu durumda faz açısı α şu şekilde tayin edilebilir. Daha sonra tayin edilen bu α 'ya göre referans gerilimin bulunduğu sektör belirlenmektedir.

$$\alpha = \arctan\left[\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right] \quad \alpha \in [0, 2\pi] \quad (2.40)$$

Bu hesaplamada arctan ve bölme işlemi için mikroişlemcide iki çalışma zamanı gereklidir ve V_α sıfıra eşit olduğunda α belirlenemez. Bunun yerine her bir bölgede referans vektörün bulunduğu çeyrek daire, referans vektörün reel ve imajiner bileşenlerinin işaretlerine bakılarak belirlenebilir. Örneğin; ilk çeyrekte referans vektör V_α 'nın ve V_β 'nin (+) işaretli olduğu kabulüyle referans vektör bölge 1 veya bölge 2'de bulunabilir.

Bu durumda $\arctan\left[\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right] \leq \left(\frac{\pi}{3}\right)$ kontrolü yapılır. Eğer eşitlik sağlanıyorsa vektör bölge 1'de, sağlanmıyorsa bölge 2'de bulunur.

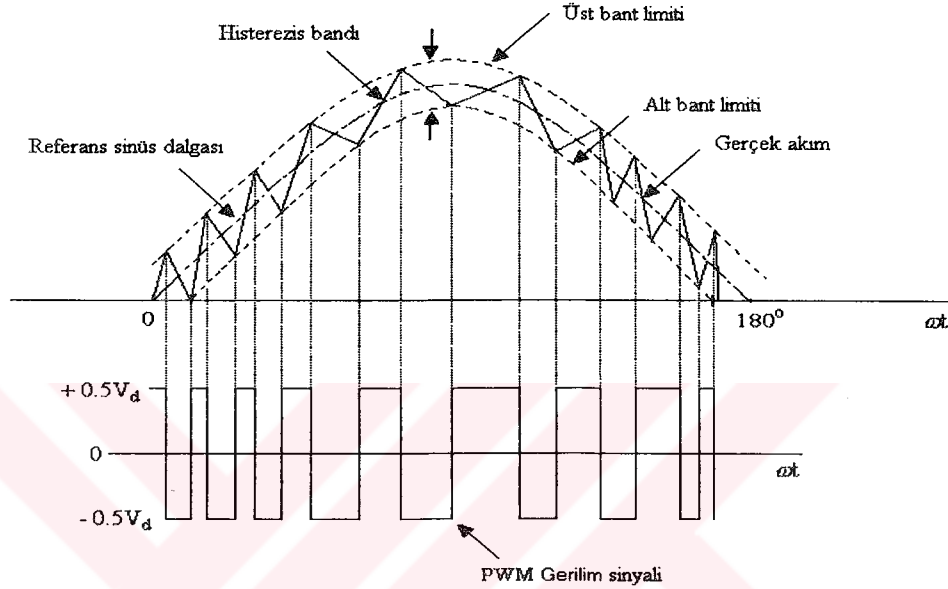
2.4. Akım Kontrollü PWM

Teoride bir evirgecin DC-link gerilimi sabit kabul edilir, fakat pratikte dalgalanmanın olmaması mümkün değildir. Bu yüzden, eğer akım kontrolü yapılmak istenirse, DC link gerilimindeki değişimlerin kompanze edilmesi için bir kapalı çevrim akım kontrol döngüsüne ihtiyaç vardır. Yüksek performanslı PWM sürücüler akım kontrollü PWM yöntemini kullanırlar. Çünkü makine momenti ve akı doğrudan akımla ilgilidir. [3]

2.4.1. Histerezis-Band PWM

Bu PWM yöntemi akım kontrollü PWM uygulamalarında çok kullanılır. Motor akımının ani değeri bir geri besleme döngüsü ile ölçülür ve belirlenen bir histerezis band içinde sinüsoidal akım referansını izlemesi sağlanır (Şekil 2.14). Eğer gerçek akım üst histerezis bandını açarsa, evirgecin bir bacağındaki üst anahtar kesime girer ve bunun altındaki anahtar iletime girer. Bu durum akımın azalmasına neden olur. Akım histerezis bandının altına düştüğünde ise, üst anahtar iletime girer ve alttaki anahtar kesime girer. Faza pozitif gerilim uygulanması akımın artmasına neden olacaktır. Bu kontrol yönteminin uygulamasıyla motor akımı arzu edilen histerezis bandı içinde tutulur. Bu yöntemde DC link gerilimindeki değişimler yada dalgalanmalar dikkate alınmaz. [3]

Bu PWM yönteminin uygulanması kolaydır ve kontrolörün cevap süresi çok hızlıdır. Ayrıca, kontrolör akımın değerinden başka bir parametreye gerek duymaz. Fakat, bu modülasyon yönteminin de dezavantajları vardır. Bunların ilki, PWM anahtarlama frekansı sabit değildir ve bir frekans bandı içinde değişmektedir. Eğer akımın dalgalanması arzu edilmezse, histerezis bandı daraltılır, bu her periyotta daha fazla anahtarlamaya neden olur (yüksek anahtarlama frekansında anahtarlama kayıpları da artar).



Şekil 2.14. Histerezis Bant PWM'in Prensi Şeması

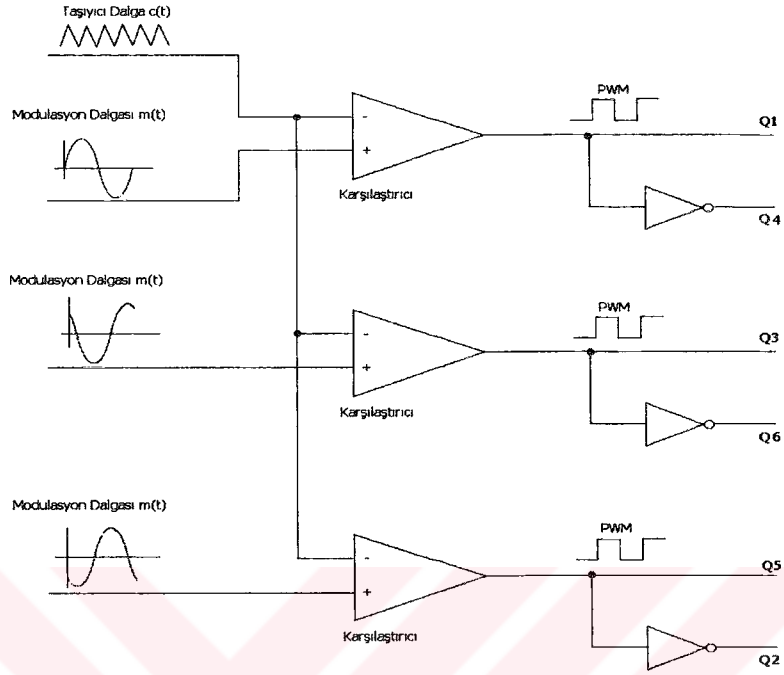
2.5. Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniklerinin Uygulanması

2.5.1. Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Uygulanması

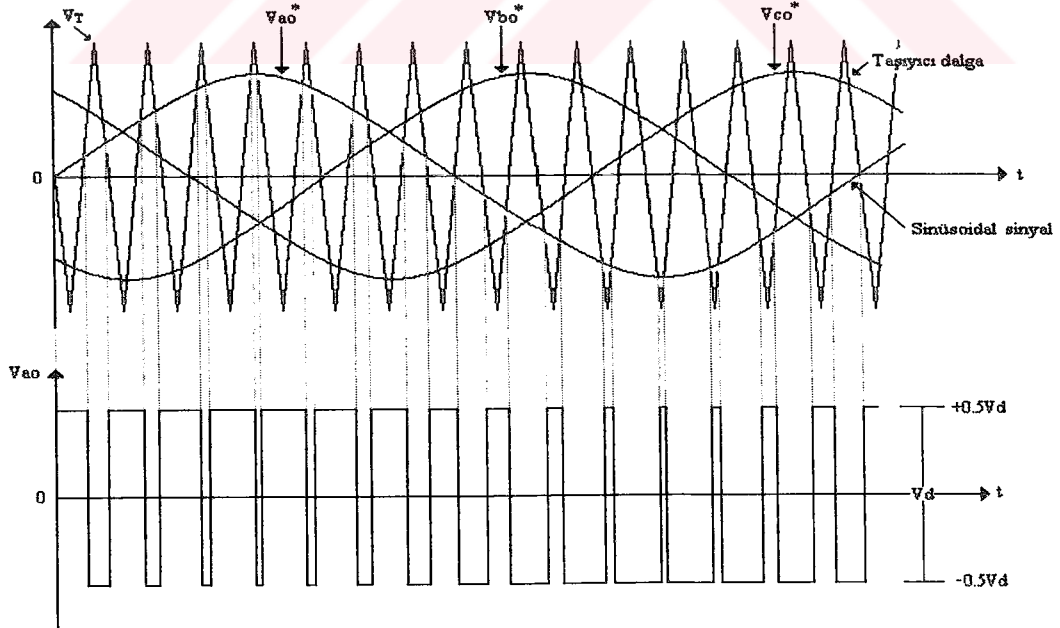
Doğal örneklemeli sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) analog olarak uygulanmaktadır. Bir referans sinüsoidal dalga ile taşıyıcı dalga karşılaştırılır ve PWM işaretleri elde edilir. Bu yöntemin mikro işlemcilerle gerçekleştirilmesi mümkün değildir. Doğal örneklemeli PWM işaretleri üç fazlı bir sistem için üretilmek istenirse, üç ayrı referans sinyal üretilir ve bu sinyallerin her biri taşıyıcı dalga ile ayrı olarak karşılaştırılır. Çıkış geriliminin genliği ve frekansı referans dalganın sırasıyla genliği ve frekansı ayarlanarak değiştirilir. Bu tekniğin günümüzde uygulama alanı kalmamıştır.

Şekil 2.15'de üç fazlı doğal örneklemeli PWM'in uygulanmasına ilişkin prensip şeması gösterilmiştir. Şekil'den de görüldüğü gibi aralarında 120° olan üç fazlı referans dalganın analog olarak karşılaştırılmasıyla üç fazlı doğal örneklemeli sinüsoidal PWM işaretleri üretilmektedir. Şekil 2.16'da bu üç fazlı referans dalga şekilleri, taşıyıcı dalga şekli ve evirgeç

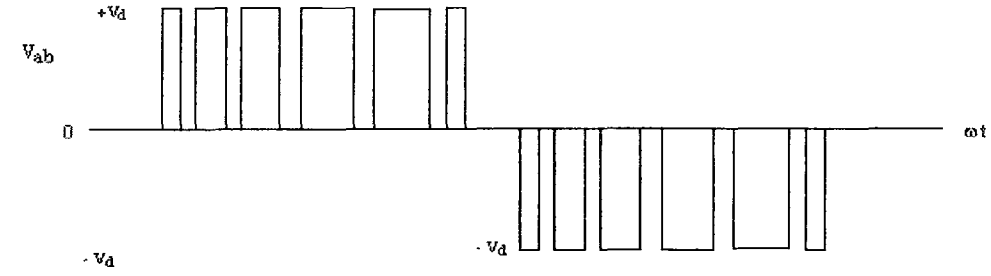
kutup gerilimi dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 2.17’de ise evirgeç hat gerilimi ile faz-nötr gerilimlerinin dalga şekilleri gösterilmiştir.



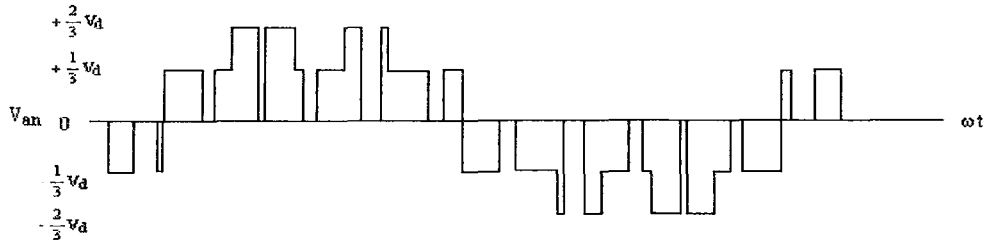
Şekil 2.15. Üç fazlı doğal örnekleme sinüsoidal PWM işaretlerinin uygulanması



Şekil 2.16. Üç fazlı referans dalga, taşıyıcı dalga ve evirgeç kutup gerilimi şekilleri



(a) Hat gerilimi



(b) Faz gerilimi

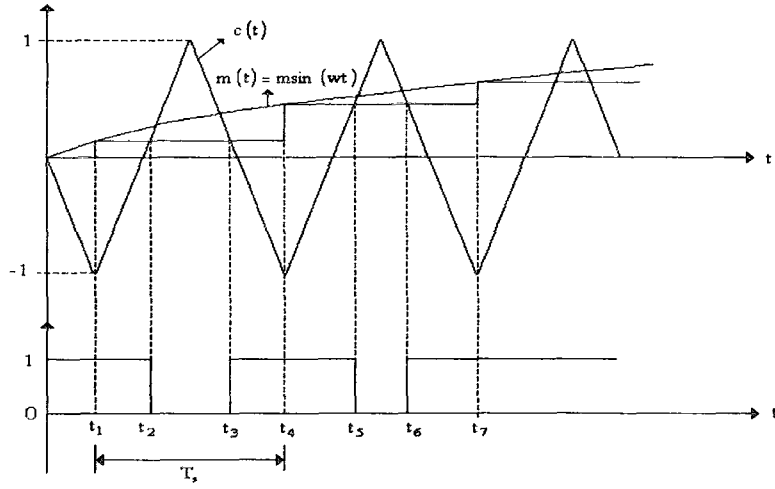
Şekil 2.17. Evirgeç hat gerilimi ve faz-nötr gerilimi dalga şekilleri

2.5.2. Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Uygulanması

Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM'de referans dalga ile taşıyıcı dalganın gerçek zamanlı karşılaştırılamaması nedeniyle mikroişlemcilerde bu modülasyon tekniğinin uygulanması mümkün değildir. Bu nedenle sinüsoidal PWM'i mikroişlemcilerde gerçekleştirebilmek için referans sinüsoidal dalga düzenli olarak örneklenir. Bu örnekleme eğer her bir anahtarlama periyodunun da yapılırsa "Simetrik Düzenli Örnekleme", her bir anahtarlama periyodunun yarısında yapılırsa "Asimetrik Örnekleme" adını alır. [3]

2.5.2.1. Simetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Uygulanması

Şekil 2.24'de gösterildiği gibi referans sinüsoidal dalga her bir anahtarlama periyodunda örneklenir. Bu örnekleme ile her bir anahtarlama periyodundaki lojik 0 süresi T_0 (Şekil 2.18 için t_3-t_2 süresi) ve lojik 1 süreleri T_p (Şekil 2.18 için t_2-t_1 ve t_4-t_3) denklem (2.56) ve (2.57) ile hesaplanır. Bu sürelerin hesaplanmasıyla artık PWM işareti mikroişlemcilerde dijital olarak gerçekleştirilebilir.



Şekil 2.18. Simetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM

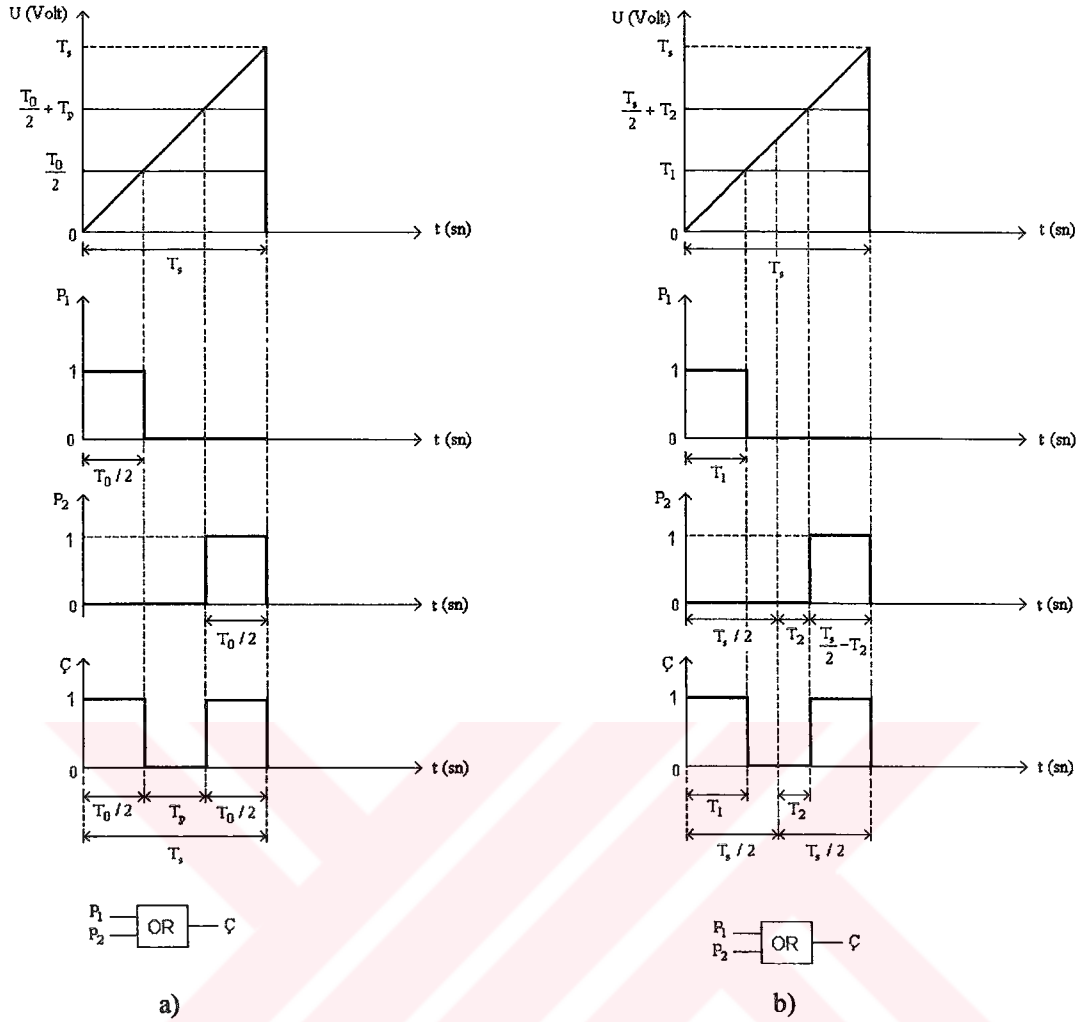
Şekil 2.18’de simetrik düzenli örneklenmiş dalga ile taşıyıcı dalganın kesişme noktaları bulunursa,

$$T_0 = t_3 - t_2 = \frac{T_s}{2}(1 - m \sin \omega t_1) \quad (2.41)$$

olarak bulunur. Burada T_s anahtarlama periyodu ve m modülasyon indeksidir. PWM işareti $T_s/2$ ’ye göre simetrik olduğundan,

$$T_p = t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = \frac{T_s}{2} - \frac{T_0}{2} \quad (2.42)$$

olur. Bu süreler hesaplandıktan sonra simetrik PWM işareti Şekil 2.19.a’da gösterildiği gibi elde edilir. Şekil 2.19.a’da görüldüğü gibi denklem (2.41) ve (2.42)’den T_p ve T_0 süreleri hesaplandıktan sonra, bazı basit karşılaştırmalar ve lojik komutlar ile simetrik PWM işaretleri üretilmektedir.



Şekil 2.19. a) Simetrik PWM'in gerçekleştirilmesi

b) Asimetrik PWM'in gerçekleştirilmesi

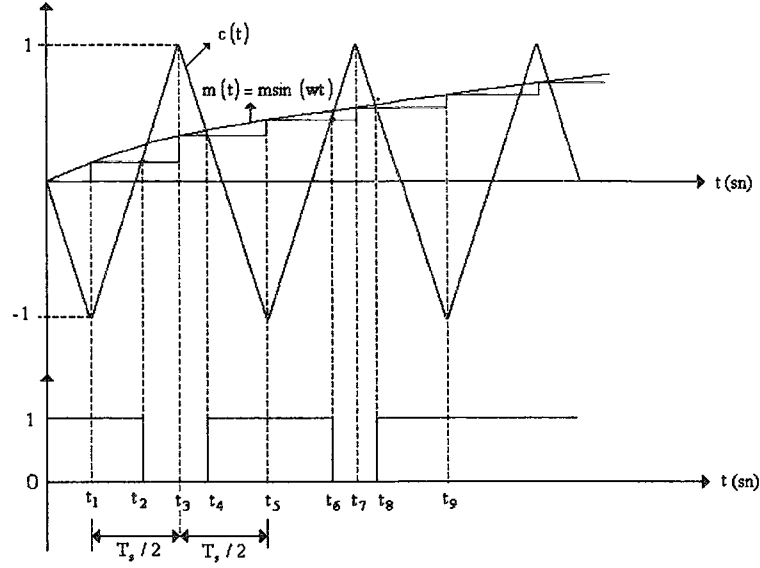
2.5.2.2. Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Uygulanması

Şekil 2.20'de gösterildiği gibi referans sinüsoidal dalga her bir anahtarlama periyodunun yarısında düzenli olarak örneklenir. Bu örnekleme ile her bir anahtarlama periyodunun ilk yarısındaki lojik 1 süresi T_1 (Şekil 2.20 için t_2-t_1 süresi) ve ikinci yarısındaki lojik 0 süresi T_2 (Şekil 2.20 için t_4-t_3) denklem (2.43) ve (2.44) ile hesaplanabilir. Bu sürelerin hesaplanmasıyla artık PWM işareti dijital olarak gerçekleştirilebilir.

Şekil 2.20'de asimetrik düzenli örneklenmiş referans sinüsoidal dalga ile üçgen dalganın kesişme noktaları bulunursa. T_1 ve T_2 süreleri aşağıdaki bulunur.

$$T_1 = t_2 - t_1 = \frac{T_s}{4}(1 + m \sin \omega t_1) \quad (2.43)$$

$$T_2 = t_4 - t_3 = \frac{T_s}{4}(1 - m \sin \omega t_3) \quad (2.44)$$



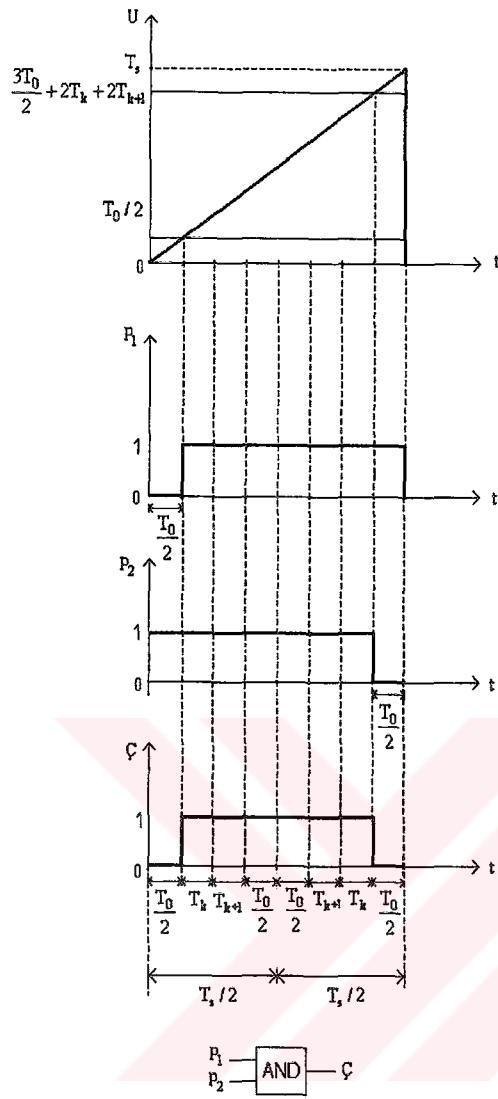
Şekil 2.20. Asimetrik düzenli örneklemeli PWM

Şekil 2.19.b’de görüldüğü gibi denklem (2.43) ve (2.44)’den T_1 ve T_2 süreleri hesaplandıktan sonra, bazı basit karşılaştırmalar ve lojik komutlar ile asimetrik PWM işaretleri üretilmektedir.

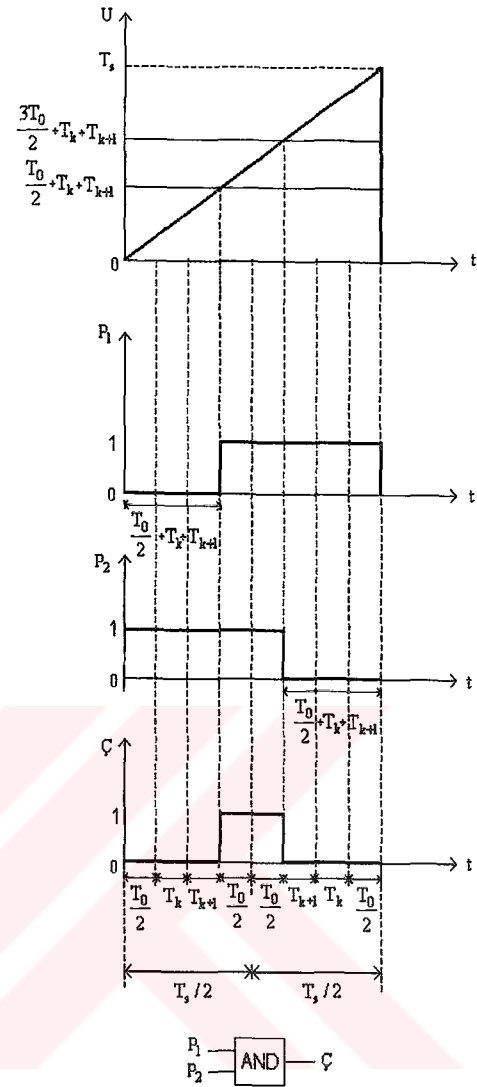
2.5.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonunun Uygulanması

Uzak vektör darbe genişlik modülasyonunun uygulanması kolaydır, fakat PWM işaretlerinin elde edilmesi için gereken zaman hesapları karmaşık denklemlerle hesaplanmaktadır. Son yıllarda mikroişlemci teknolojisindeki ilerlemelerle bu süreler kolaylıkla hesaplanabilmekte ve uzak vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) dijital olarak gerçekleştirilebilmektedir. Uzak vektör darbe genişliği modülasyonunda öncelikle referans vektörün açısına göre referans vektörün bulunduğu sektör belirlenir. Bu sektöre göre büyük, küçük, tek orta ve çift orta PWM işaretleri oluşturulur. T_0 , T_k ve T_{k+1} süreleri denklem (2.14) ve denklem (2.36)’daki gibi hesaplanırsa bu PWM işaretleri Şekil 2.21 ve Şekil 2.22’de gösterildiği gibi üretilir. Şekil 2.21’de büyük ve küçük PWM’in üretilmesi, Şekil 2.22’de ise tek ve çift orta PWM işaretlerinin üretilmesi gösterilmiştir.

Şekil 2.21 ve Şekil 2.22 incelendiğinde T_0 , T_k ve T_{k+1} süreleri hesaplandıktan sonra, bazı basit karşılaştırmalar ve lojik komutları ile PWM işaretleri üretilmektedir.



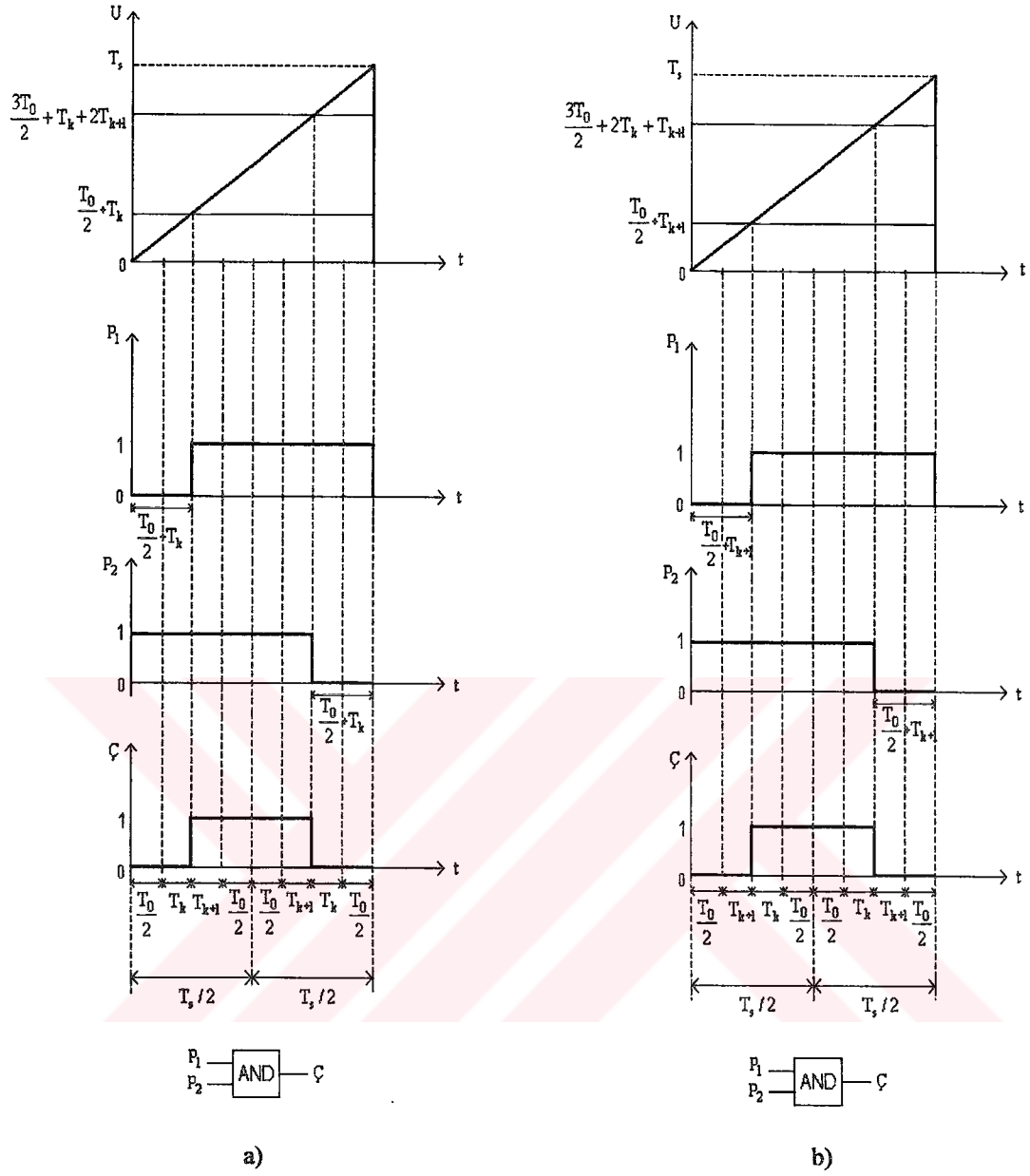
a)



b)

Şekil 2.21. a) Büyük PWM işaretinin üretilmesi

b) Küçük PWM işaretinin üretilmesi



Şekil 2.22. a) Tek orta PWM işaretinin üretilmesi

b) Çift orta PWM işaretinin üretilmesi

3. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU TEKNİKLERİNİN SİMLİNK BENZETİMİ

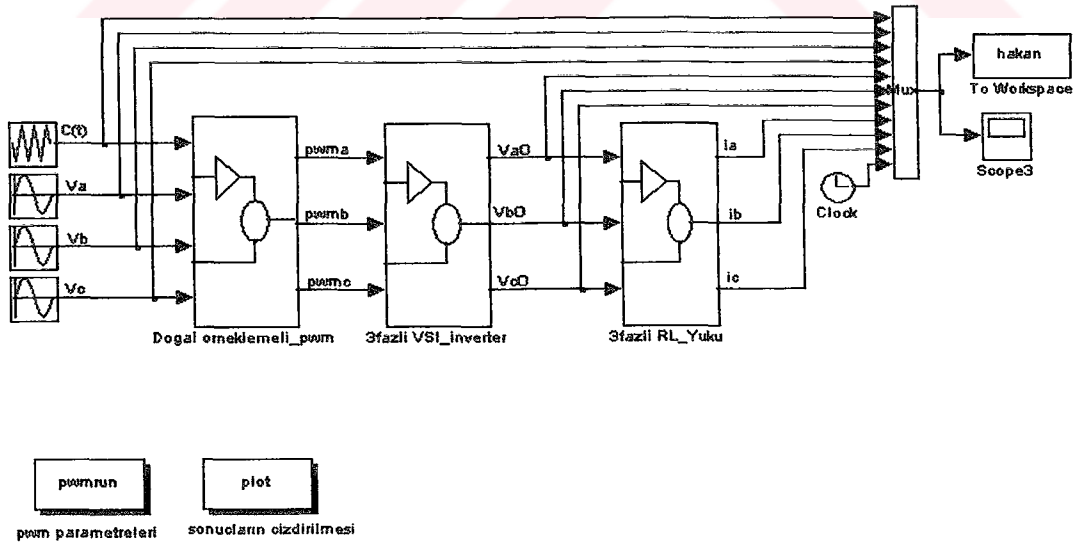
3.1. Giriş

Bu bölümde, Bölüm 2’de geniş bir şekilde ele alınan darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniklerinden, doğal örnekleme sinüsoidal PWM, düzenli örnekleme sinüsoidal PWM ve uzay vektör PWM tekniklerinin Matlab/Simulink benzetimi yapılmıştır.

Darbe genişlik modülasyonu tekniklerinin simulink benzetiminde PWM işaretleri elde edildikten sonra, bu PWM işaretleri ile kontrol edilen üç fazlı gerilim kaynaklı evirgeç ideal anahtarlar kullanılarak modellenmiştir. Bu evirgecin çıkışına $R=5\Omega$, $L=0.2H$ ’den oluşan üç fazlı RL yükü Matlab/SimPowerSystems’de modellenerek bağlanmıştır. Daha sonra anahtarlama frekansının (taşıyıcı dalga frekansı) 2kHz, 5kHz olduğu durumlar ile modülasyon indeksinin 0.75, 2 değerleri için sonuçlar 50 Hz çıkış frekansı için alınmıştır. Benzetimlerde modülasyon indeksinin 0.75 alındığı durum lineer modülasyon bölgesini, 2 alındığı durum ise aşırı modülasyon bölgesini temsil etmektedir.

3.2. Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM’in Simulink Benzetimi

Doğal örnekleme sinüsoidal PWM, Bölüm 2’de anlatıldığı şekilde, üç fazlı referans sinüsoidal dalga ile taşıyıcı dalganın analog olarak karşılaştırılmasıyla elde edilmiştir. Daha sonra bu PWM tekniğini kullanan gerilim kaynaklı inverterin, üç fazlı RL yükünü beslemesi durumundaki sonuçlar alınmıştır.

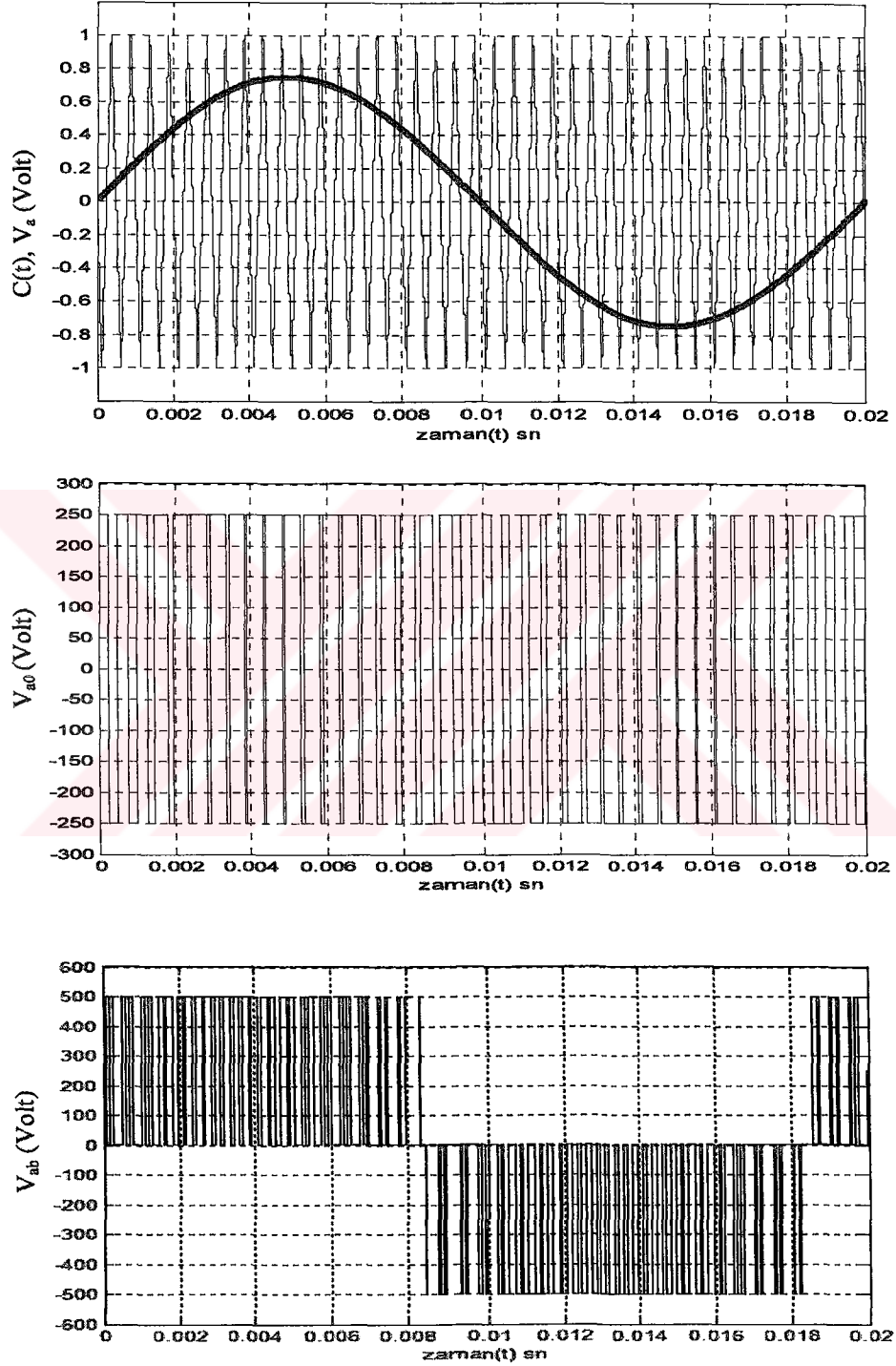


Şekil 3.1. Doğal örnekleme sinüsoidal PWM’in simulink modeli

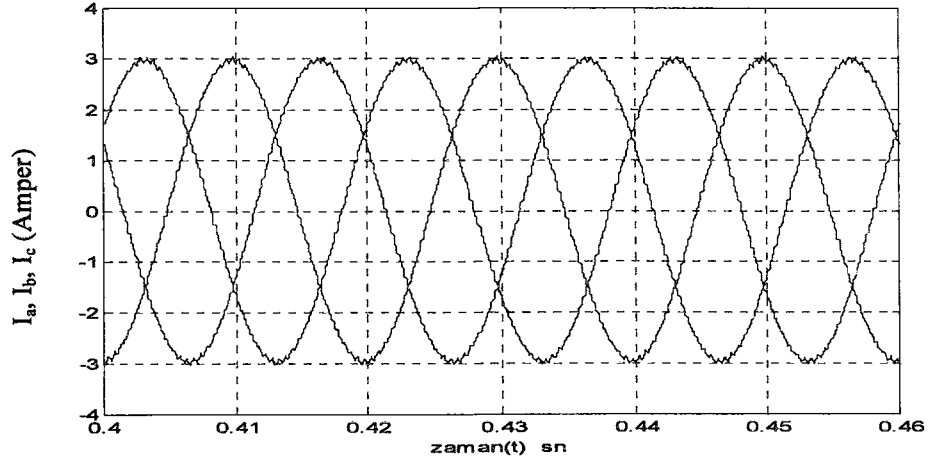
Şekil 3.1’deki simulink modelinde üç fazlı referans sinüsoidal dalga, taşıyıcı dalga ile analog olarak karşılaştırılmış ve üç fazlı PWM bölüm 2.5.1’de anlatıldığı şekilde üretilmiştir.

3.2.1. Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM Tekniğinde Anahtarlama Frekansı f_s ve Modülasyon İndeksi M_a 'nın Farklı Değerleri İçin Elde Edilen Sonuçlar

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;

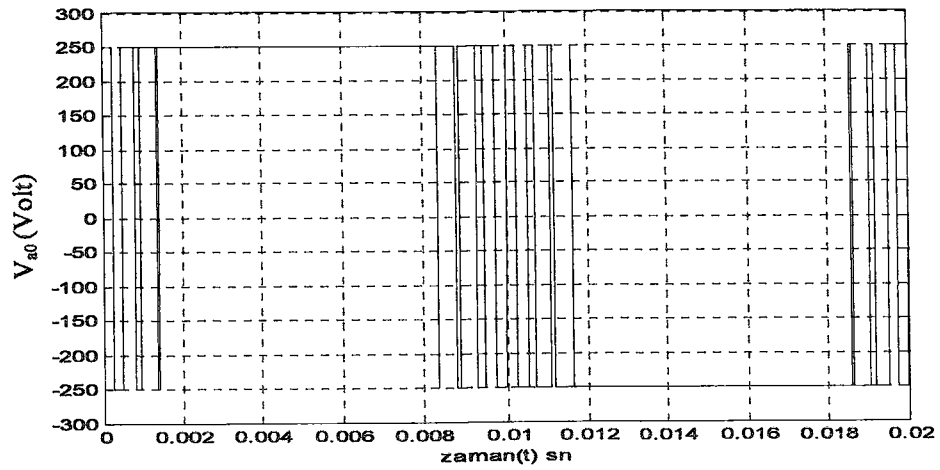
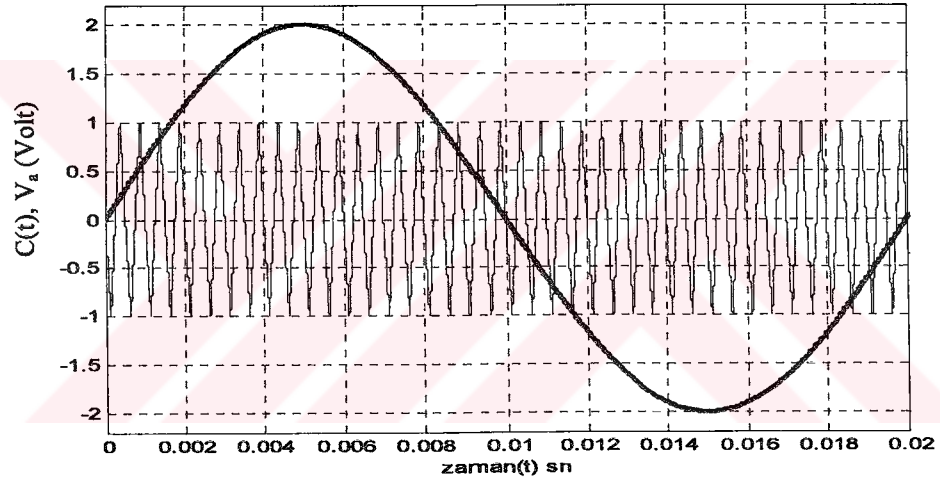


Şekil 3.2. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga, inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri

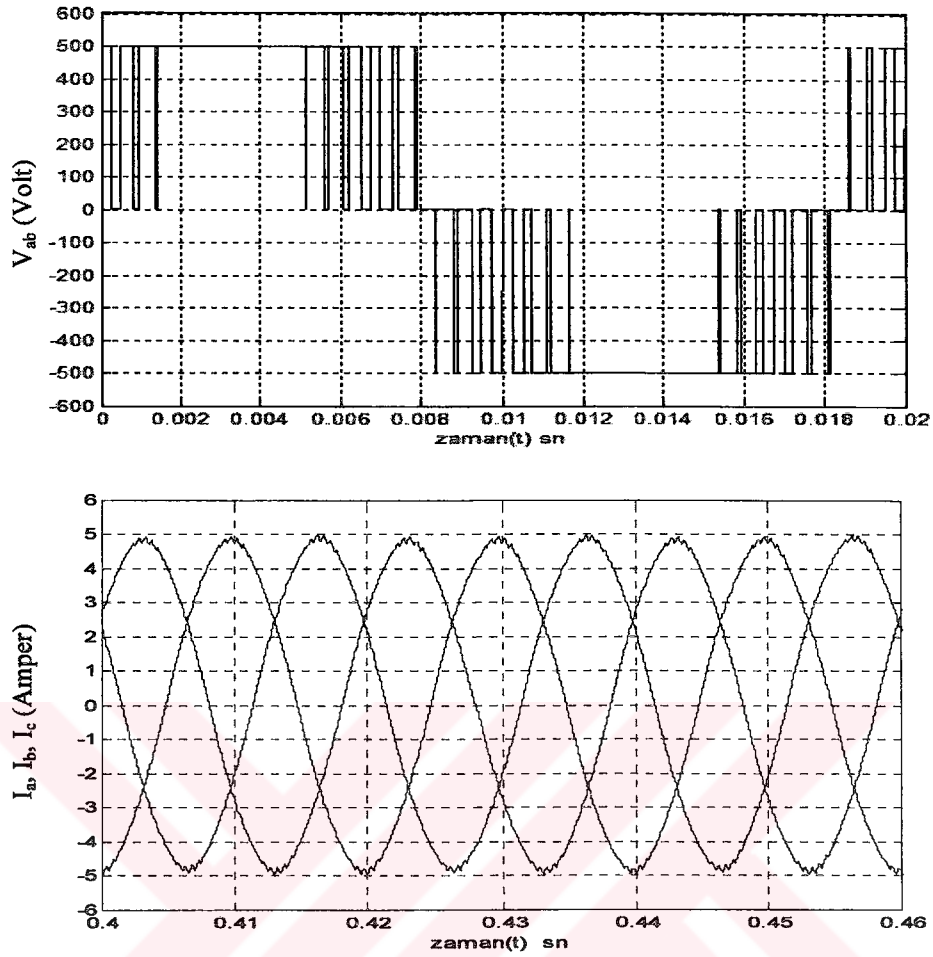


Şekil 3.3. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda üç faz çıkış akımı dalga şekilleri

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;

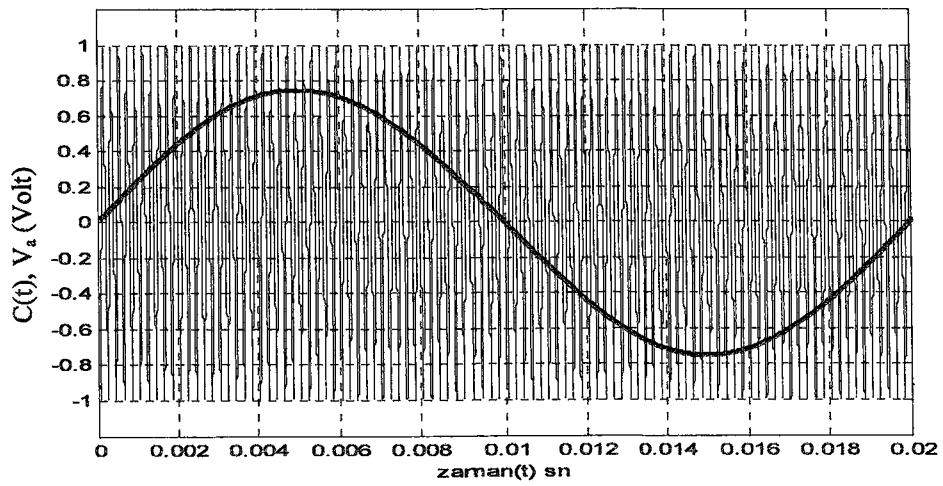


Şekil 3.4. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans ve inverter kutup gerilimi V_{a0} dalga şekilleri

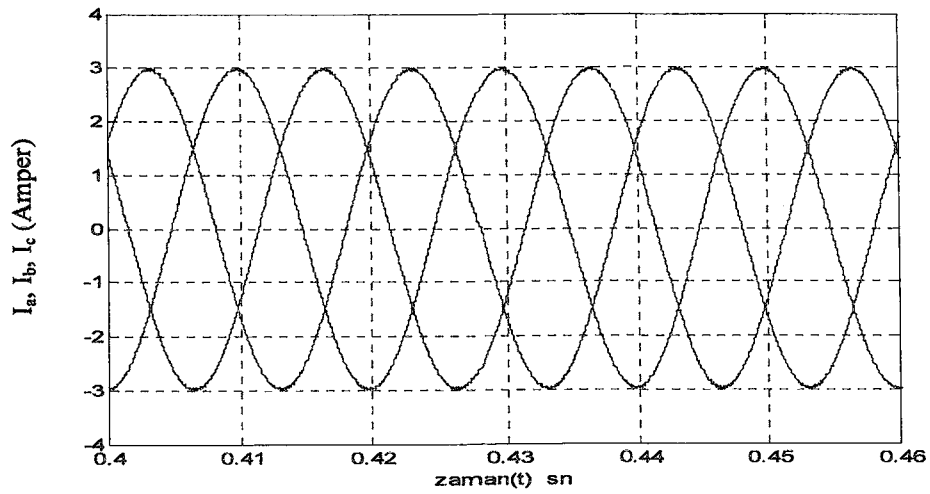
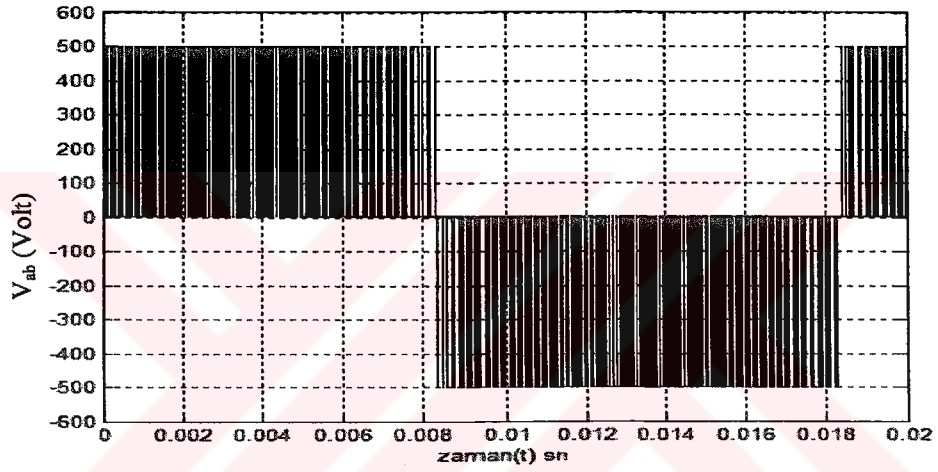
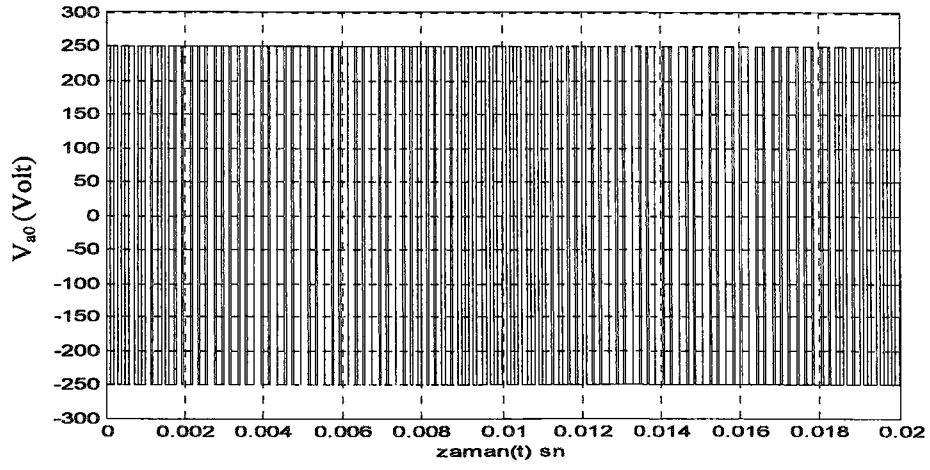


Şekil 3.5. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;

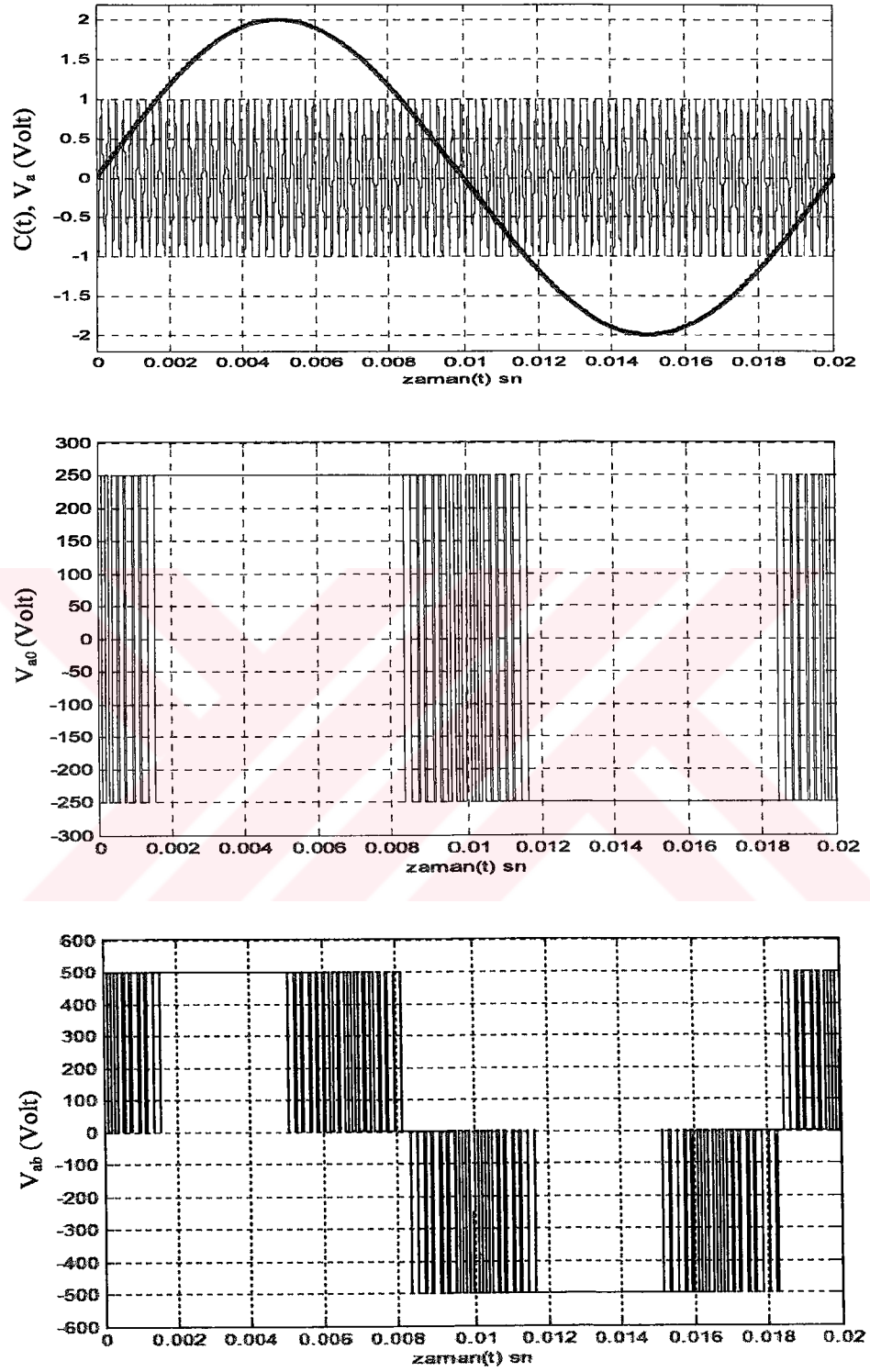


Şekil 3.6. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga şekli

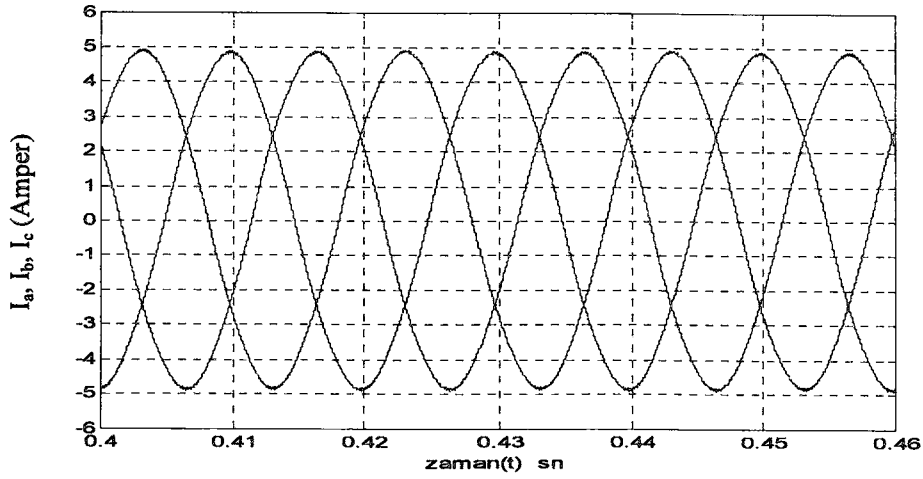


Şekil 3.7. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} , inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 3.8. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans, inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri



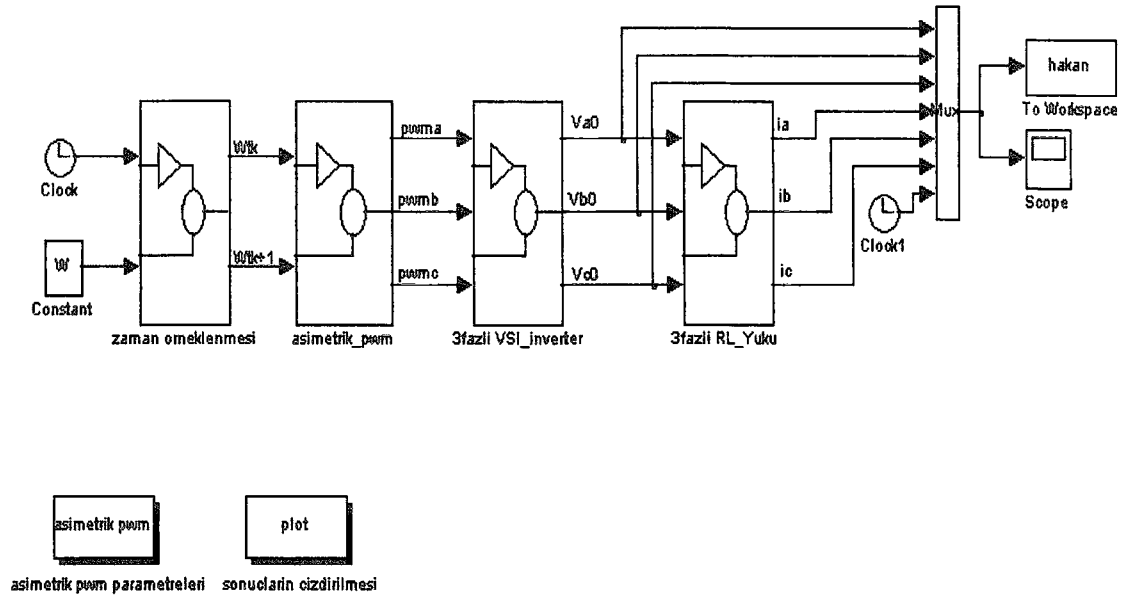
Şekil 3.9. Doğal örnelemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda üç faz çıkış akımı dalga şekilleri

3.3. Düzenli Örnelemeli Sinüsoidal PWM'in Simulink Benzetimi

Düzenli örnelemeli sinüsoidal PWM'in, simetrik ve asimetrik düzenli örnekleme olmak üzere iki şekilde gerçekleştirildiği Bölüm 2'de belirtilmiştir. Bu bölümde referans sinüsoidal dalga, her anahtarlama periyodunun yarısında örneklenerek asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM elde edilmiş ve simülasyon sonuçları alınmıştır.

3.3.1. Asimetrik Düzenli Örnelemeli Sinüsoidal PWM'in Simulink Benzetimi

Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM, referans sinüsoidal dalganın her anahtarlama periyodunun yarısında örneklenmesiyle, referans sinüsoidal dalganın temsil edilmesidir. Referans sinüsoidal dalganın örneklenmesiyle PWM çıkış işaretleri bölüm 2'de verilen denklemler yardımıyla dijital olarak gerçekleştirilebilir.

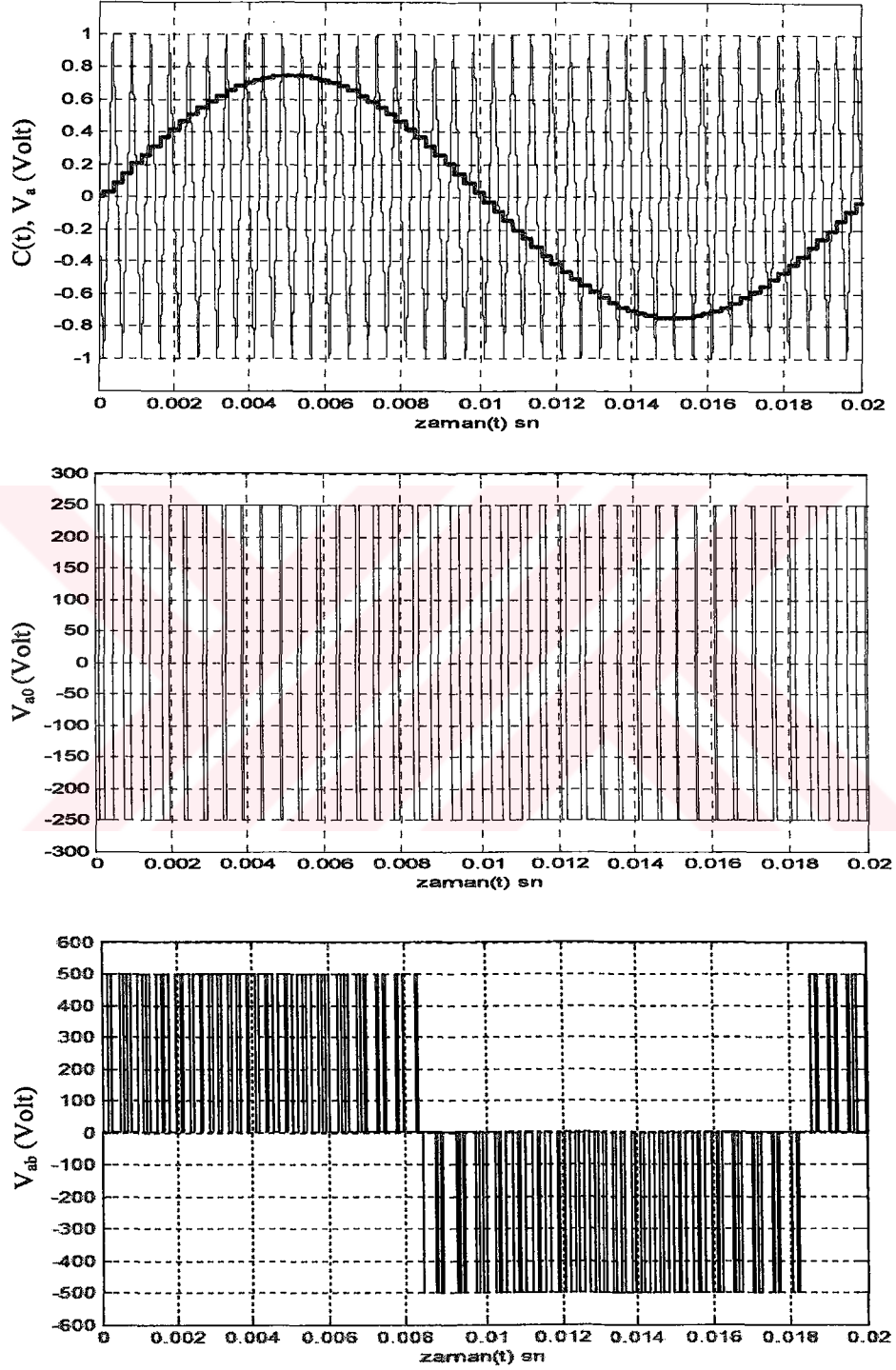


Şekil 3.10. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM'in simulink modeli

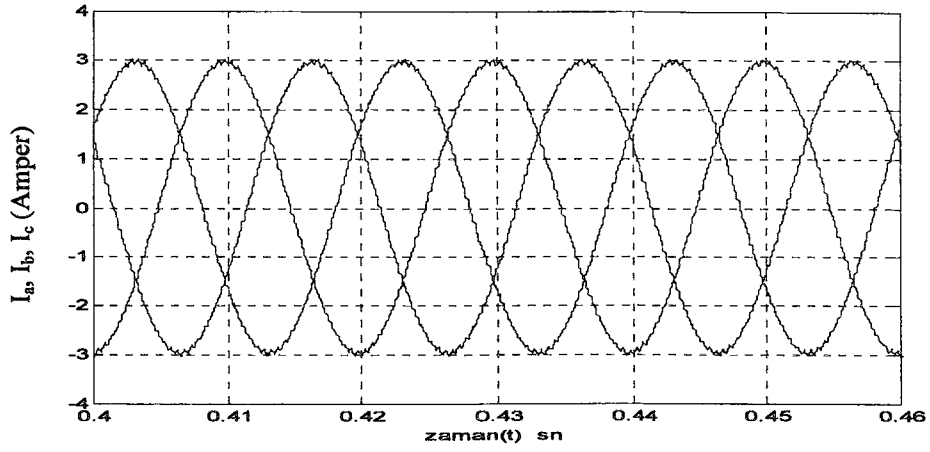
Şekil 3.10'da asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM'in simulink modeli gösterilmiştir. Bu modelde referans sinüsoidal dalganın örneklendiği t_k ve t_{k+1} süreleri hesaplanarak senkron açısal frekans ω ile çarpılmış ve bu değerler denklem (2.8) ve denklem(2.69)'da yerine yazılarak PWM çıkış işaretlerinin üretilmesi için gereken T_1 ve T_2 süreleri elde edilmiştir. Hesaplanan bu sürelere göre asimetrik PWM işaretleri bölüm 2.5.2'de anlatıldığı şekilde dijital olarak üretilmiştir.

3.3.1.1. Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM Tekniğinde Anahtarlama Frekansı f_s ve Modülasyon İndeksi M_a 'nın Farklı Değerleri İçin Elde Edilen Sonuçlar

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;

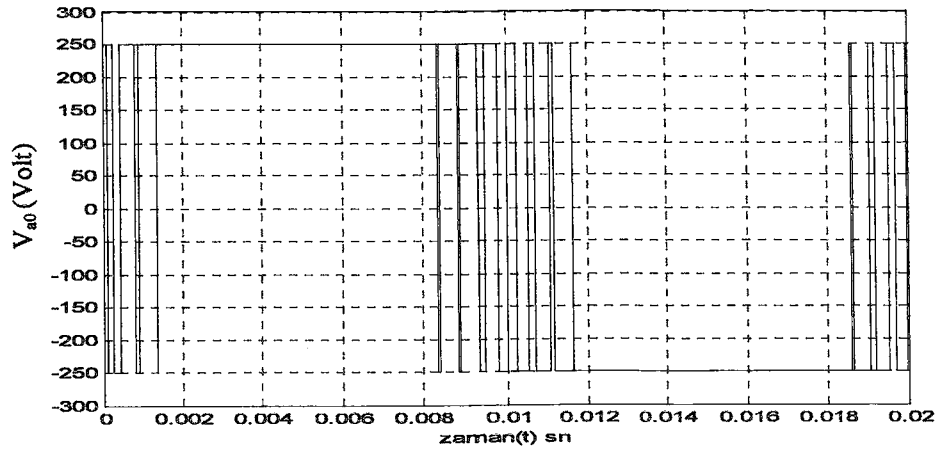
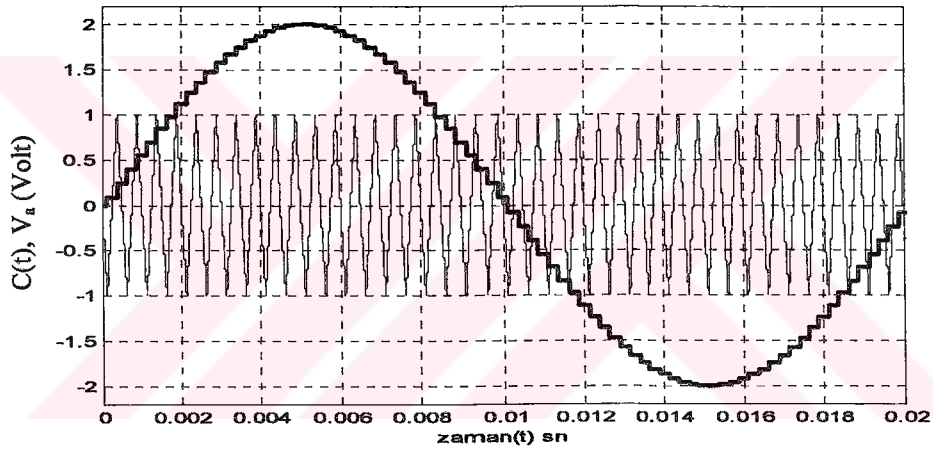


Şekil 3.11. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga, inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri

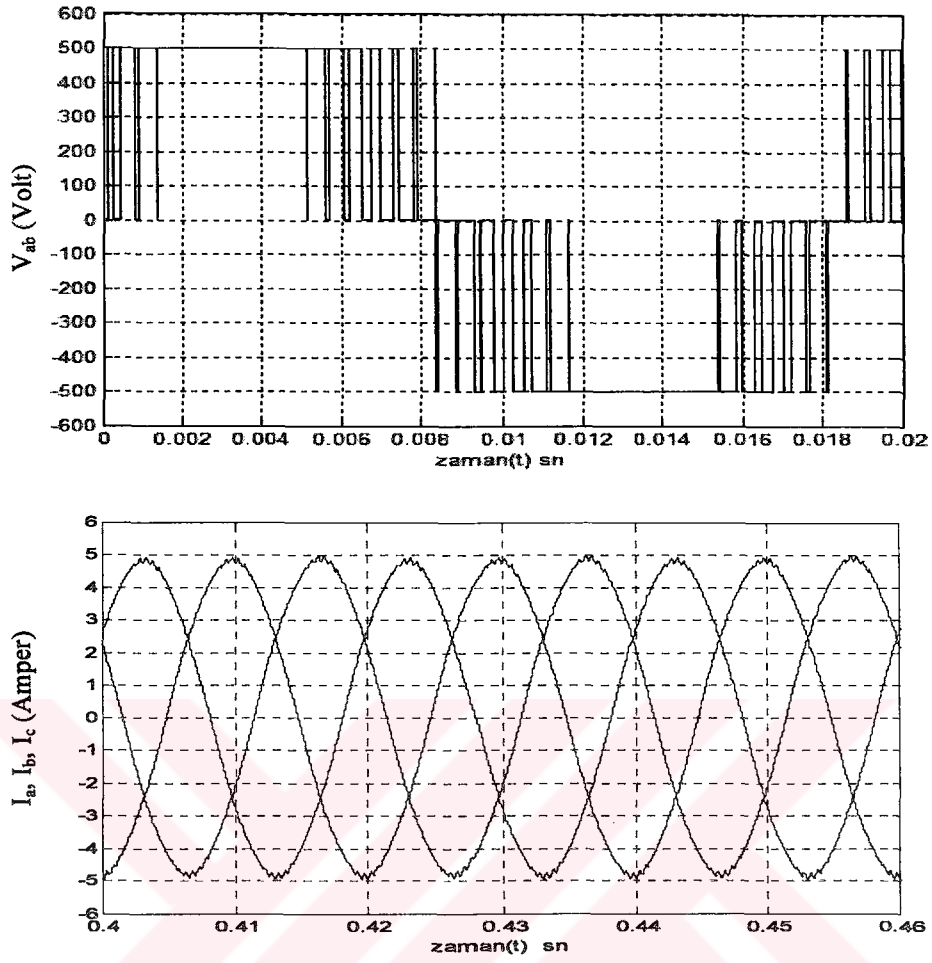


Şekil 3.12. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda üç faz çıkış akımı dalga şekilleri

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;

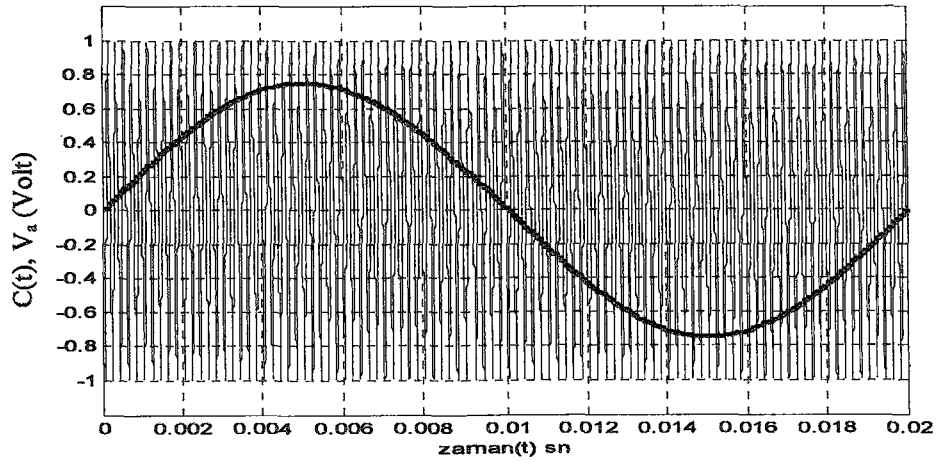


Şekil 3.13. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga ve inverter kutup gerilimi V_{a0} dalga şekilleri

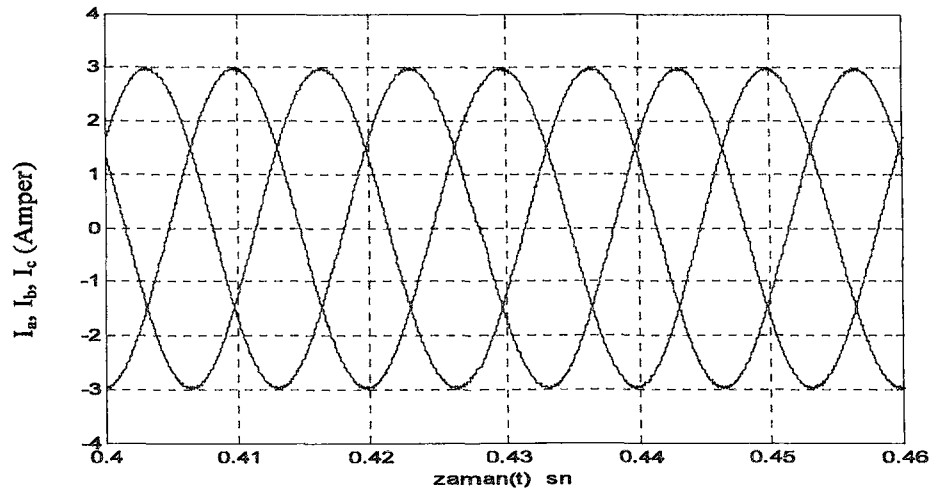
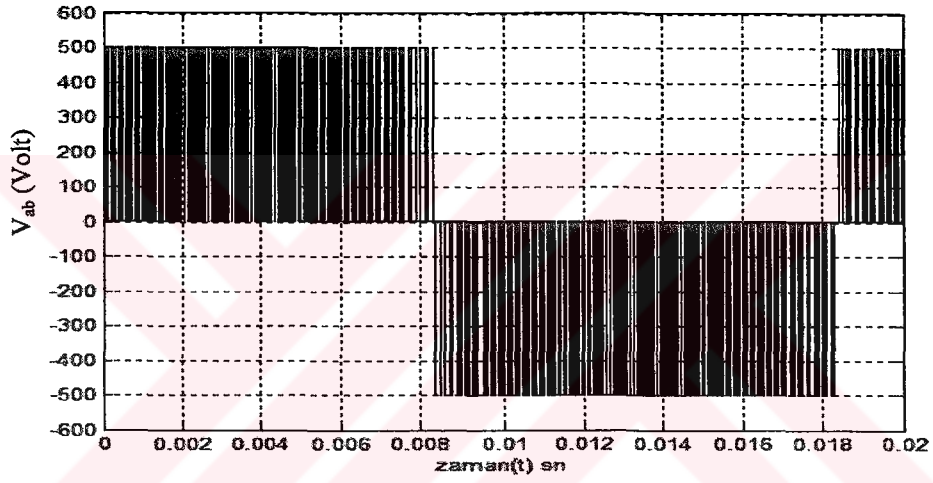
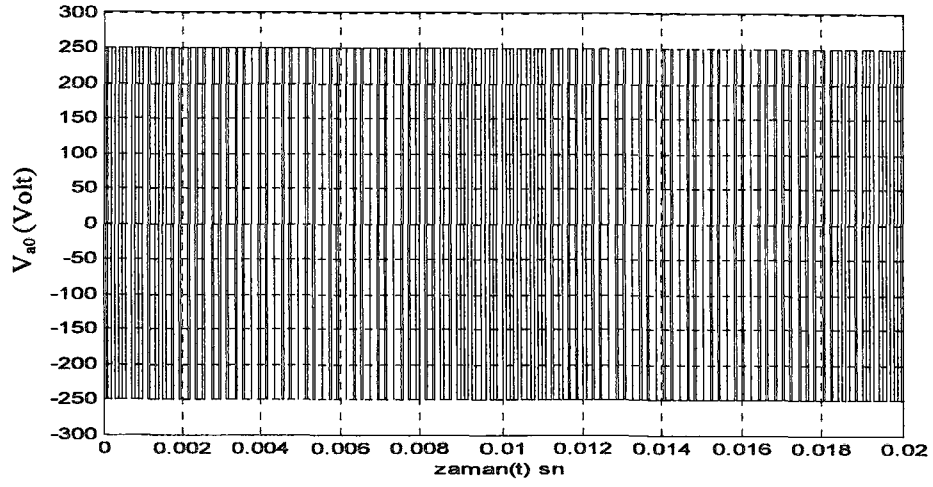


Şekil 3.14. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;

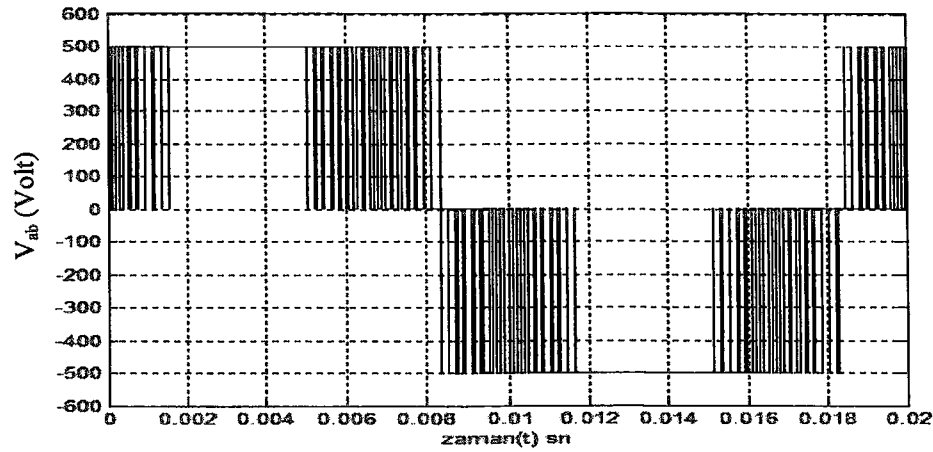
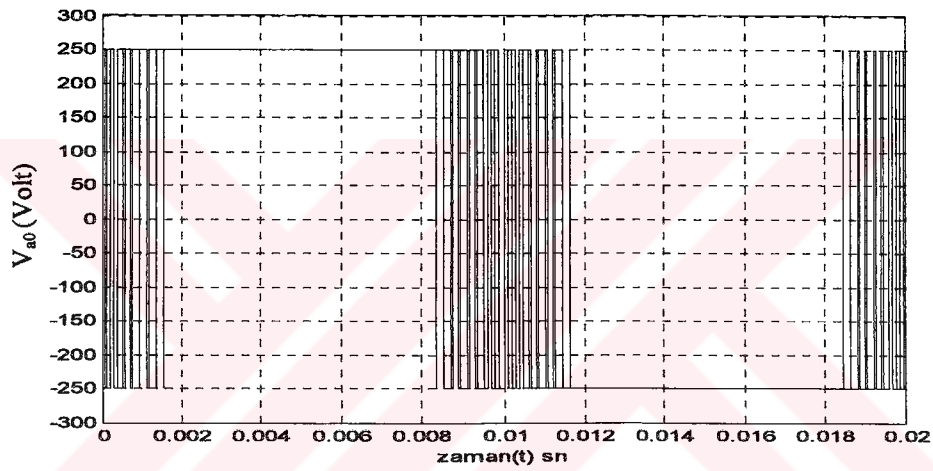
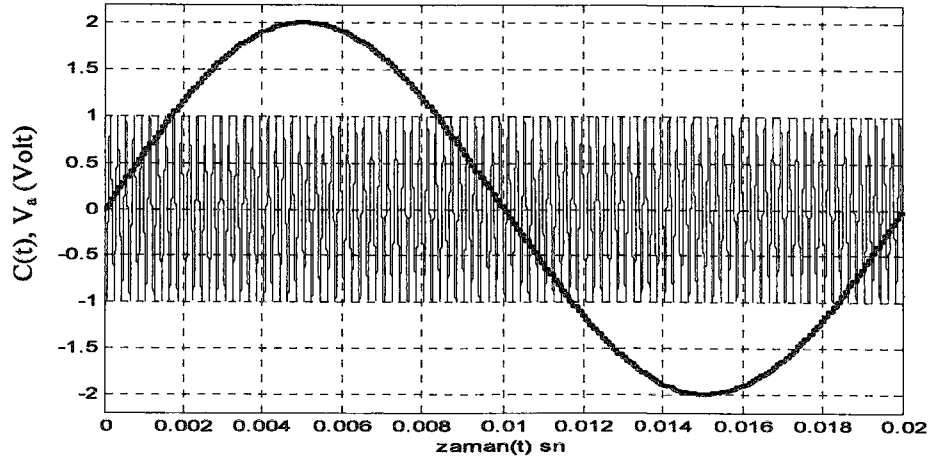


Şekil 3.15. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga şekli

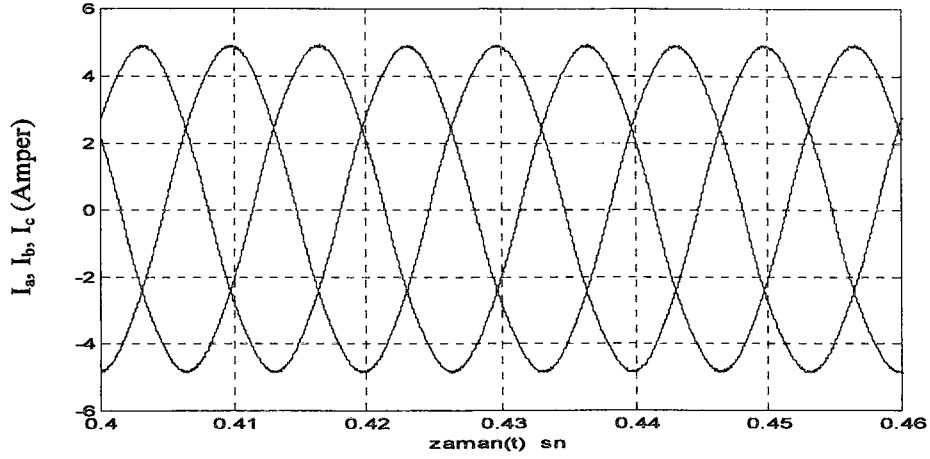


Şekil 3.16. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} , inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akımı dalga şekilleri

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



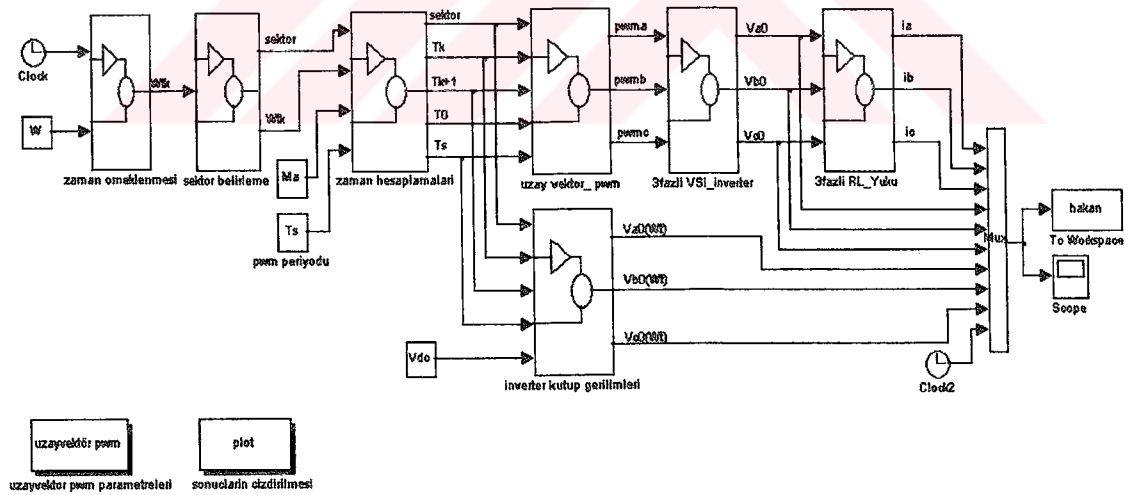
Şekil 3.17. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda taşıyıcı ile referans dalga, inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri



Şekil 3.18. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda üç faz çıkış akımı dalga şekilleri

3.4. Uzak Vektör PWM'in Simulink Benzetimi

Uzak vektör PWM'de, her bir anahtarlama periyodu için ω açısal hızıyla dönen bir referans vektör tanımlanır. Öncelikle bu referans vektörün açısına göre referans vektörün bulunduğu sektör belirlenir. Sektör belirlendikten sonra her bir anahtarlama periyodu için T_0 , T_k ve T_{k+1} süreleri, (2.30) ve (2.33) denklemlerine göre hesaplanır. Bu süreler hesaplandıktan sonra üç fazlı PWM işaretleri dijital olarak üretilir.



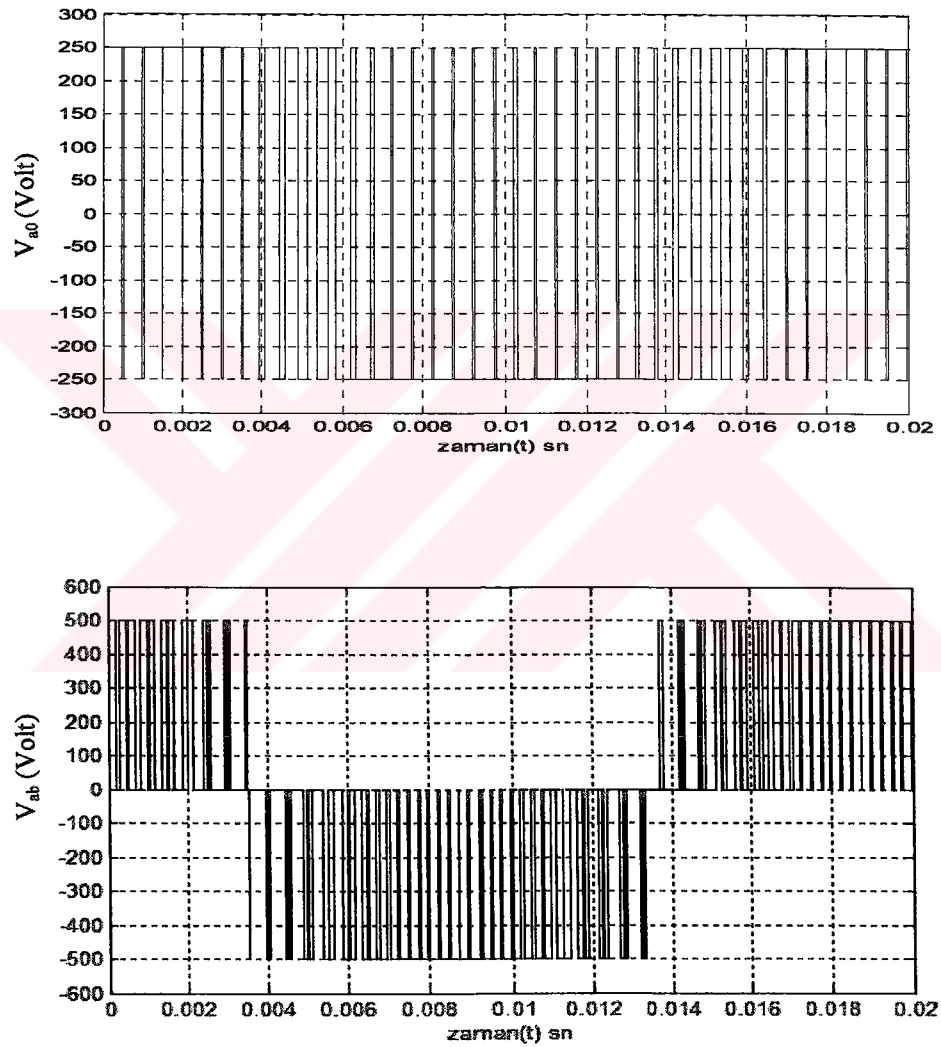
Şekil 3.19. Uzak vektör PWM'in simulink modeli

Şekil 3.19'da uzak vektör PWM'in simulink modeli gösterilmiştir. Bu modelde, t_k örnekleme süresi hesaplanır ve ω açısal hızıyla çarpılarak referans vektörün dönme açısı bulunur. Bu dönme açısına göre referans vektörün bulunduğu sektör belirlenir. Referans vektörün bulunduğu sektör için T_k , T_{k+1} , T_0 süreleri denklem(2.30) ve denklem (2.33) ile

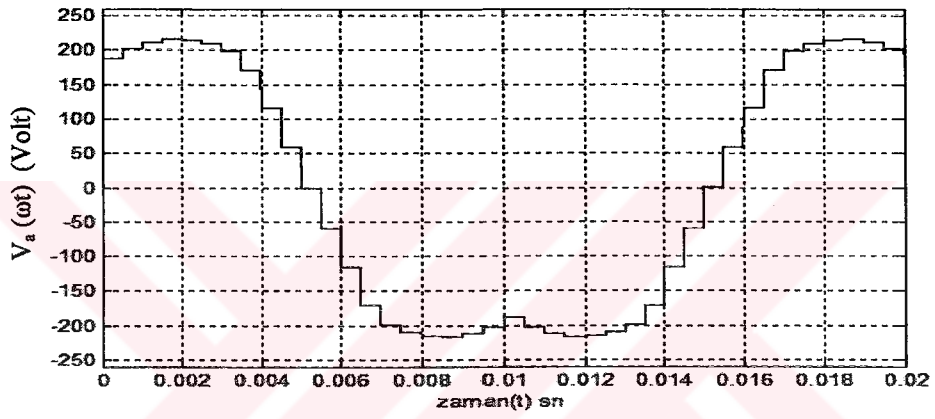
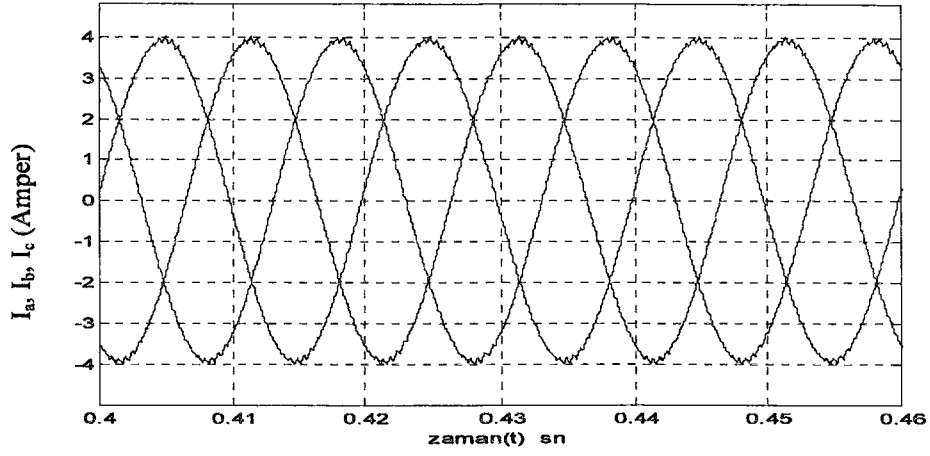
hesaplanır. Hesaplanan bu sürelerle göre üç fazlı PWM işaretleri bölüm 2.5.3’de anlatıldığı şekilde dijital olarak üretilir. Modelde diğer PWM benzetimlerinden farklı olarak, evirgeç kutup gerilimlerinin temel bileşenleri olan $V_{a0}(\omega t)$, $V_{b0}(\omega t)$ ve $V_{c0}(\omega t)$ gerilimleri hesaplanmıştır.

3.4.1. Uzak Vektör PWM’in Anahtarlama Frekansı f_s ve Modülasyon İndeksi M_a ’nın Farklı Değerleri İçin Elde Edilen Sonuçlar

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;

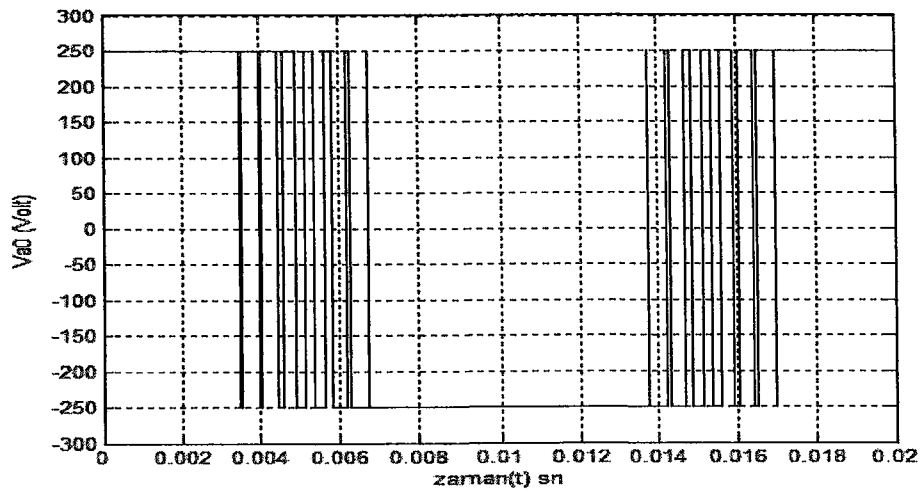


Şekil 3.20. Uzak vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri

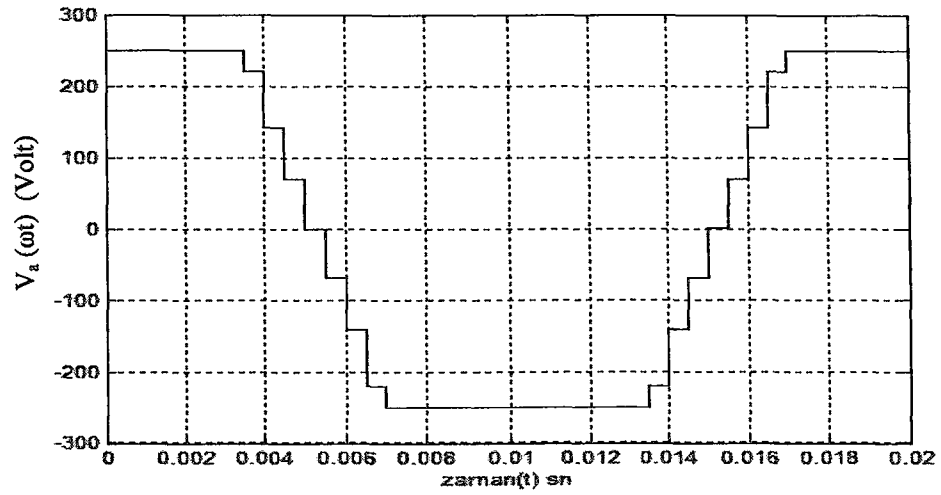
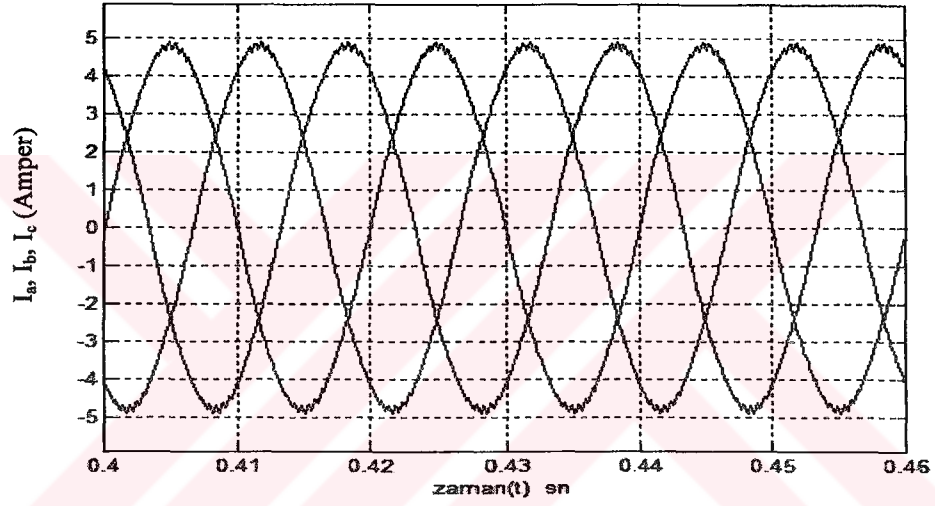
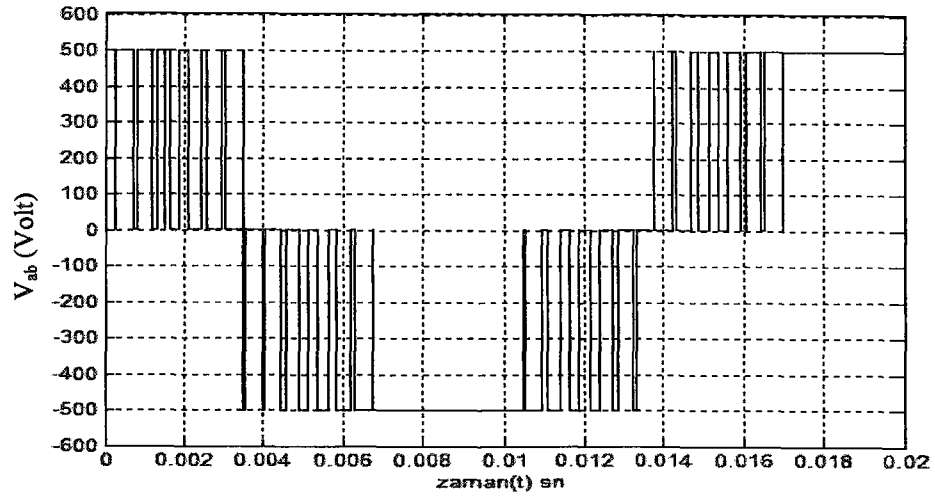


Şekil 3.21. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda üç faz çıkış akım ve çıkış temel gerilim bileşeninin dalga şekilleri

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;

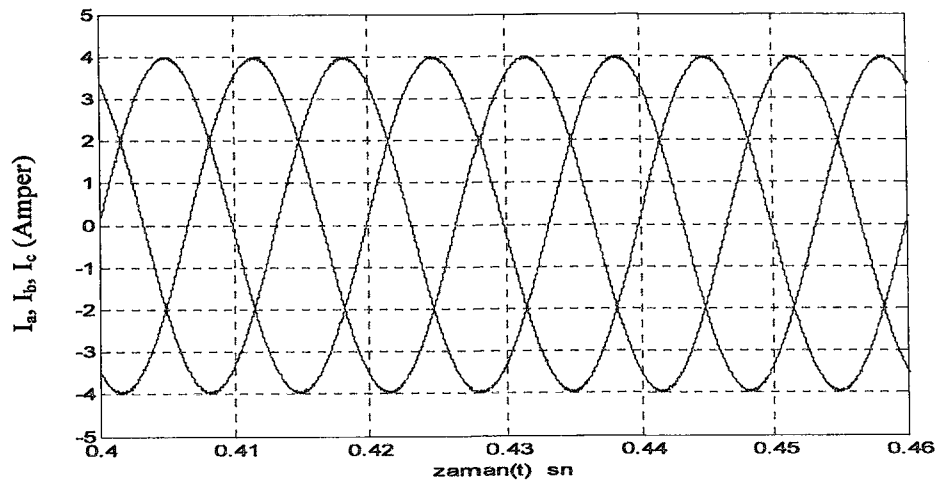
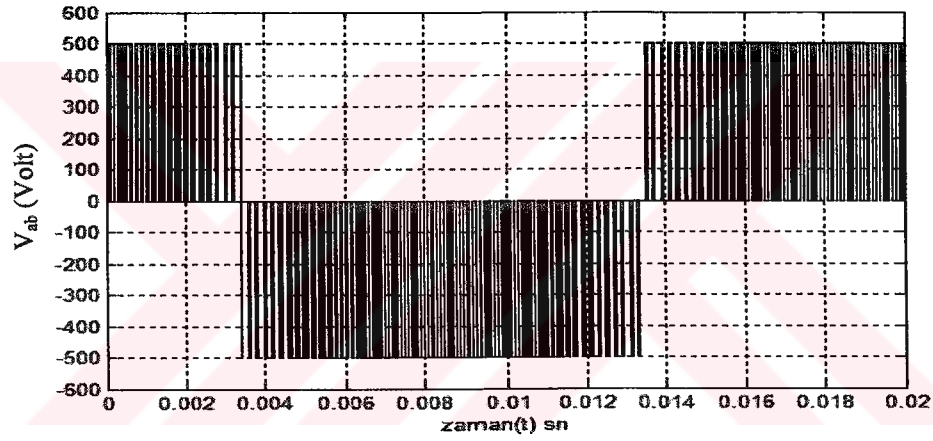
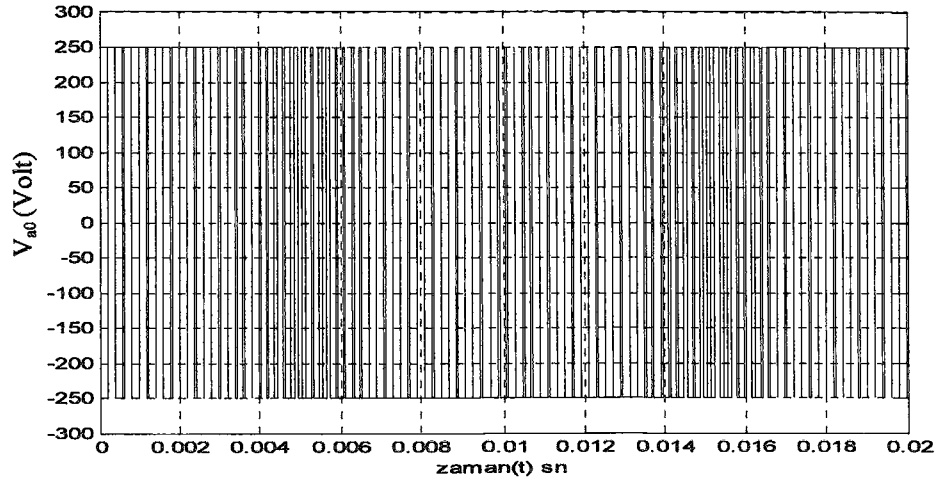


Şekil 3.22. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} dalga şekli

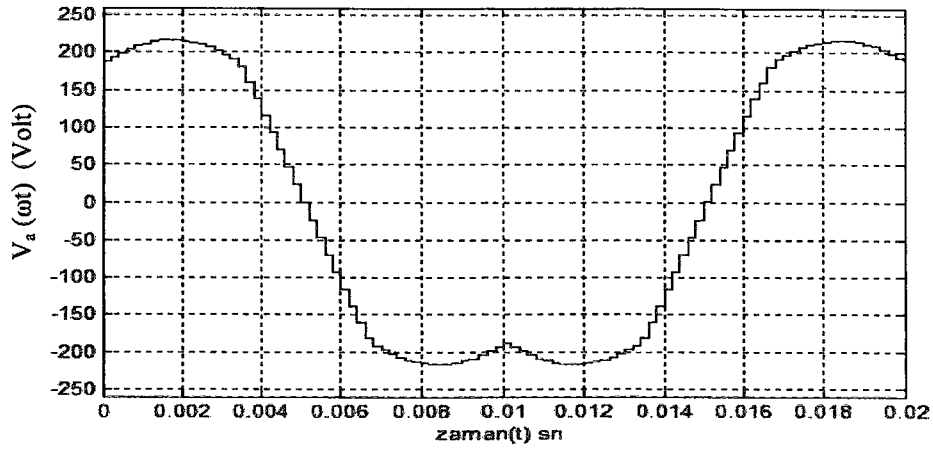


Şekil 3.23. Uzak vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} , üç faz çıkış akım ve çıkış temel gerilim bileşeninin dalga şekilleri

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;

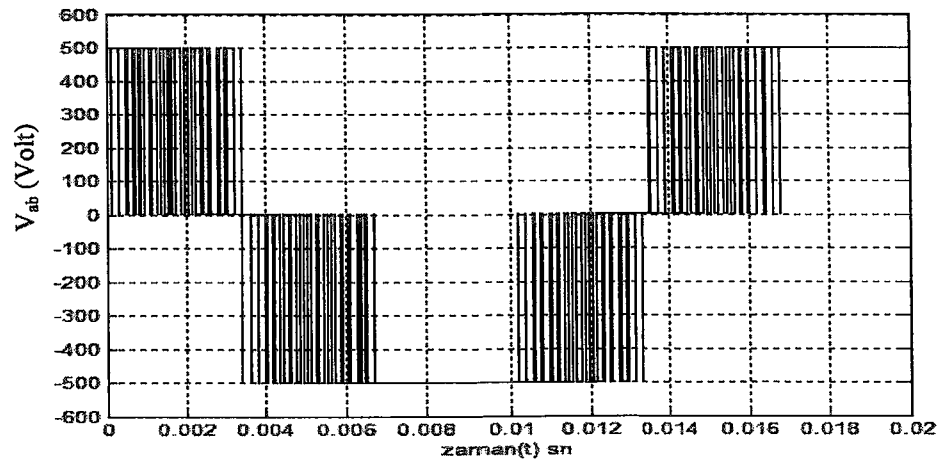
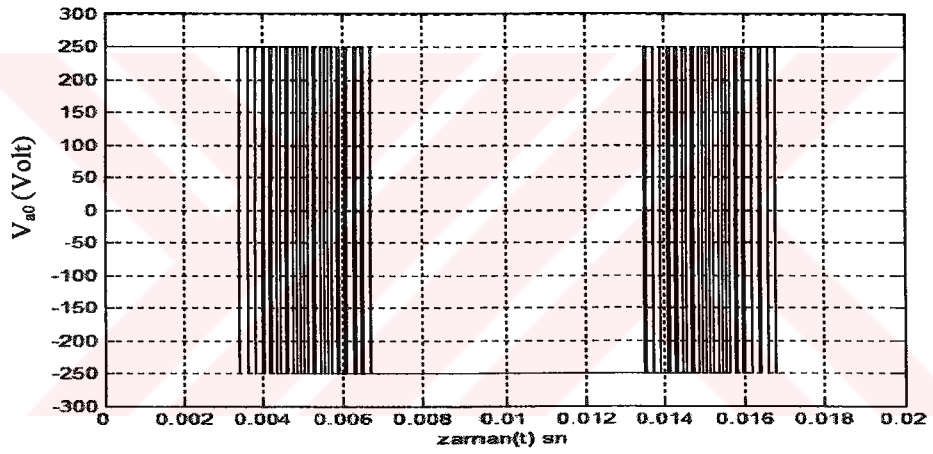


Şekil 3.24. Uzak vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} , inverter hat gerilimi V_{ab} ve üç faz çıkış akım dalga şekilleri

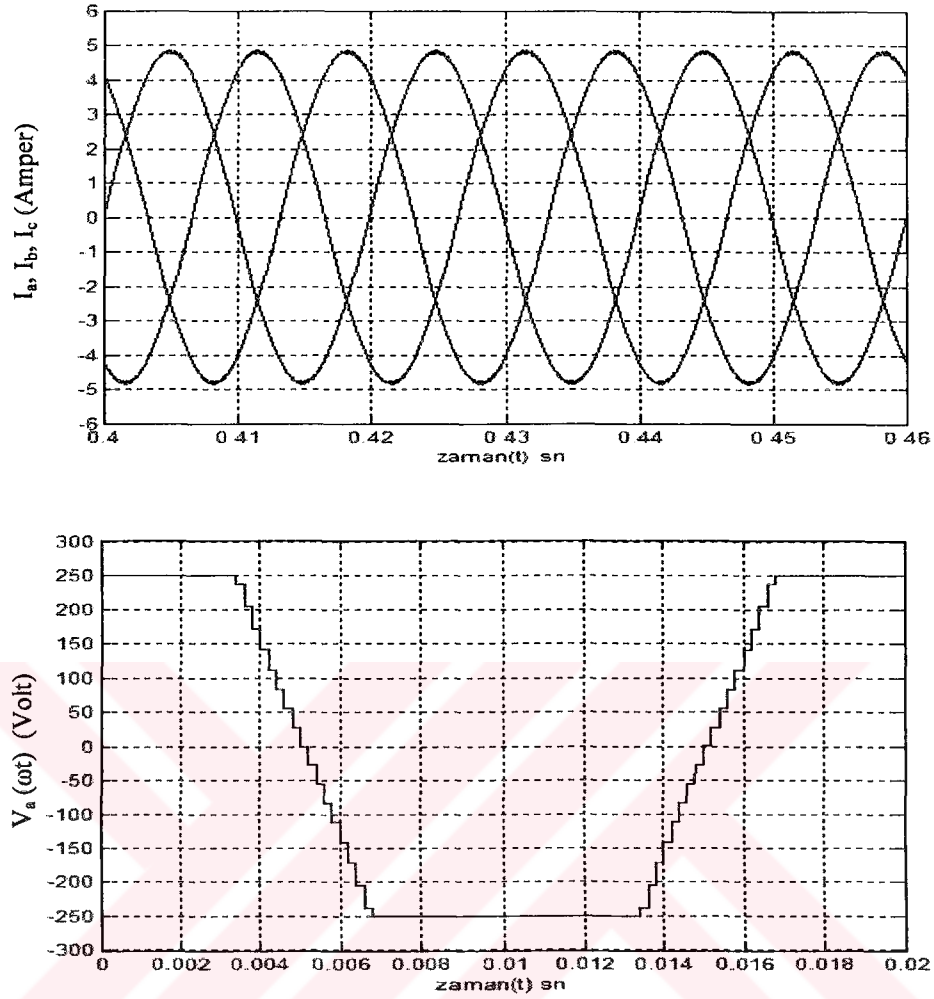


Şekil 3.25. Uzak vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda çıkış temel gerilim bileşeninin dalga şekli

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 3.26. Uzak vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri



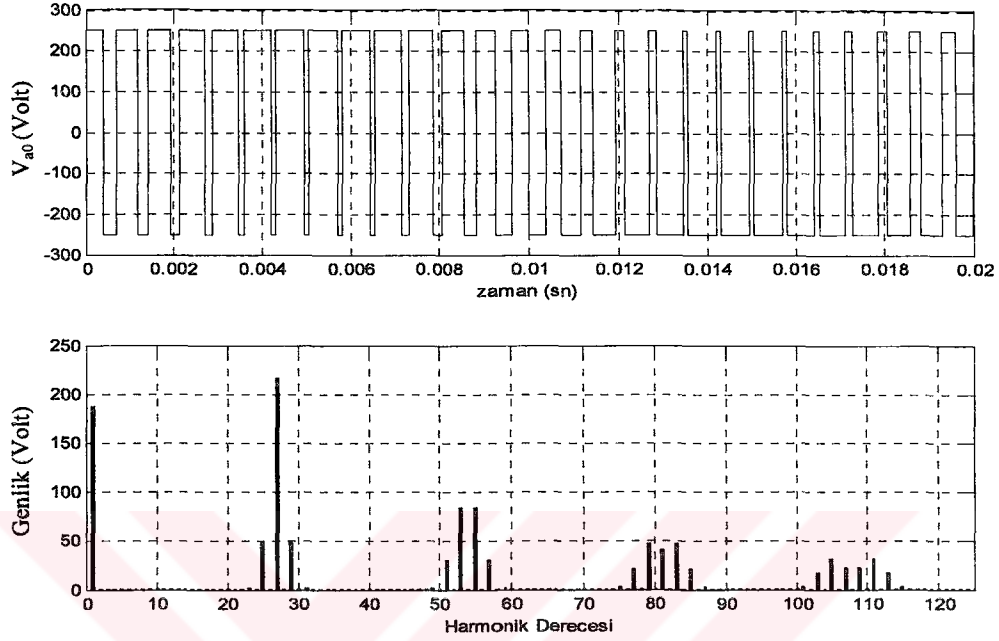
Şekil 3.27. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda üç faz çıkış akım ve çıkış temel gerilim bileşeninin dalga şekilleri

3.5. Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniklerinin Harmonik Analizi

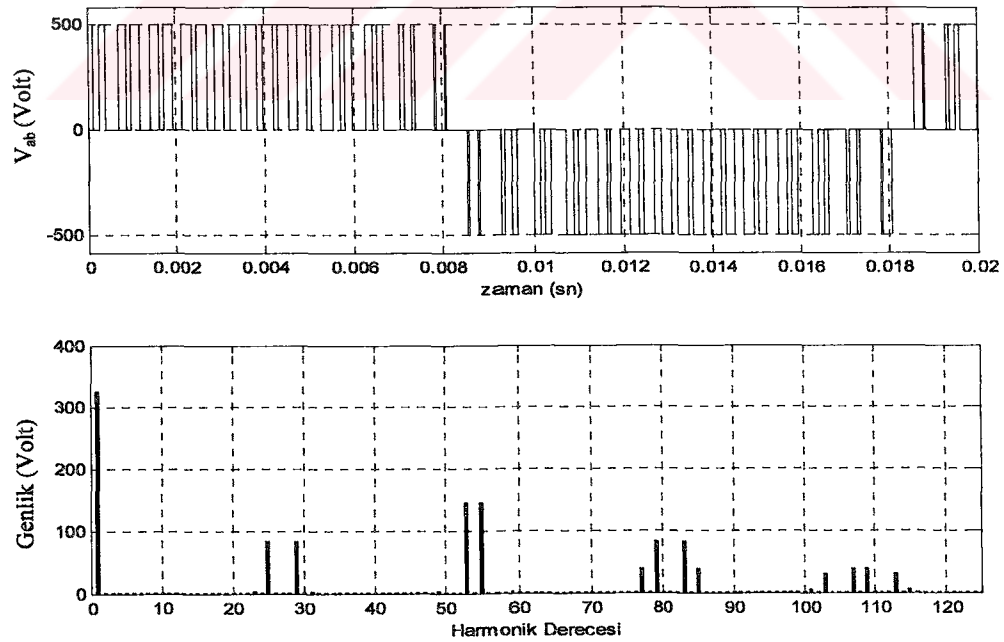
Bu bölümde, Matlab/Simulink ortamında benzetimleri yapılan darbe genişlik modülasyonu tekniklerinin harmonik analizi yapılmıştır. Daha önce verilen Simulink benzetim sonuçlarından elde edilen değerler, Matlab/Simulink ortamında mat uzantılı dosyalara kaydedilmiş ve daha sonra yazılan bu değerlere göre harmonik analizi yapılmıştır. Harmonik analizde anahtarlama frekansı f_s 1.35 kHz, 2 kHz ve 5 kHz, modülasyon indeksi M_a ise 0.75, 2 alınarak sonuçlar bulunmuştur. Burada modülasyon indeksinin 0.75 olduğu değer lineer modülasyon bölgesini, 2 olduğu değer ise aşırı modülasyon bölgesini temsil etmektedir. Benzetimlerden farklı olarak burada anahtarlama frekansının 1.35 kHz olduğu değer içinde harmonik analizi yapılmıştır. Bunun nedeni $f_s=1.35$ kHz için modülasyon frekans oranı M_f 'in 3'ün katı olmasıdır. M_f 'in 3'ün katı olduğu değer için harmonik analizi yapılarak diğer sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

3.5.1. Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Harmonik Analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=1.35$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

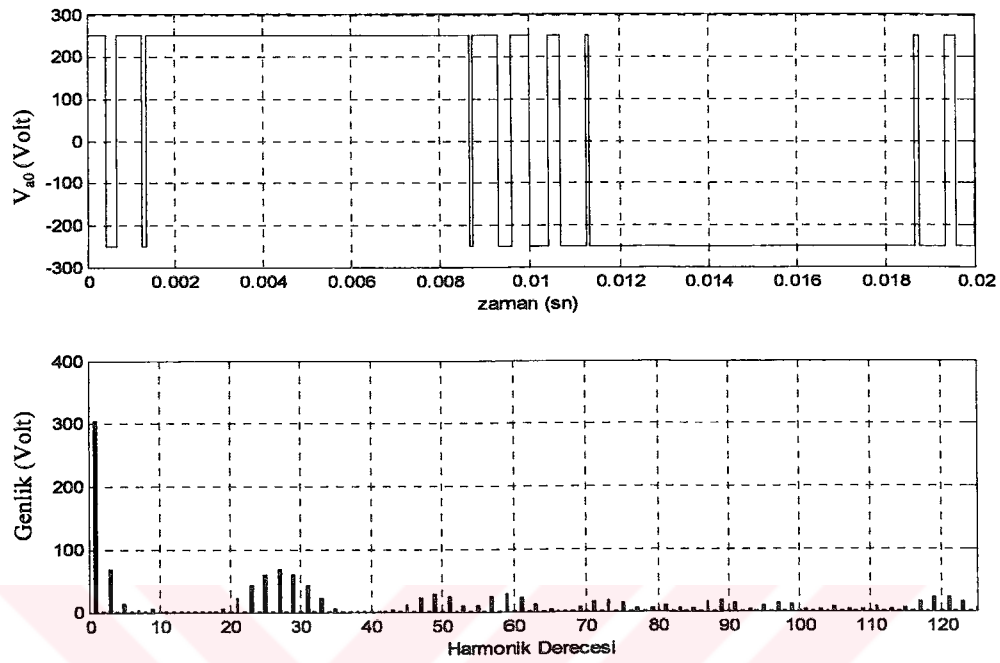


Şekil 3.28. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

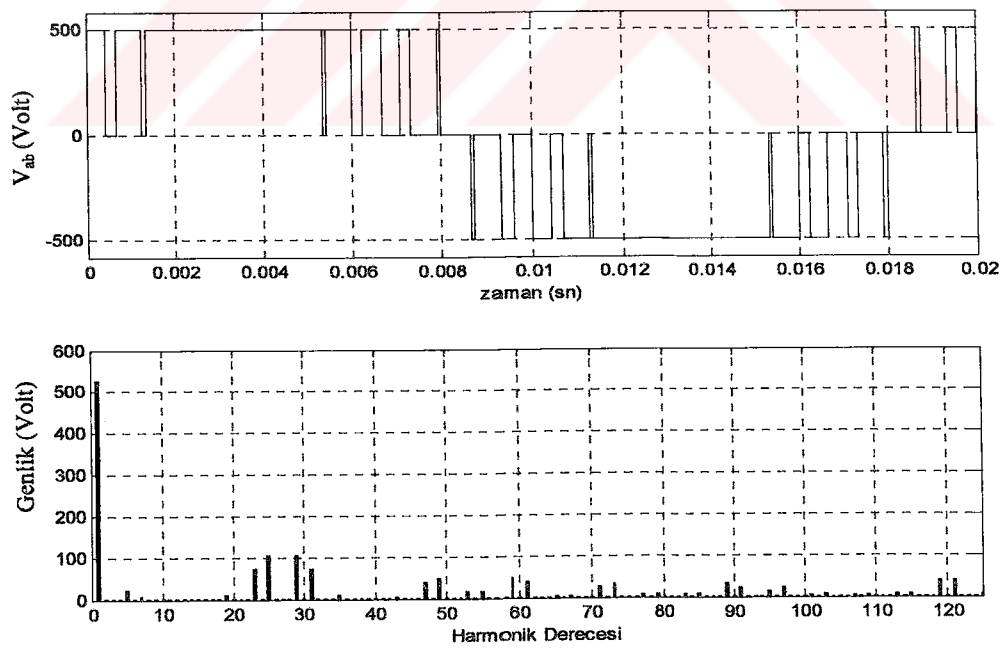


Şekil 3.29. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=1.35$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

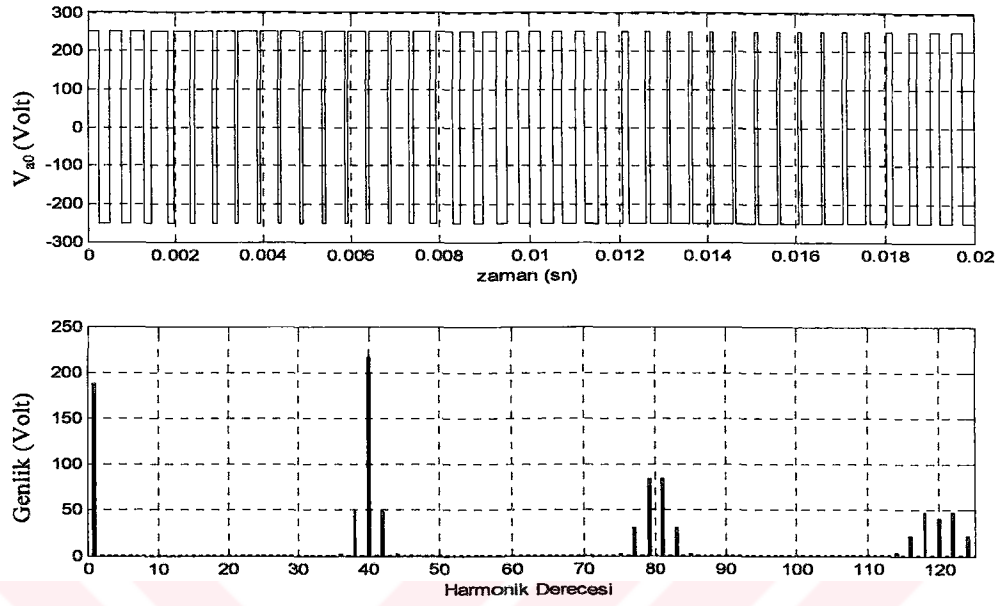


Şekil 3.30. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

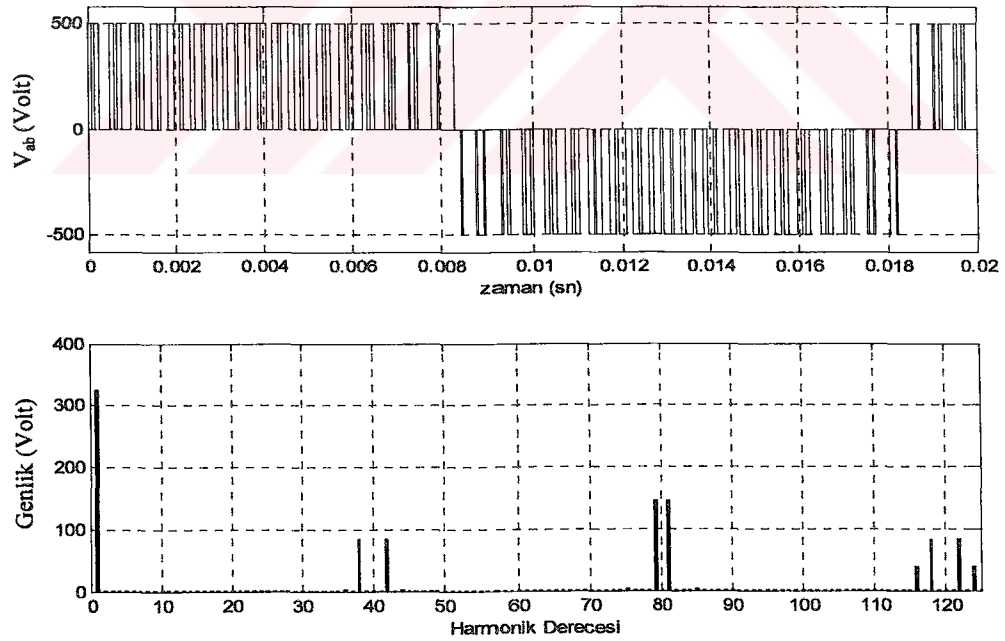


Şekil 3.31. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

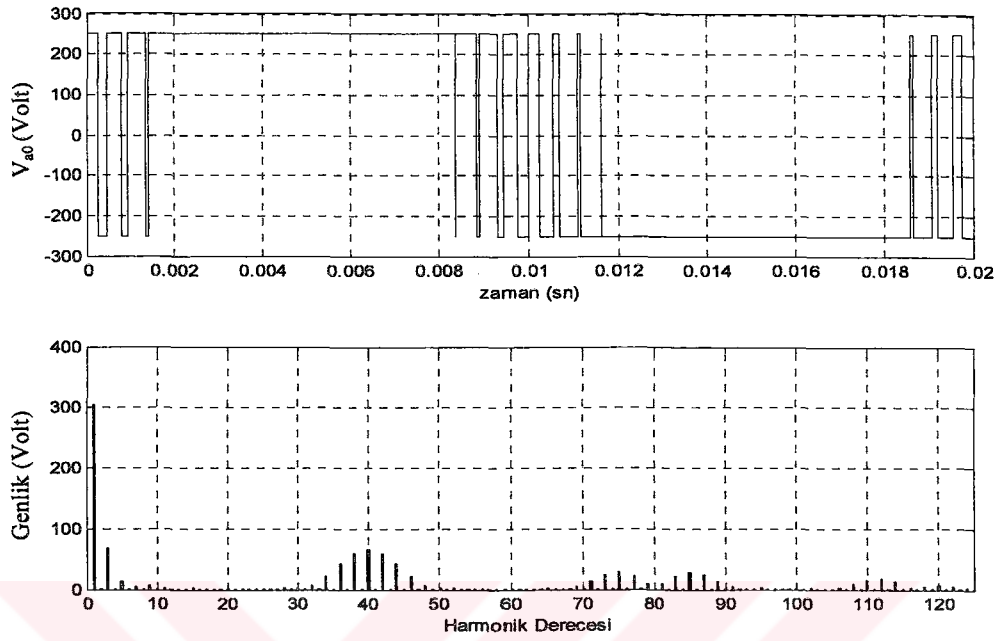


Şekil 3.32. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

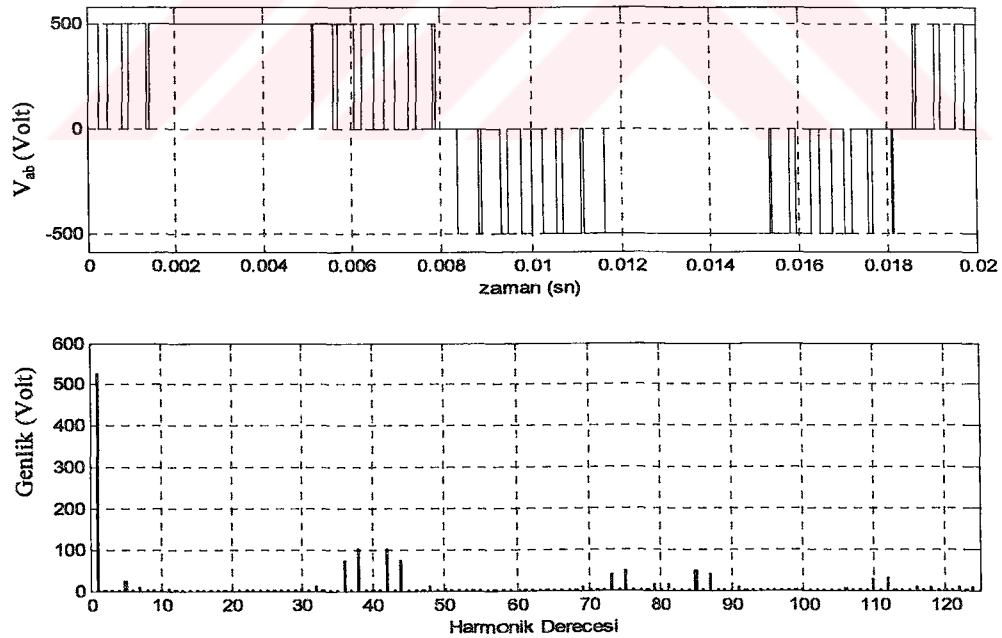


Şekil 3.33. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

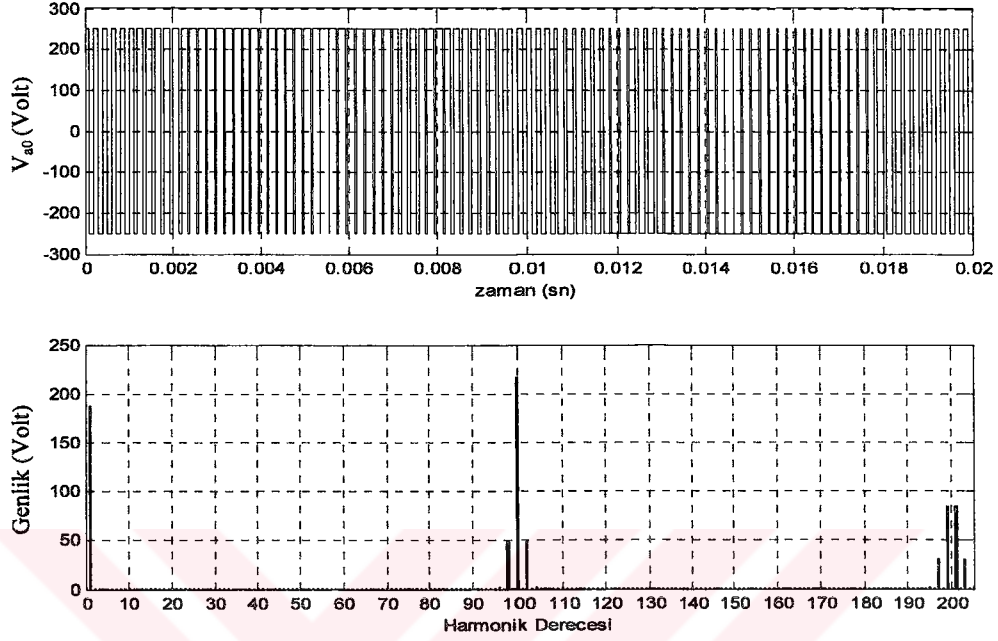


Şekil 3.34. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

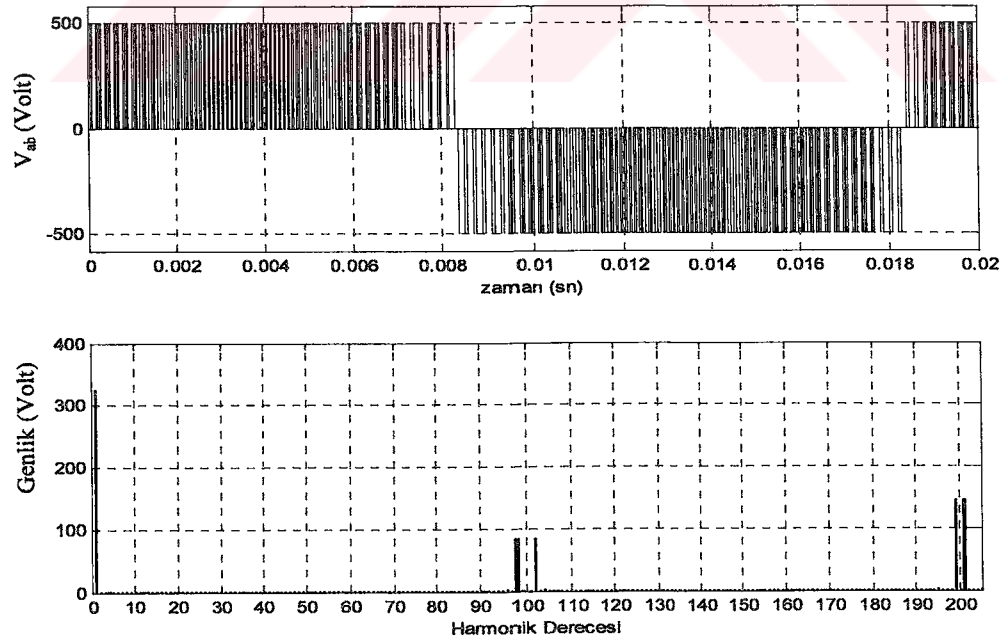


Şekil 3.35. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

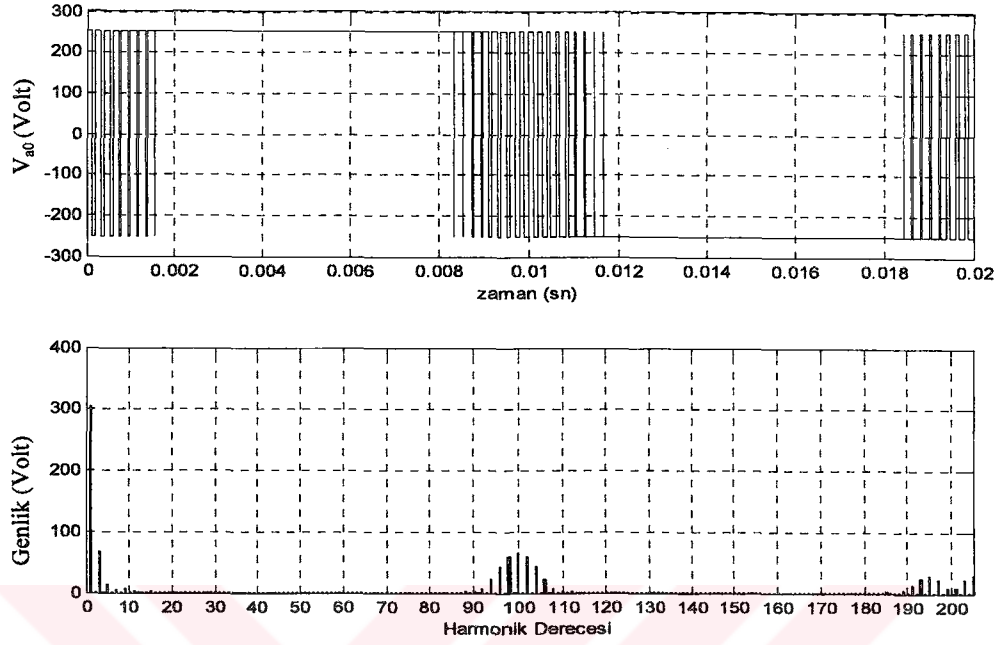


Şekil 3.36. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

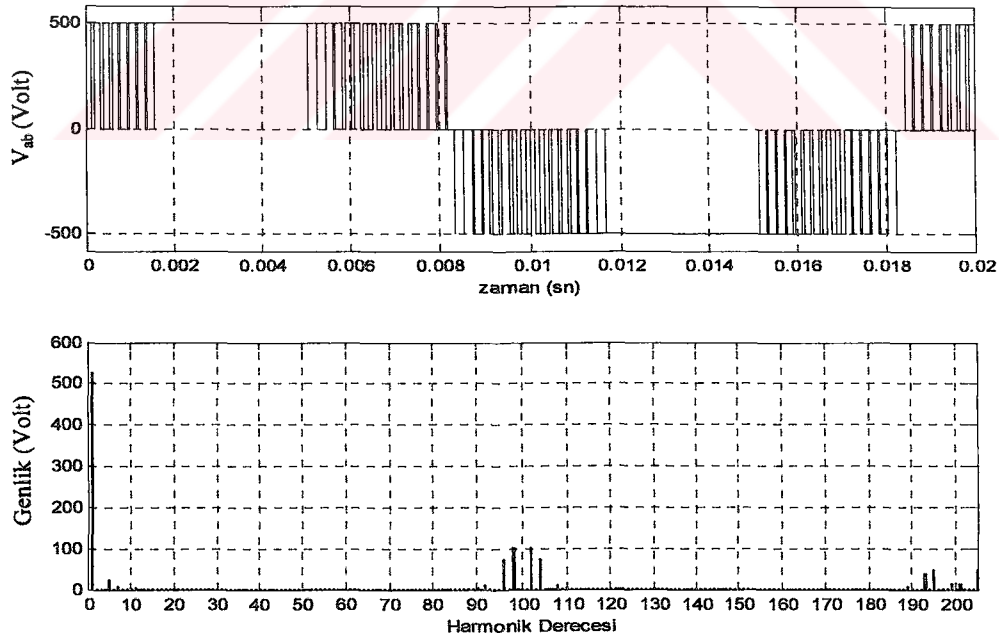


Şekil 3.37. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;



Şekil 3.38. Doğal örneklemeli sintüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

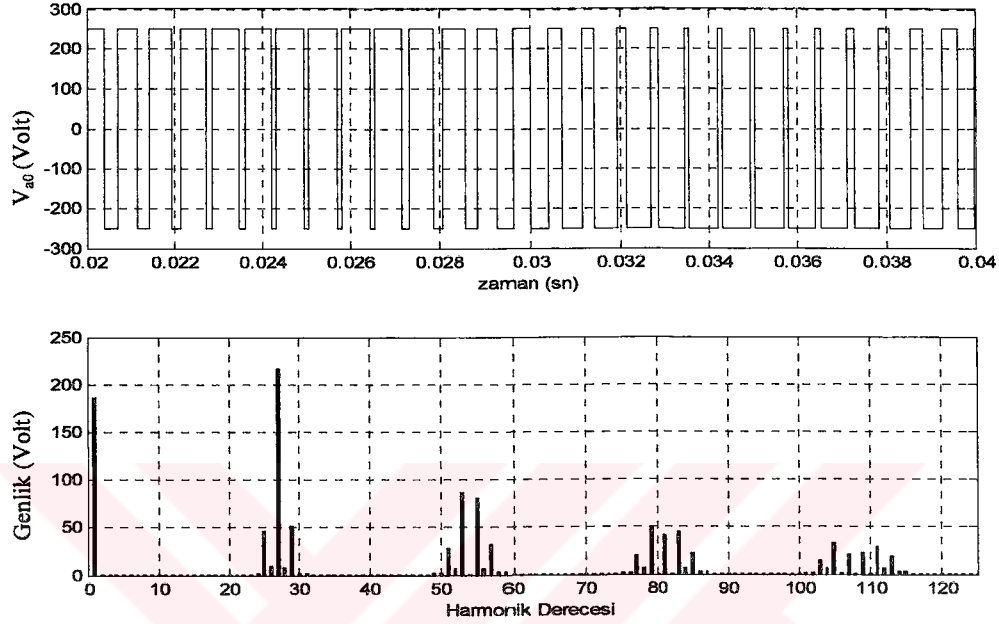


Şekil 3.39. Doğal örneklemeli sintüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

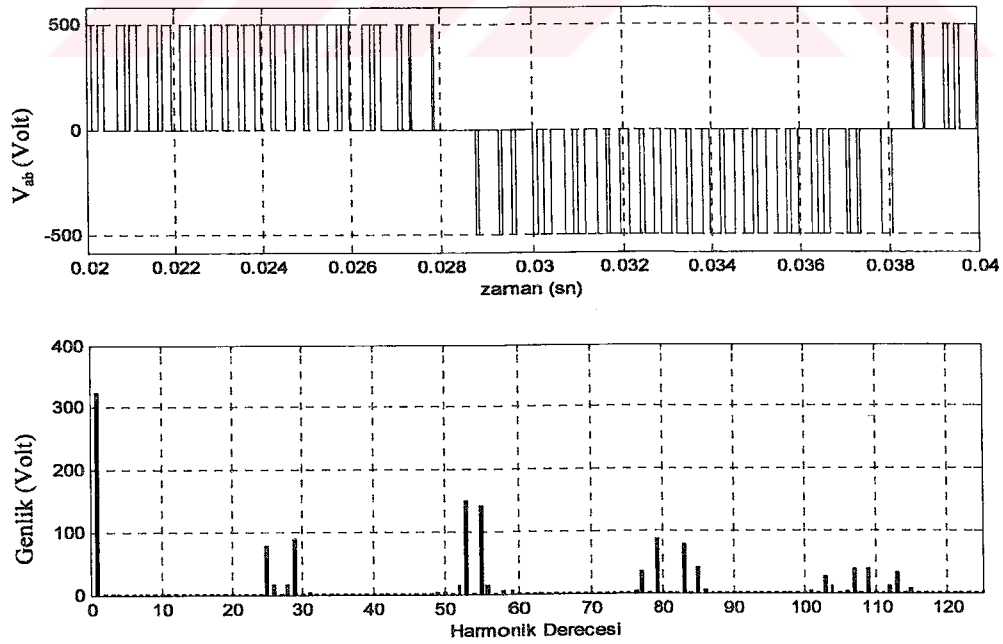
3.5.2. Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Harmonik Analizi

3.5.2.1. Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM'in Harmonik Analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=1.35$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

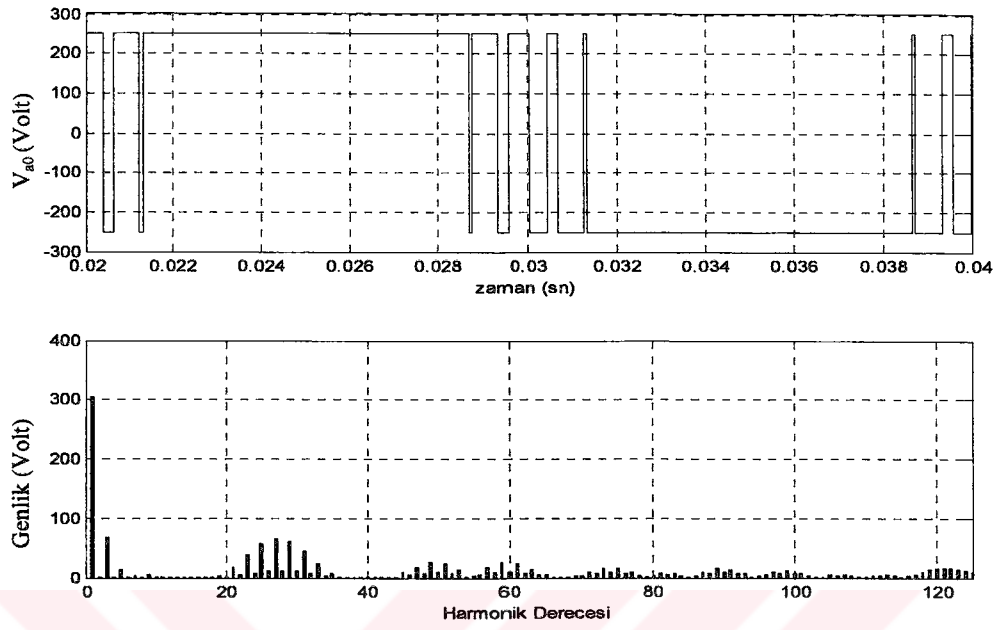


Şekil 3.40. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'in harmonik analizi

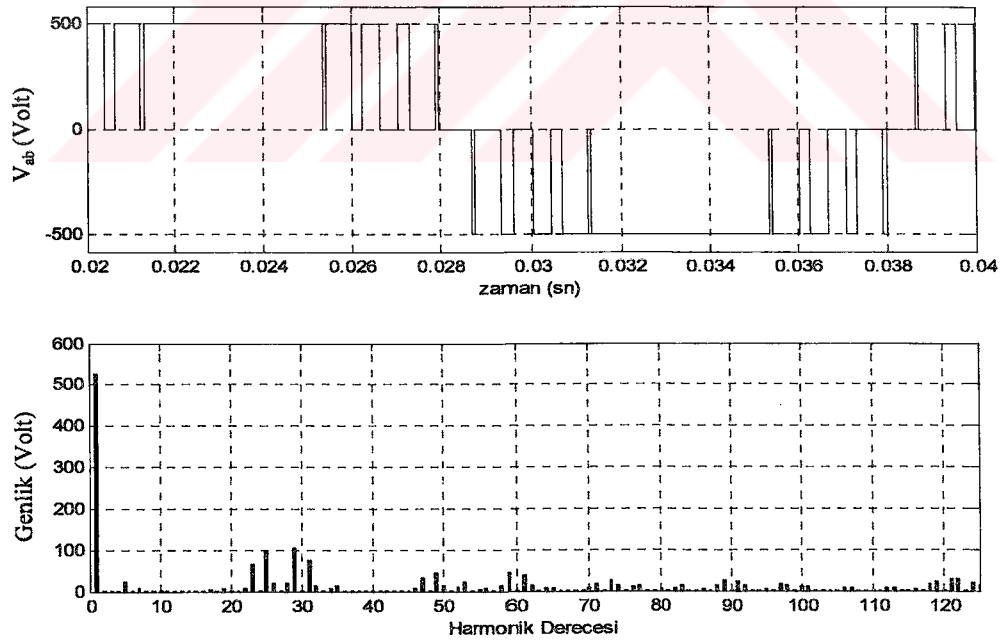


Şekil 3.41. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=1.35$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

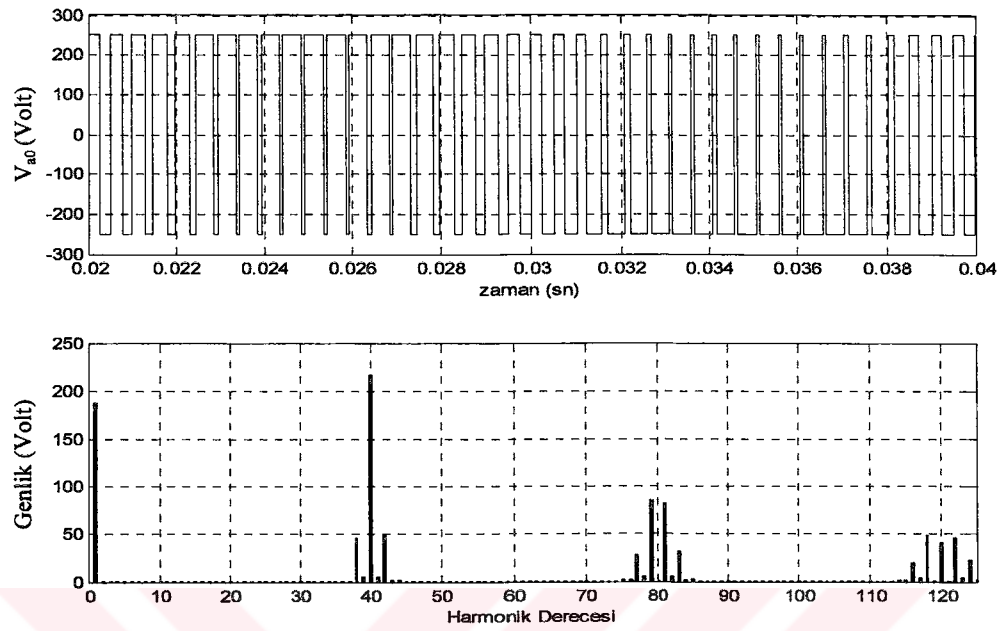


Şekil 3.42. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

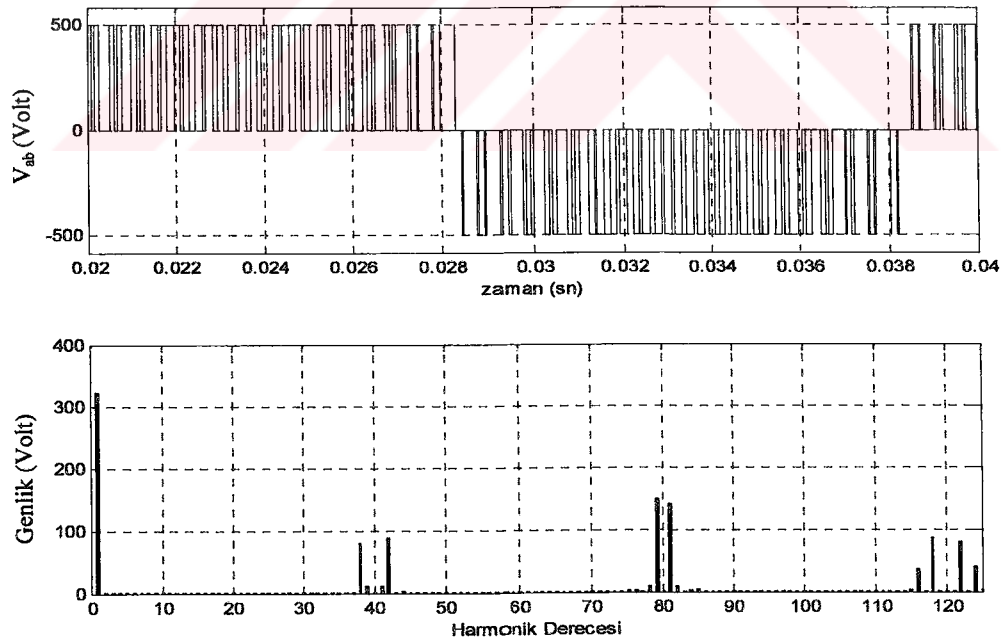


Şekil 3.43. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

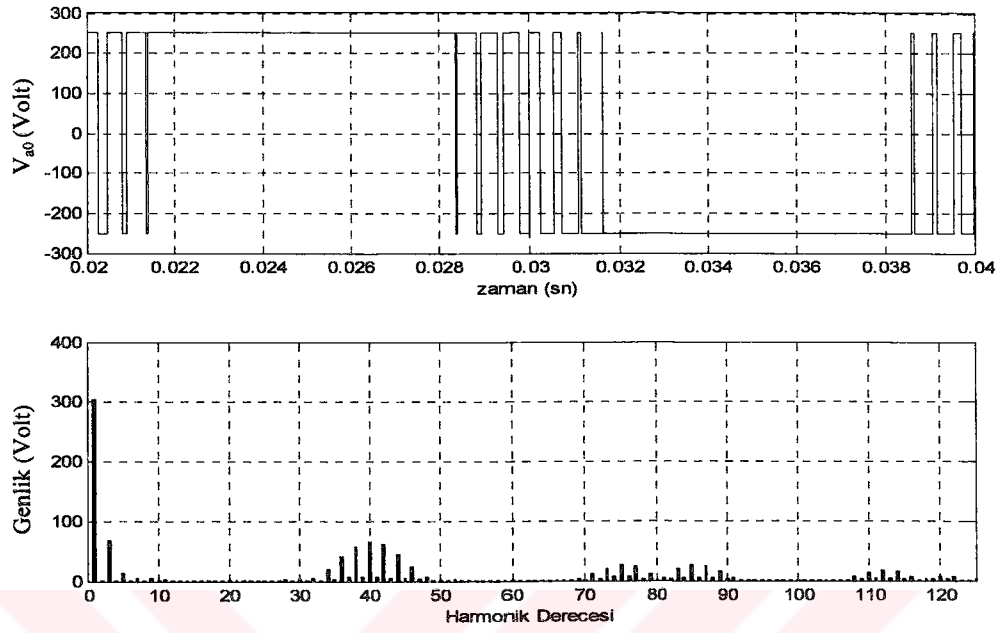


Şekil 3.44. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

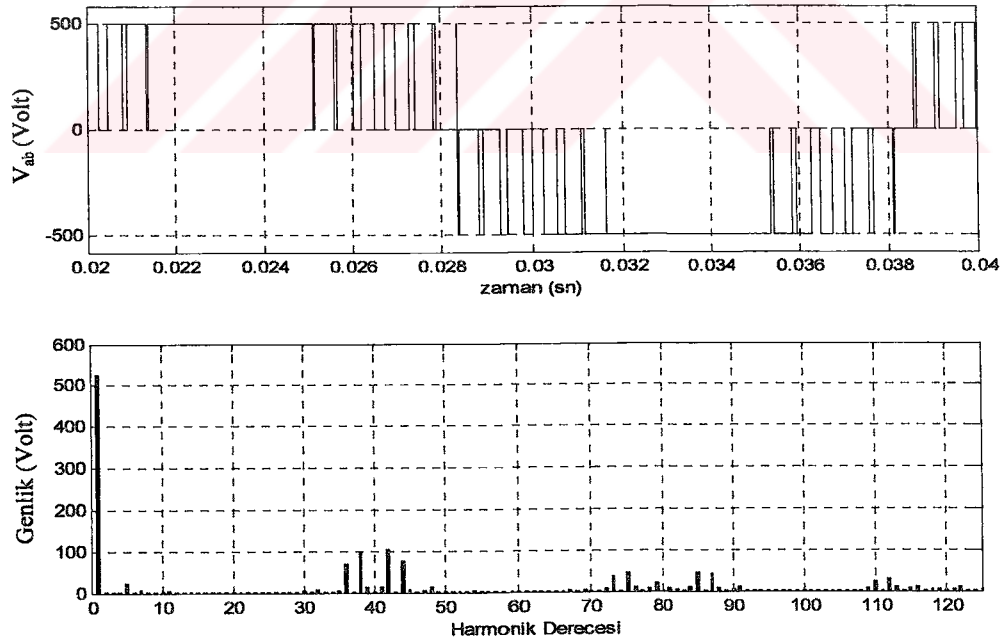


Şekil 3.45. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

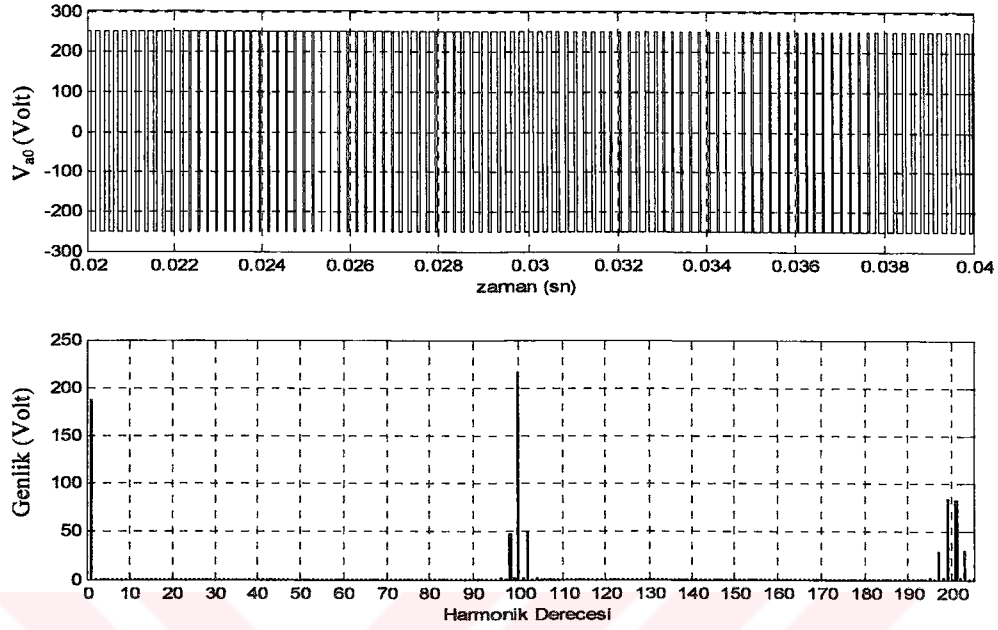


Şekil 3.46. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

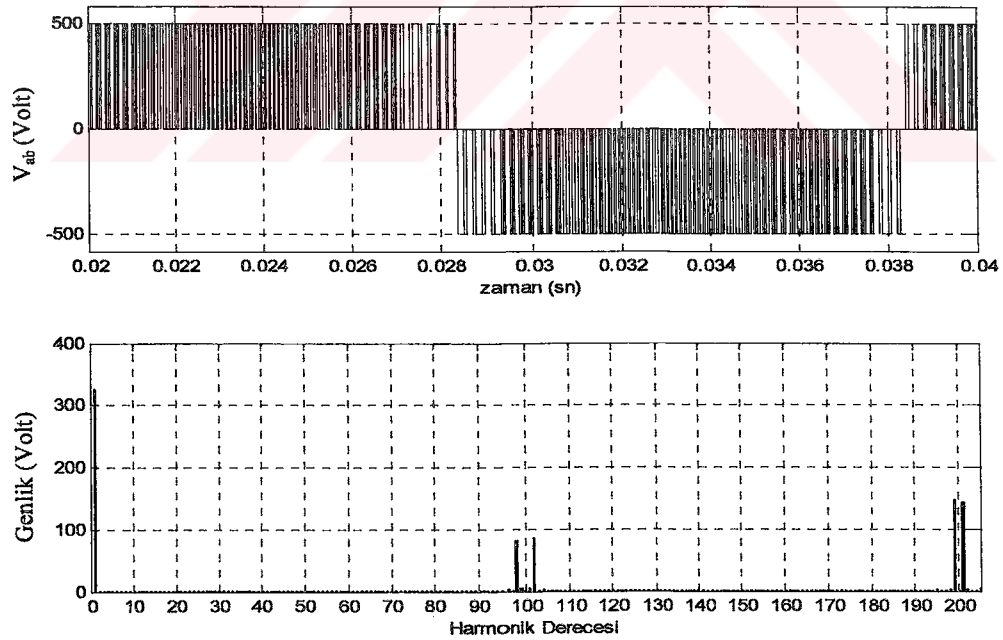


Şekil 3.47. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

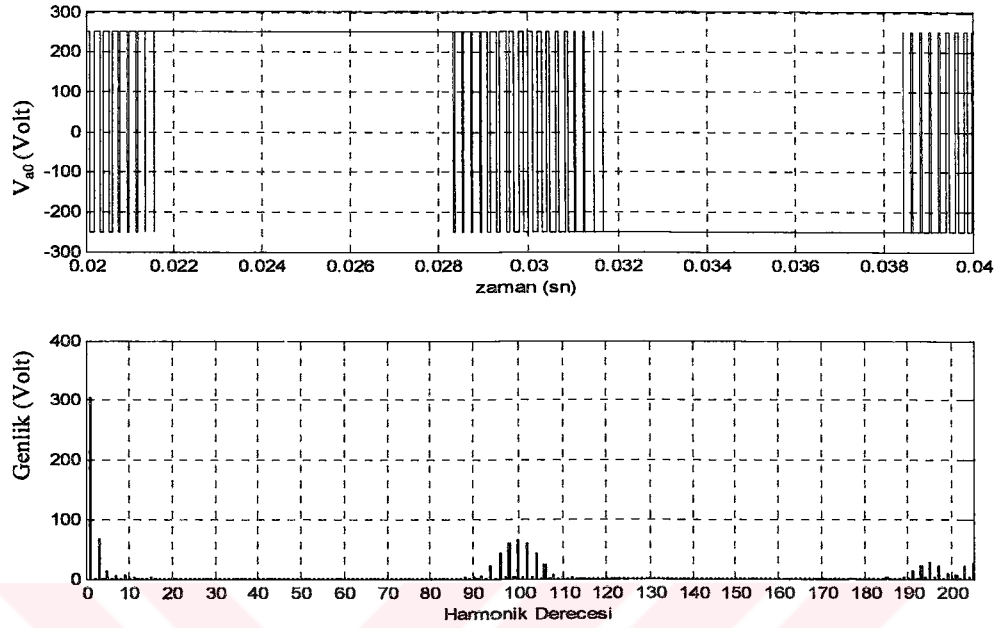


Şekil 3.48. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

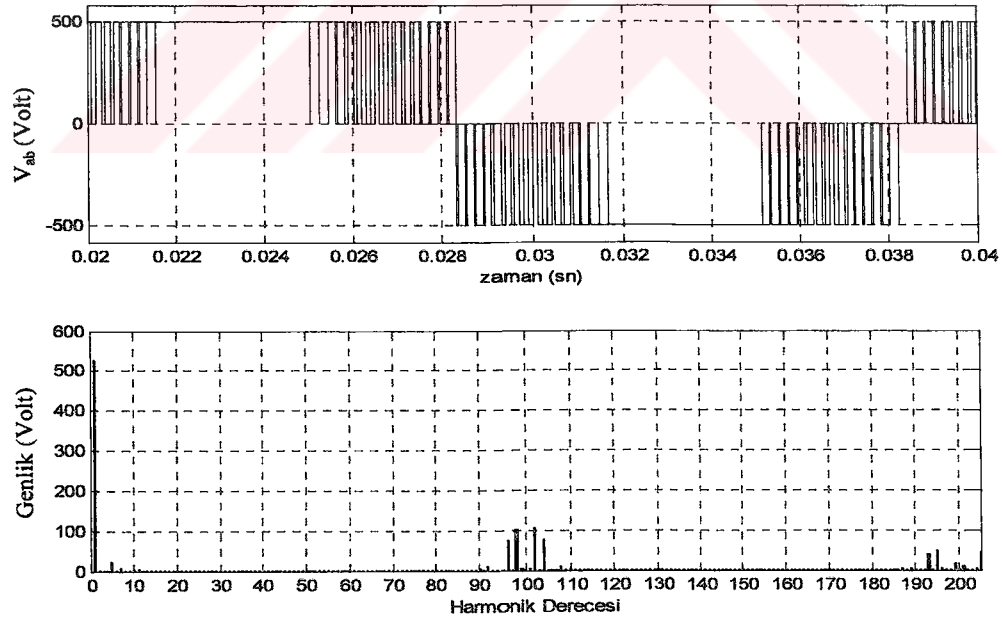


Şekil 3.49. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;



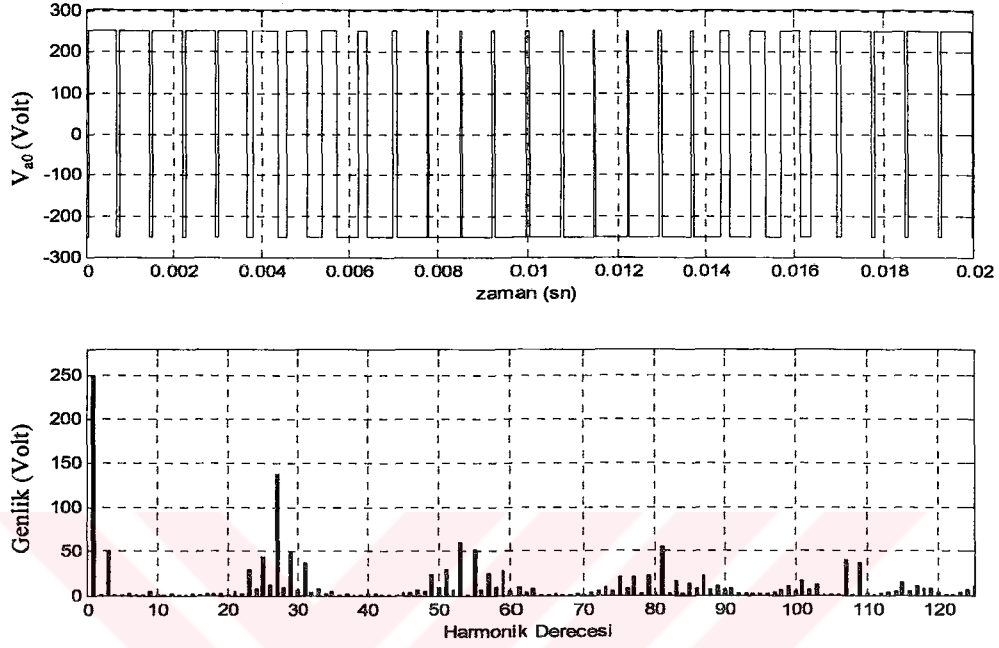
Şekil 3.50. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi



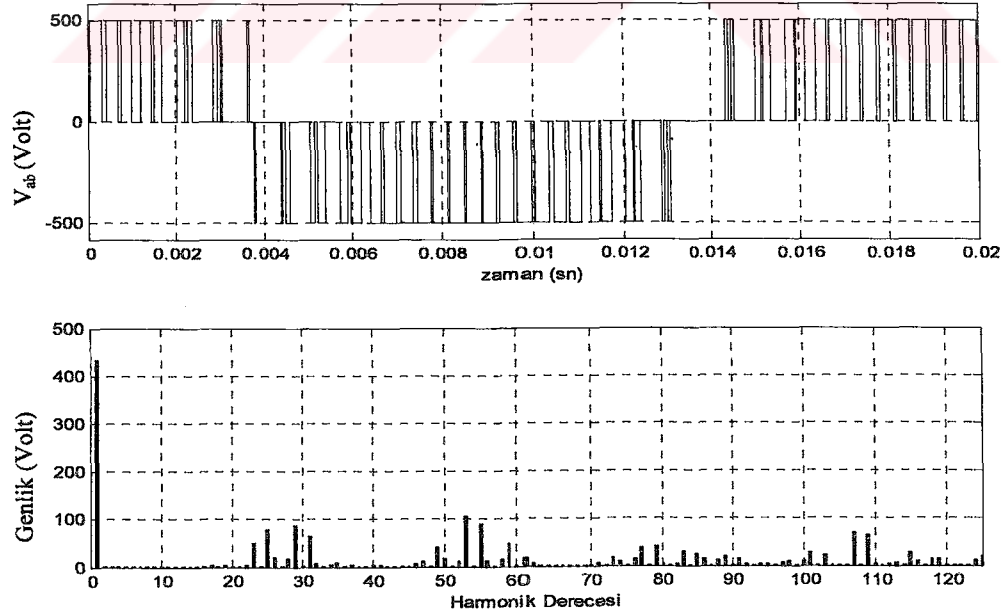
Şekil 3.51. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

3.5.3. Uzak Vektör PWM'in Harmonik Analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=1.35$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

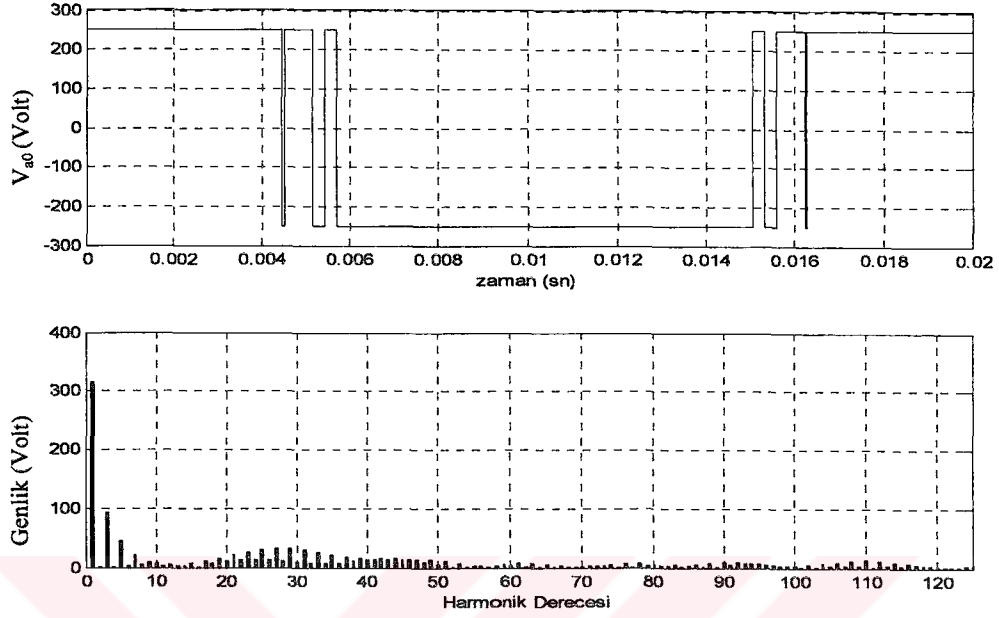


Şekil 3.52. Uzak vektör PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{ao} 'nın harmonik analizi

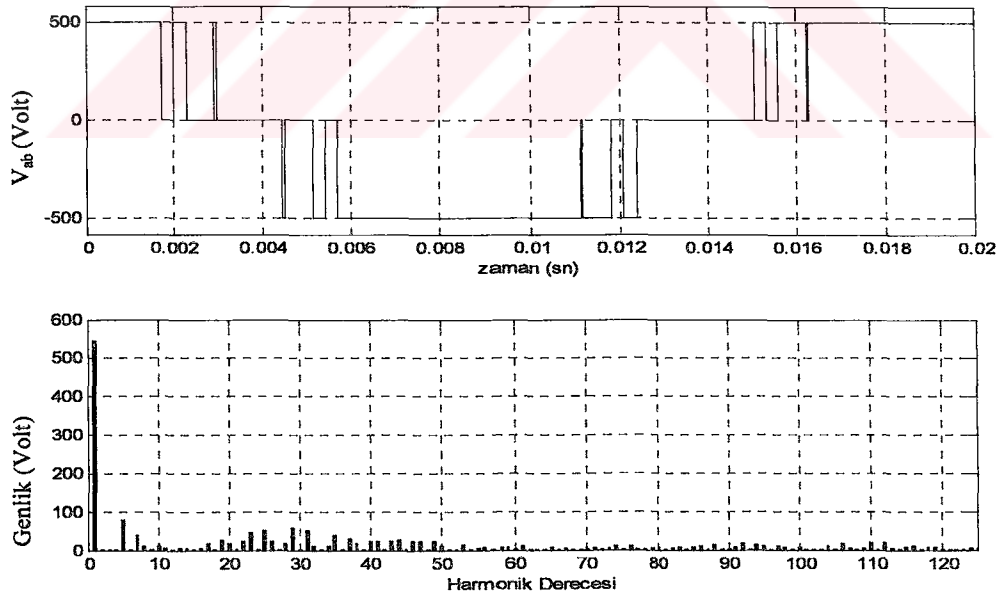


Şekil 3.53. Uzak vektör PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=1.35$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

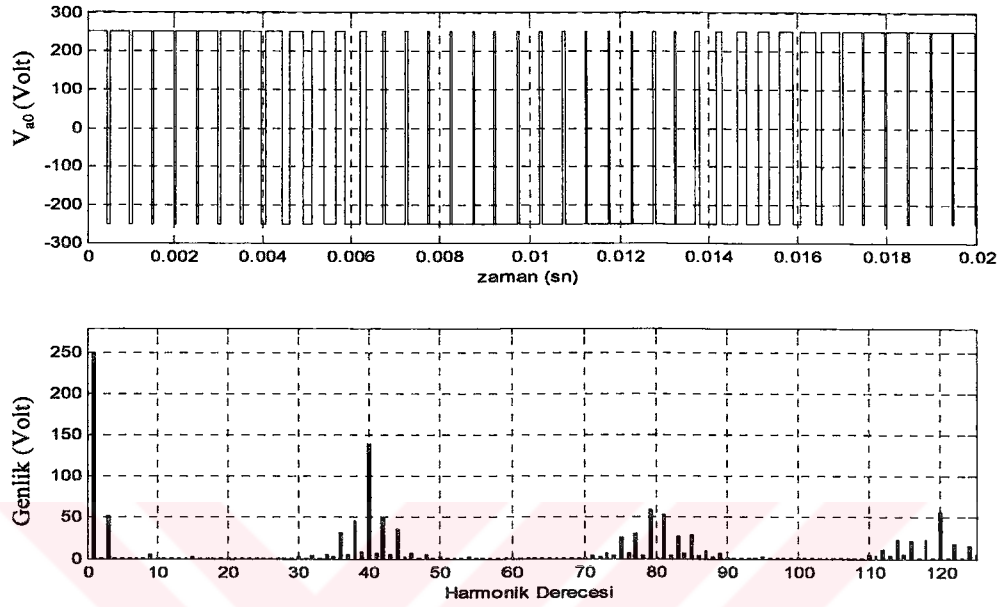


Şekil 3.54. Uzak vektör PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'nin harmonik analizi

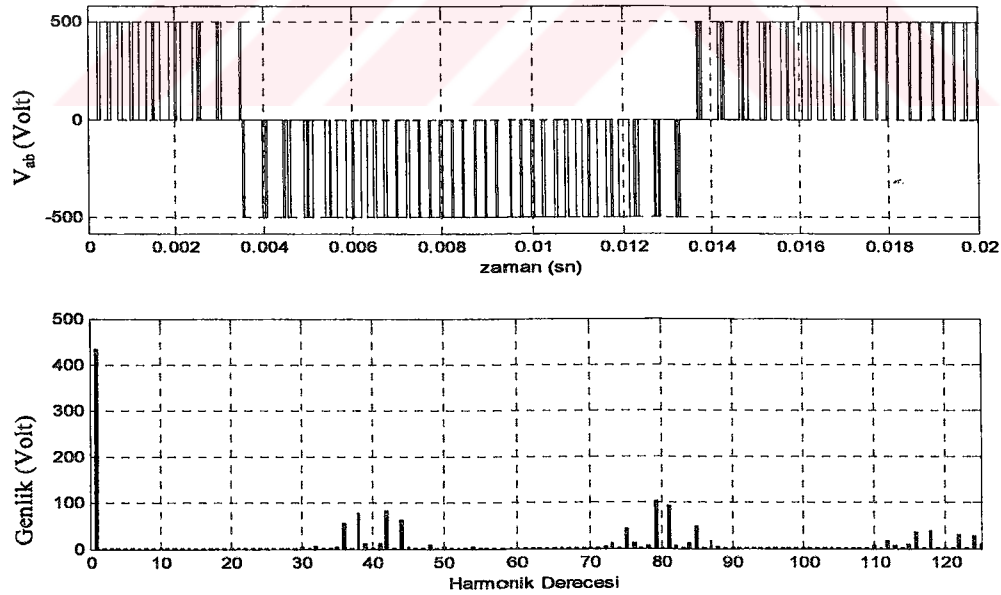


Şekil 3.55. Uzak vektör PWM için $f_s=1.35$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

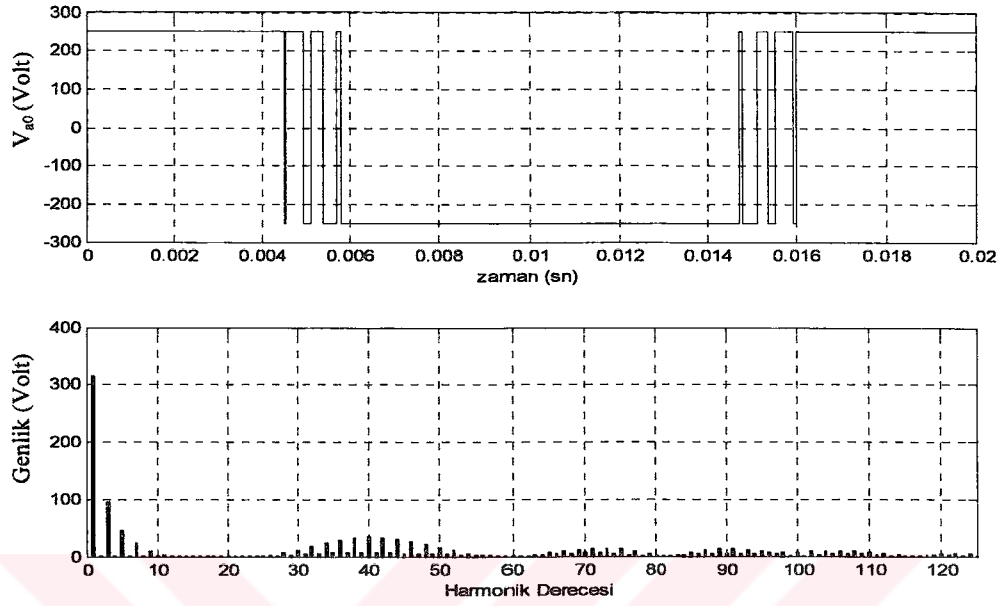


Şekil 3.56. Uzak vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

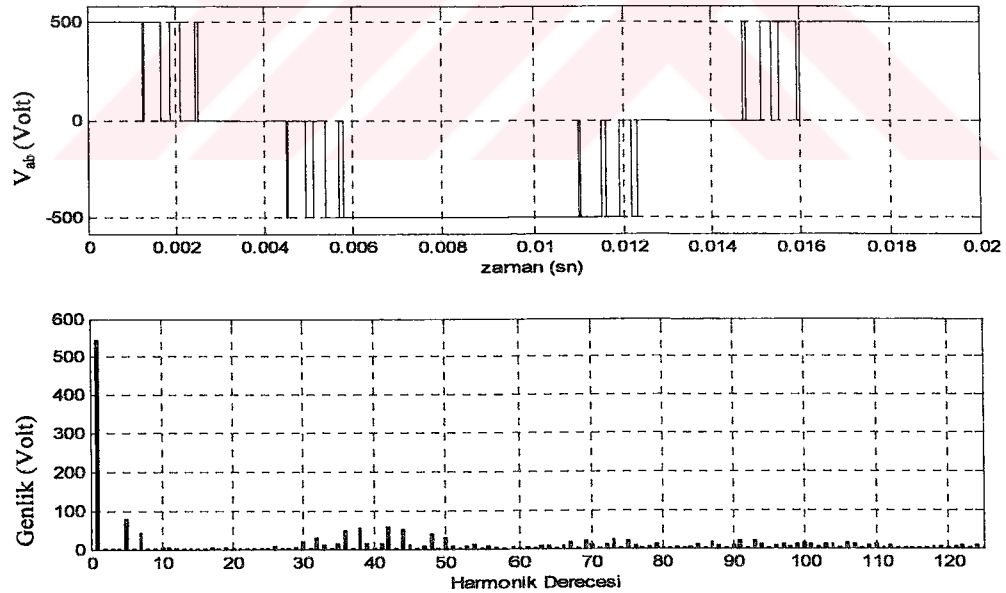


Şekil 3.57. Uzak vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

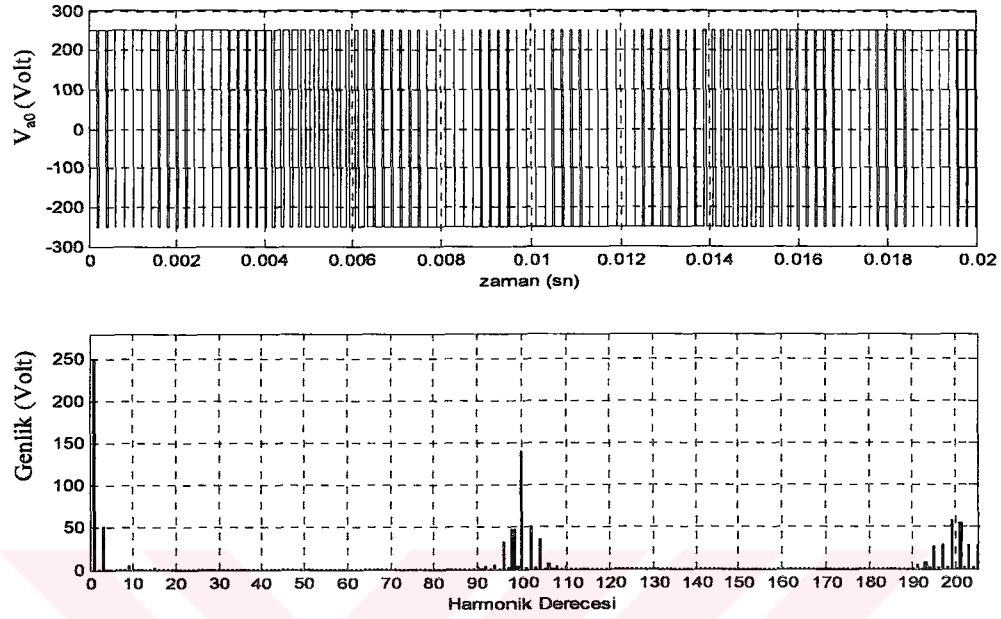


Şekil 3.58. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

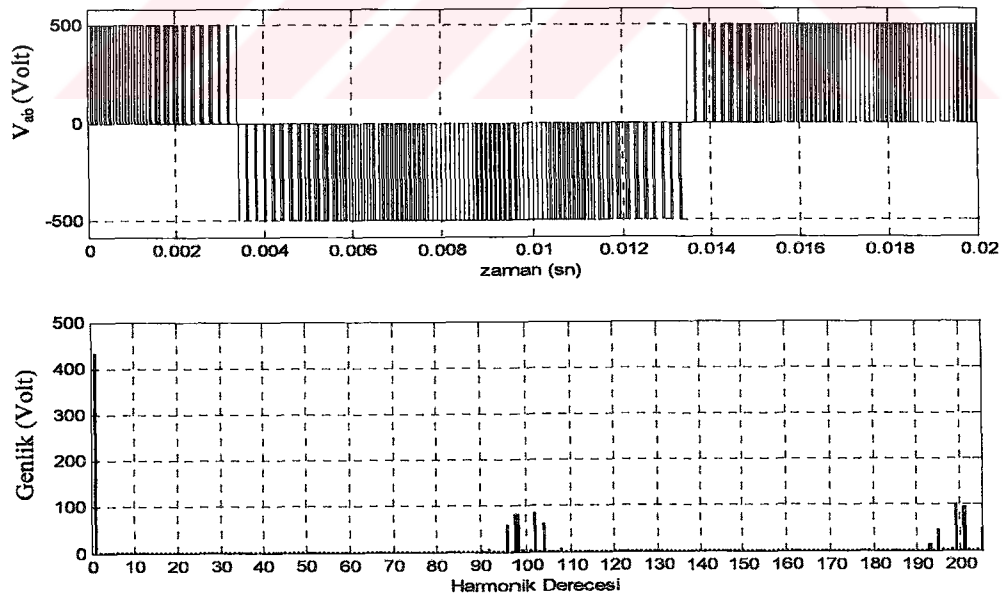


Şekil 3.59. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=0.75$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;

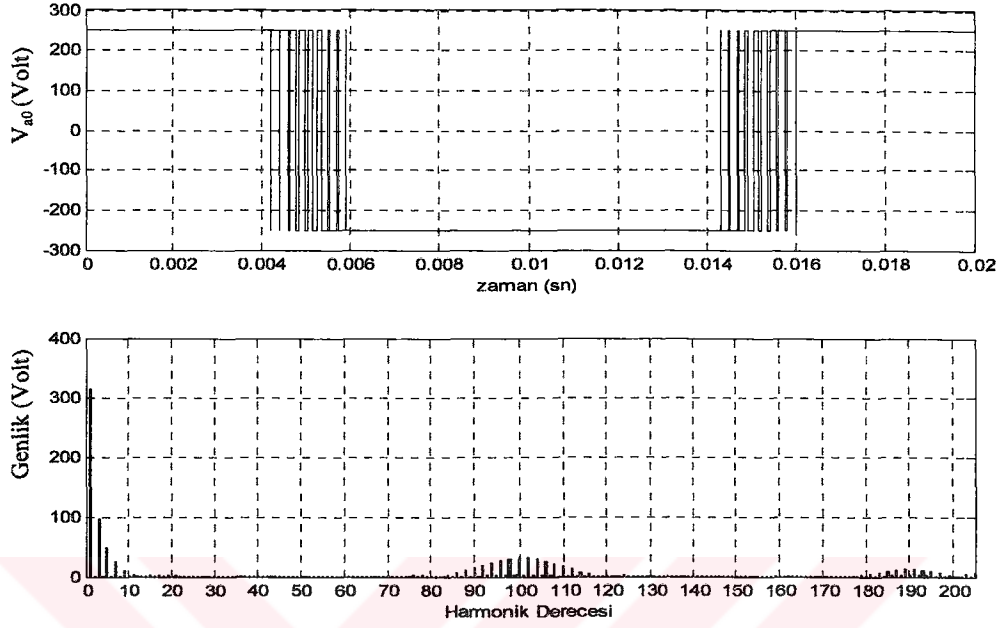


Şekil 3.60. Uzak vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'ın harmonik analizi

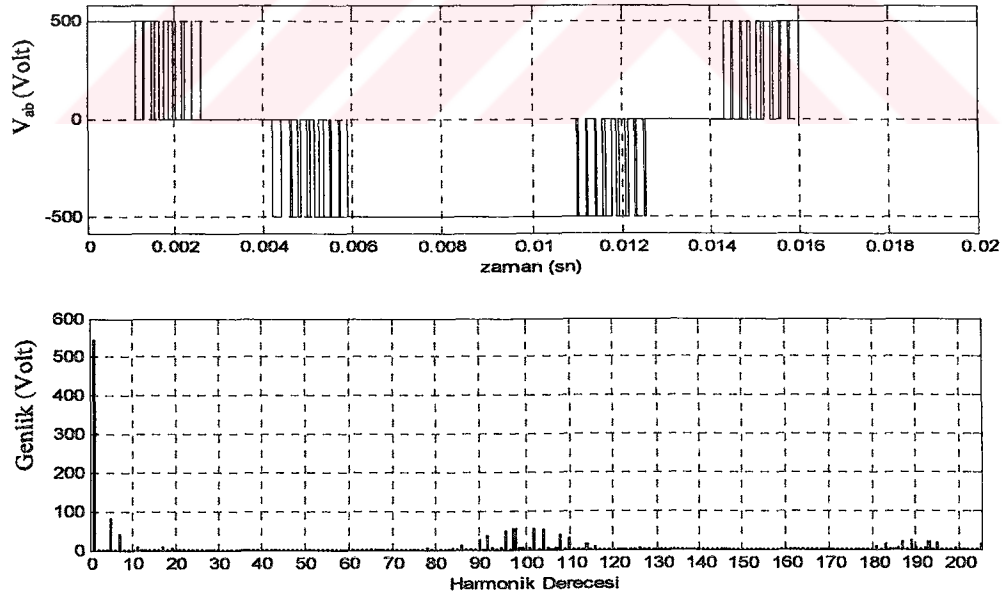


Şekil 3.61. Uzak vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=0.75$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

Modülasyon indeksi $M_a=2$ ve anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçların harmonik analizi;



Şekil 3.62. Uzak vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter kutup gerilimi V_{a0} 'in harmonik analizi



Şekil 3.63. Uzak vektör PWM için $f_s=5$ kHz, $M_a=2$ alınması durumunda inverter hat gerilimi V_{ab} 'nin harmonik analizi

3.6. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Doğal örnekleme sinüsoidal PWM, düzenli örnekleme sinüsoidal PWM ve uzay vektör PWM yöntemleri için yapılan benzetim sonuçları değerlendirildiğinde, aynı anahtarlama frekansı ve aynı modülasyon indeksi için doğal örnekleme ve düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için üç faz çıkış akımlarının tepe değeri aynıdır. Fakat uzay vektör PWM’de elde edilen üç faz akımlarının tepe değeri daha büyüktür. Bu durum aynı modülasyon indeksi değeri için, bölüm 2’de ayrıntılı bir şekilde anlatıldığı gibi, uzay vektör PWM’de elde edilebilecek temel bileşen geriliminin daha büyük olmasından kaynaklanmaktadır. Bu durum Şekil 3.3, Şekil 3.12 ve Şekil 3.21’de görülmektedir. Bu sonuç uzay vektör PWM’in, doğal örnekleme ve düzenli örnekleme sinüsoidal PWM’e göre, sadece büyük modülasyon indeksi değerleri için en büyük avantajı olarak gösterilebilir.

Ayrıca aynı modülasyon indeksi için anahtarlama frekansının 2 kHz ve 5 kHz olduğu durumlardaki üç faz çıkış akımları karşılaştırıldığında, akımların genlik değerlerinin aynı olmasına karşın, akımlardaki dalgalanmanın 5 kHz için daha az olduğu Şekil 3.3 ve Şekil 3.7’de görülmektedir. Bunun sebebi, anahtarlama frekansının artırılması durumunda bölüm 2’de anlatıldığı gibi büyük değerli harmoniklerin anahtarlama frekansında oluşmasıdır. Bu durumda yük olarak kullanılan üç fazlı RL yükünün bu akımları filtre etmesi kolaylaşmaktadır. Sonuçta oluşan akımlar sinüs dalga şekline daha fazla benzemekte ve daha az dalgalanmaya sahip olmaktadır.

Bölüm 2’de doğal örnekleme sinüsoidal PWM’in mikroişlemcilerde gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmesi için referans dalganın düzenli olarak örneklenmesi gerektiği ve bu düzenli örneklemenin simetrik ve asimetrik olarak yapılabileceği belirtilmiştir. Benzetim sonuçları incelendiğinde doğal örnekleme sinüsoidal PWM’in, asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM tekniğiyle yaklaşık olarak ifade edildiği ve gerilim dalga şekillerinin yaklaşık olarak aynı olduğu Şekil 3.2 ve Şekil 3.11’de görülmektedir. Ayrıca elde edilen üç fazlı yük akımlarının yaklaşık olarak aynı olduğu fakat, asimetrik düzenli örneklemede doğal örnekleme sinüsoidal PWM’e göre daha az dalgalanma olduğu Şekil 3.3 ve Şekil 3.12’den görülmektedir.

Bu benzetim sonuçlarına göre inverter kutup gerilimi V_{a0} ve inverter hat gerilimi V_{ab} ’nin harmonik analizi her bir durum için yapılmıştır. Bu harmonik analizleri incelendiğinde doğal örnekleme sinüsoidal PWM için modülasyon indeksinin 0.75 değeri için (lineer modülasyon bölgesi) kutup geriliminin temel bileşeni olan birinci harmoniğinin tepe değeri bölüm 2’de belirtildiği gibi $M_a V_{dc}/2$ ’dir. Ayrıca harmonik analizde düşük dereceli harmonikler (yakın harmonikler) görülmektedir. Büyük değerlikli harmonikler anahtarlama frekansında ve bu anahtarlama frekansının temel çıkış frekansındaki yan bantlarda oluşmaktadır. Anahtarlama frekansının temel çıkış frekansına oranı olan M_f ’in 27 olması durumunda ($f_s=1.35$ kHz), çift

harmoniklerin oluşmadığı ve V_{ab} geriliminde 3 ve 3'ün katı harmoniklerin oluşmadığı Şekil 3.28 ve Şekil 3.29'da görülmektedir.

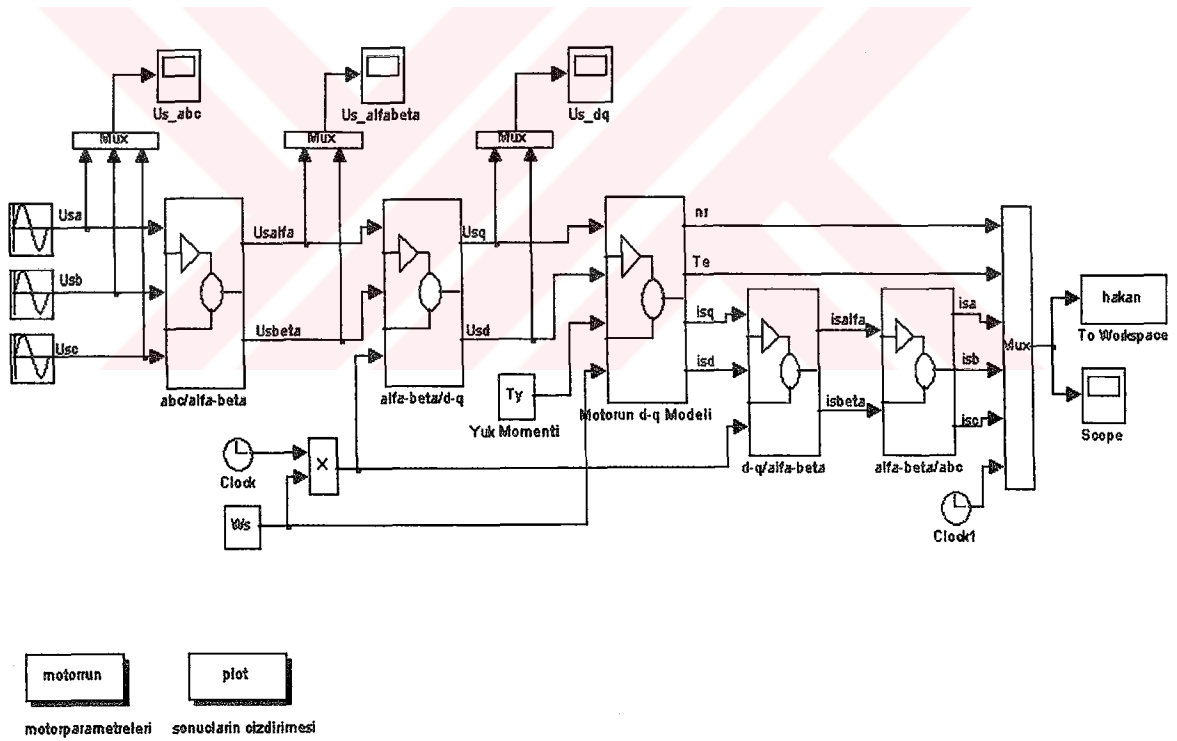
Aynı modülasyon indeksi ve anahtarlama frekansı için uzay vektör PWM ile doğal örneklemeli ve düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM'in harmonik analizleri karşılaştırıldığında, uzay vektör PWM için inverter kutup gerilimi V_{ao} 'ın harmonik analizinde temel bileşen (birinci harmonik) değerinin diğer yöntemlere göre daha büyük olduğu Şekil 3.28, Şekil 3.40 ve Şekil 3.52'de görülmektedir. Fakat uzay vektör PWM'de kutup geriliminin harmonik analizinde 3. harmonik bileşenin yüksek genlikte olduğu görülmektedir. Bu sonuçlara etkimemektedir. Bunun nedeni hat geriliminde 3 ve 3'ün katı harmoniklerin oluşmamasıdır. Ayrıca doğal örneklemeli ve düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM'de anahtarlama frekansında oluşan harmonik değerinin uzay vektör PWM'de daha küçük fakat daha fazla olduğu görülmektedir. Doğal örneklemeli ve düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM yöntemlerinde kutup geriliminin harmonik içeriğinin yaklaşık olarak aynı olduğu görülmektedir. Yalnızca düzenli örneklemeli PWM'de taşıyıcı frekanslı harmoniklerde daha fazla yan bantlara sahip olduğu görülmektedir.

Aynı harmonik analizi modülasyon indeksinin 2 olduğu durum (aşırı modülasyon bölgesi) için yapıldığında, doğal örneklemeli ve düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM'de kutup geriliminin harmonik analizinde temel bileşenin yakınında yüksek değerlikli harmoniklerin oluştuğu görülmektedir. Bunun nedeni, aşırı modülasyon bölgesinde çıkışın kare dalgaya yaklaşmasıdır. Bu bölgede, temel bileşenin genliğinin modülasyon indeksiyle lineer bir şekilde değişmediği ve $MaV_{dc}/2$ olmadığı Şekil 3.30 ve Şekil 3.42'de görülmektedir. Bu bölgede uzay vektör PWM'in harmonik analizi yapıldığında, anahtarlama frekansında oluşan harmoniklerin daha fazla yan banda sahip olduğu ve temel bileşenin genliğinin doğal örneklemeli ve düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM ile yaklaşık olarak aynı olduğu Şekil 3.54'de görülmektedir.

4. ASENKRON MOTORUN SİMLİNK BENZETİMİ

4.1. Giriş

Asenkron motorun matematiksel modeli, Matlab/Simulink blokları kullanılarak oluşturulmuş ve asenkron motorun Simulink benzetimi elde edilmiştir. Burada asenkron motorun modellenmesinde, Ek-3'de verilen d-q eksen modeli kullanılmıştır. Model 3/2 faz dönüşümü ve d-q eksen dönüşümü bloklarından oluşmaktadır. Öncelikle motora uygulanacak olan gerilimin, motorun d-q modelinin kullanabileceği şekle dönüştürülmesi gerekir. Bunun için ilk olarak Ek-3'de verilen denklemler kullanılarak abc/alfa-beta bloğunda abc ekseninden α - β eksenine dönüşüm yapılmıştır. Daha sonra alfa-beta/d-q bloğu ile α - β ekseninden d-q eksenine geçilmiştir. Asenkron motorun d-q modelinin bulunduğu blokta, motorun çıkışından elde edilen d-q eksen değerleri d-q/alfa-beta dönüşüm bloğuyla α - β eksen değerlerine, daha sonra da α - β eksen sisteminden tekrar üç faz abc eksen değerlerine dönüştürülmüştür.



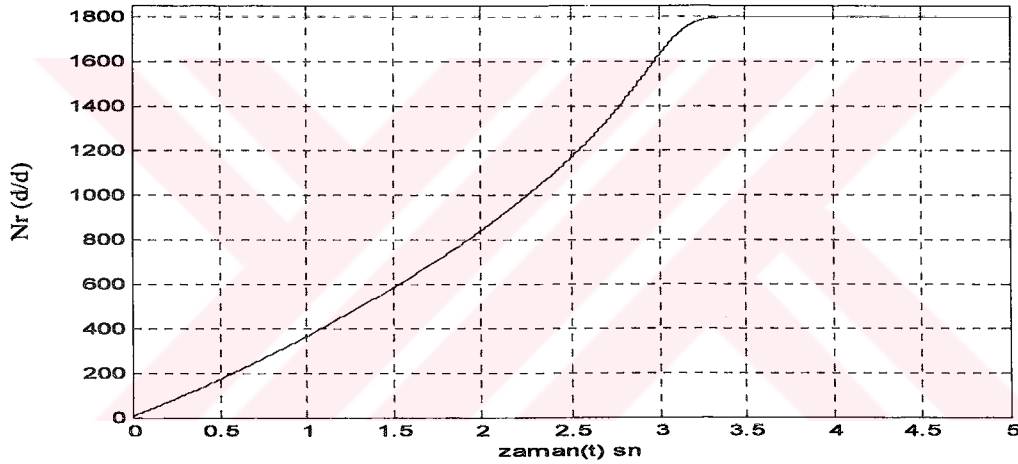
Şekil 4.1 Asenkron motorun simulink modeli

Asenkron motorun stator, rotor direnç değerleri ile ortak indüktans, kaçak indüktans değerleri, eylemsizlik sabiti ve kutup sayısı gibi bazı motor parametrelerinin değiştirilmesinin mümkün olması modelin her asenkron motor için kullanılabilmesini sağlamaktadır.

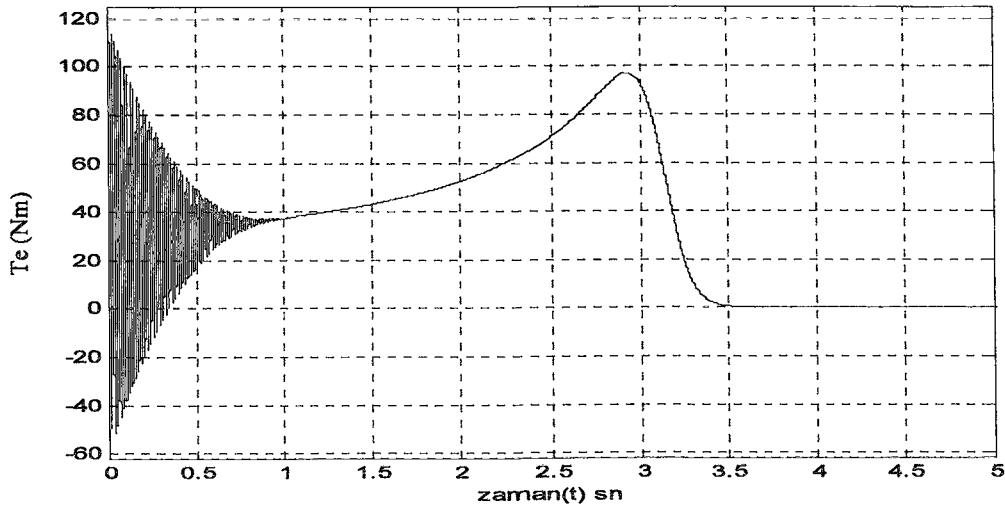
4.2. Asenkron Motorun Yüklü ve Yüksüz Olarak Çalışması Durumunda Elde Edilen Simülasyon Sonuçları

Asenkron motorun Simulink benzetimi, Ek-1'de verilen motor parametreleri kullanılarak motor yüklü ve yüksüz olarak çalıştırılmış ve motorun a fazı stator akımı dalga şekli ile moment ve hız eğrileri elde edilmiştir.

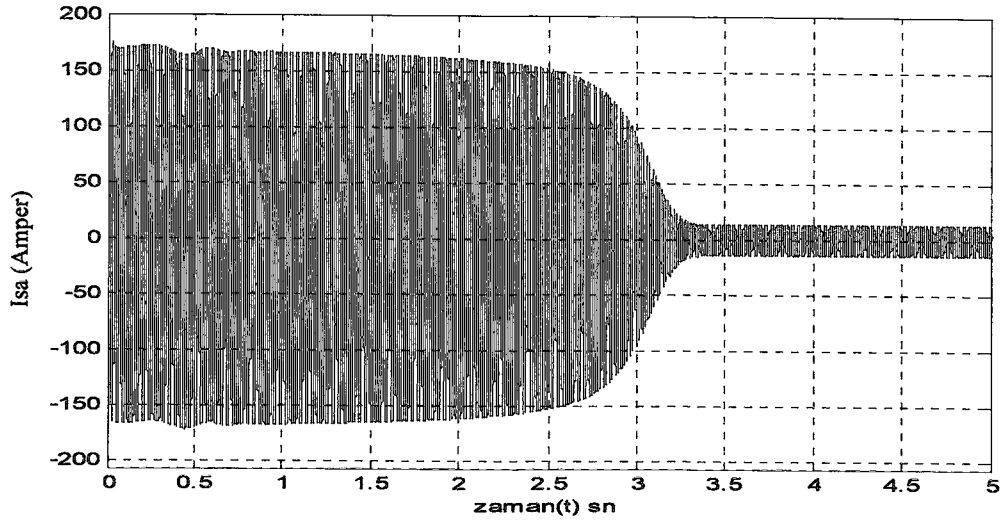
İlk olarak yük momentinin sıfır olduğu durum için, daha sonra ise yük momentinin 20 Nm olduğu durum için simülasyon sonuçları alınmıştır. Şekil 4.2, Şekil 4.3, Şekil 4.4 ve Şekil 4.5 motorun yüksüz olarak çalışması durumunda elde edilen sonuçlardır. Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9 ise yük momentinin 20 Nm olduğu durum için elde edilen sonuçları göstermektedir. Şekil 4.5'de motorun yüksüz olduğu durum için, Şekil 4.9'da ise motorun 20 Nm yükü çalıştırılması durumunda motorun geçici rejimden sürekli rejime geçtiği zaman aralığı için stator a fazı akımının değişimi verilmiştir.



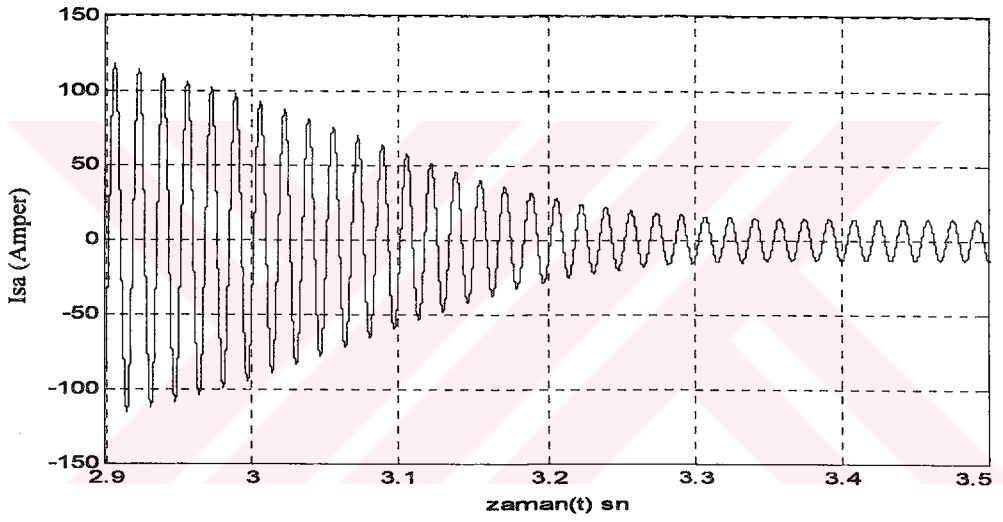
Şekil 4.2. Ty=0 Nm için asenkron motorun hız eğrisi



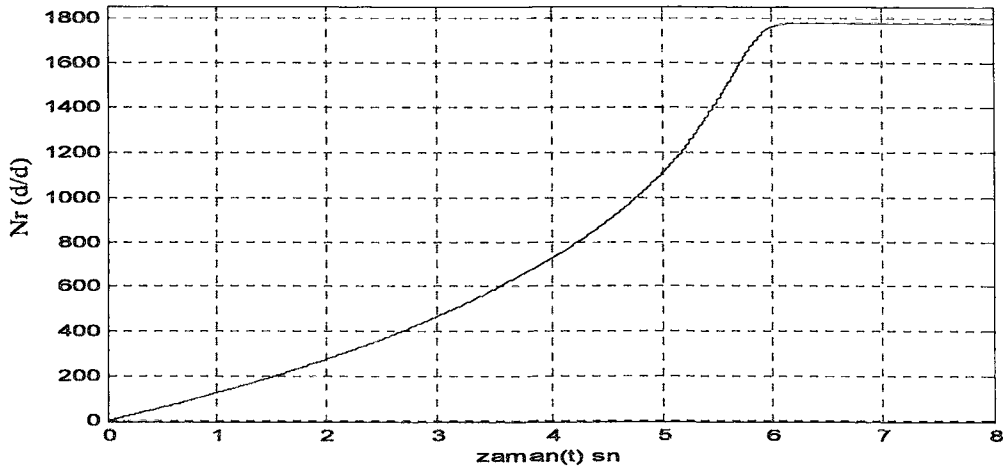
Şekil 4.3. Ty=0 Nm için asenkron motorun moment eğrisi



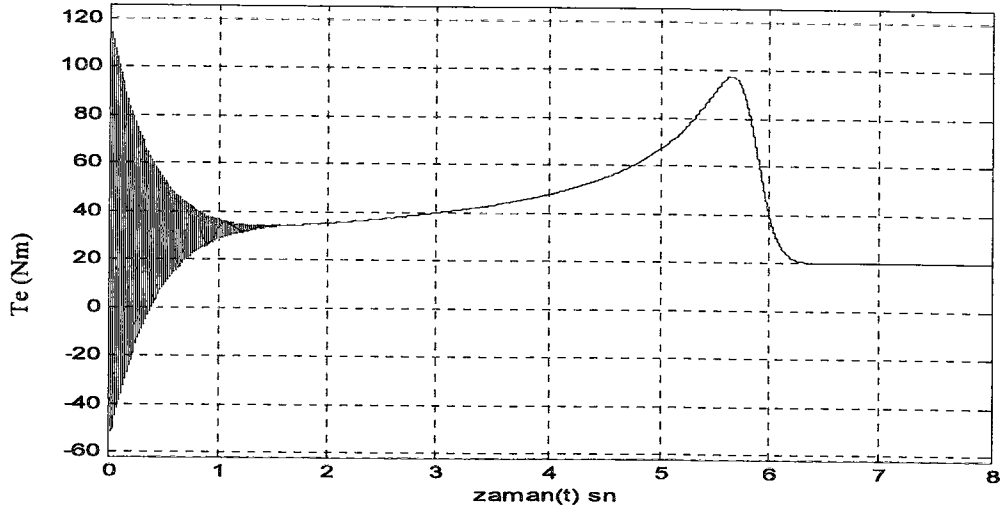
Şekil 4.4. $T_y=0$ Nm için asenkron motorun stator a fazı akımı



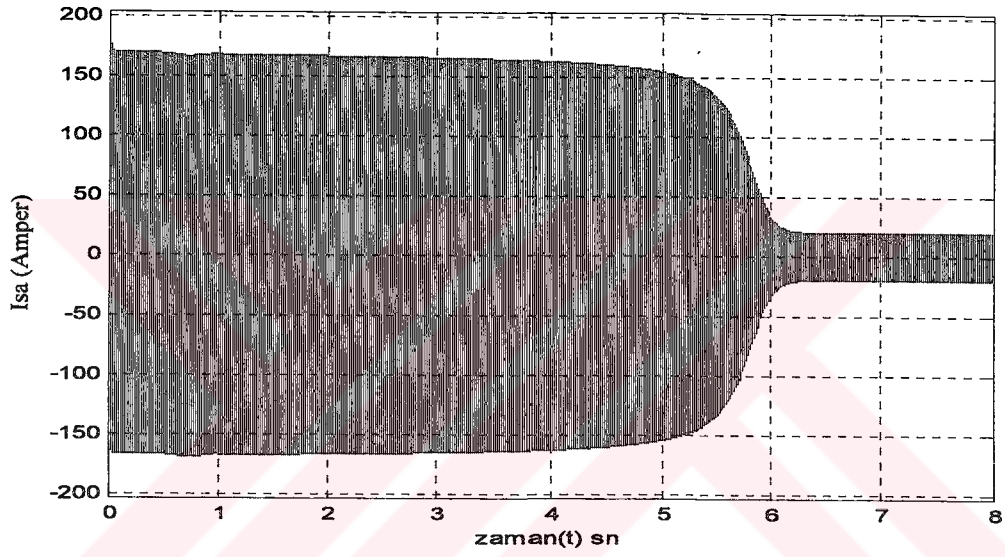
Şekil 4.5. $T_y=0$ Nm için asenkron motorun geçici rejimden sürekli rejime geçtiği zaman aralığı için stator a fazı akımı



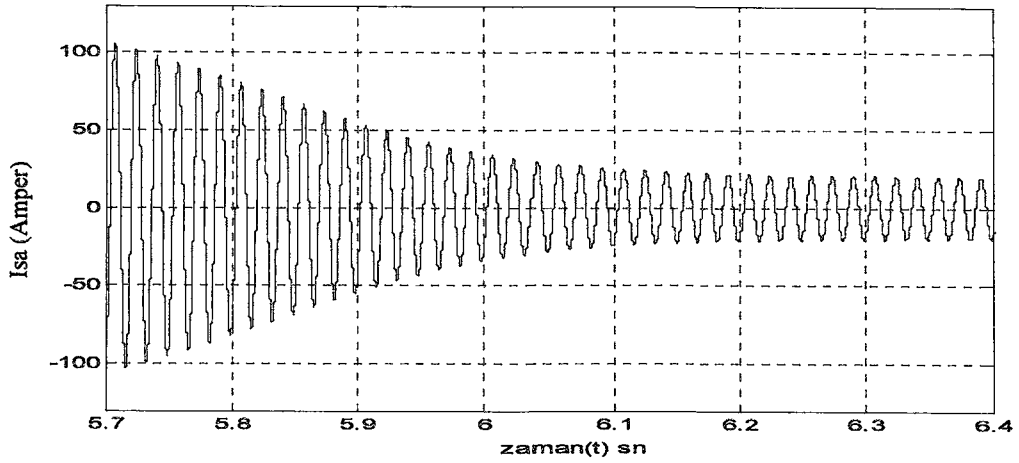
Şekil 4.6. $T_y=20$ Nm için asenkron motorun hız eğrisi



Şekil 4.7. $T_y=20$ Nm için asenkron motorun moment eğrisi



Şekil 4.8. $T_y=20$ Nm için asenkron motorun a fazı stator akımı



Şekil 4.9. $T_y=20$ Nm için asenkron motorun geçici rejimden sürekli rejime geçtiği zaman aralığı için stator a fazı akımı

5. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN V/f HIZ KONTROLÜNÜN SİMULİNK BENZETİMİ

5.1. Giriş

Bu bölümde, gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun V/f hız kontrolünün Matlab/Simulink benzetimi yapılmıştır. Bölüm 3’de benzetimleri yapılan doğal örneklemeli sinüsoidal PWM, düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM ve uzay vektör PWM teknikleri ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim ve kapalı çevrim V/f hız kontrolüne ilişkin benzetimler yapılmış ve sonuçlar alınmıştır.

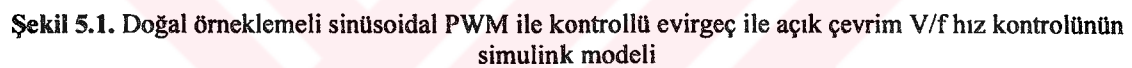
5.2. Açık Çevrim V/f Hız Kontrolü

Benzetimler motorun $T_y=10$ Nm yüklenmesi durumunda anahtarlama frekansının 2 kHz ve 5 kHz olduğu değerler için yapılmıştır. Açık çevrim V/f hız kontrolünde sisteme belli bir eğimde artan referans hız uygulanarak V/f olayı gözlenmiştir.

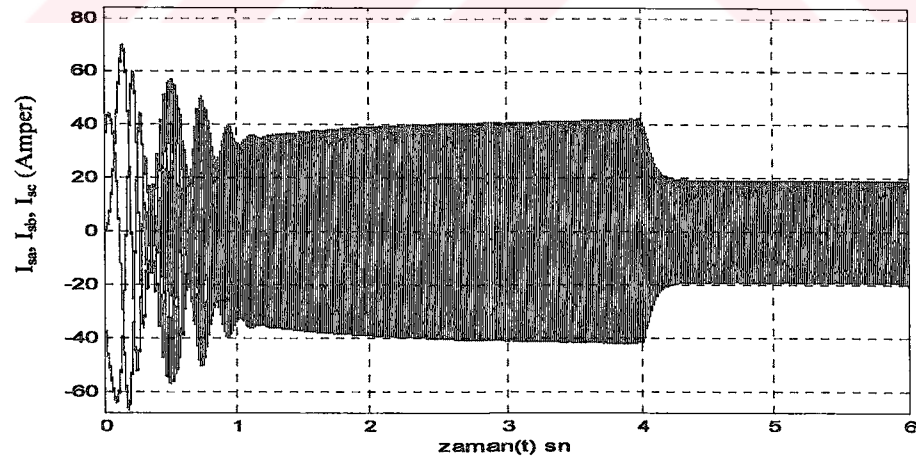
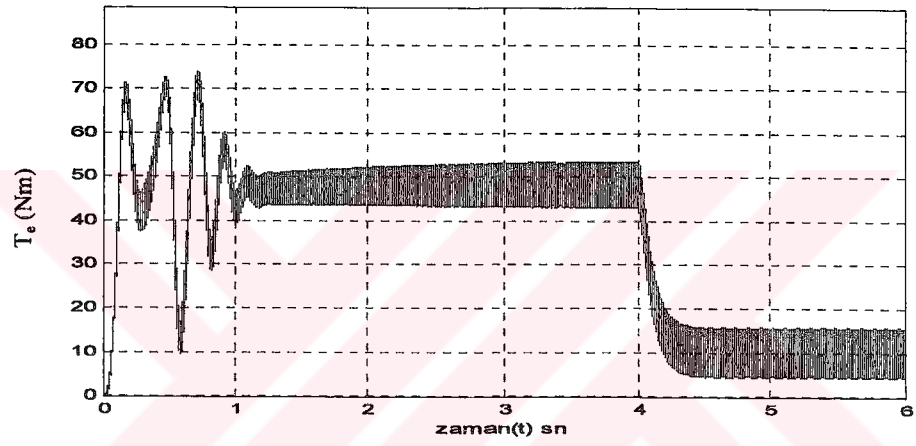
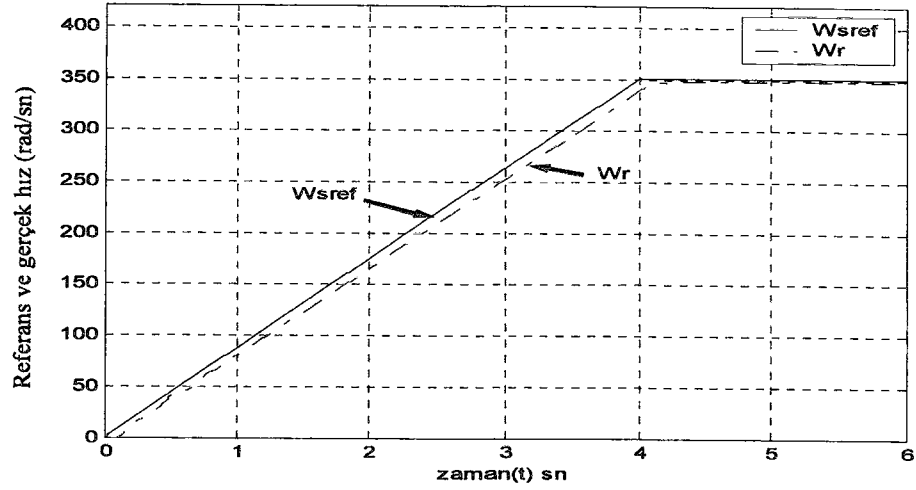
5.2.1. Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Açık Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi

Bu bölümde doğal örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolünün Matlab/Simulink modeli yapılmıştır. Model asenkron motorun ve doğal örneklemeli sinüsoidal PWM’in, daha önceki bölümlerde elde edilen simulink modellerine açık çevrim V/f hız kontrolü bloğunun eklenmesiyle oluşturulmuş ve sonuçlar alınmıştır.

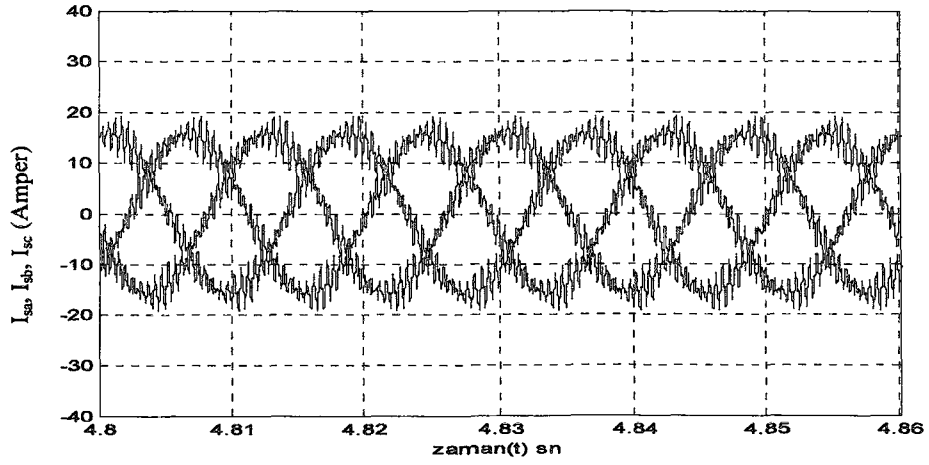
Şekil 5.1’de doğal örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen, gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli gösterilmektedir. Bu modelde değişken senkron giriş hızı için V/f bloğunda senkron giriş hızıyla orantılı referans gerilim değeri bulunmuş ve bu değer için modülasyon indeksi M_o ’nın değeri hesaplanmıştır. Daha sonra, bölüm 2.5.1’de anlatıldığı şekilde PWM işaretleri üretilmiştir. Bu PWM işaretleri ile gerilim kaynaklı evirgeç kontrol edilerek üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolü yapılmıştır.



75

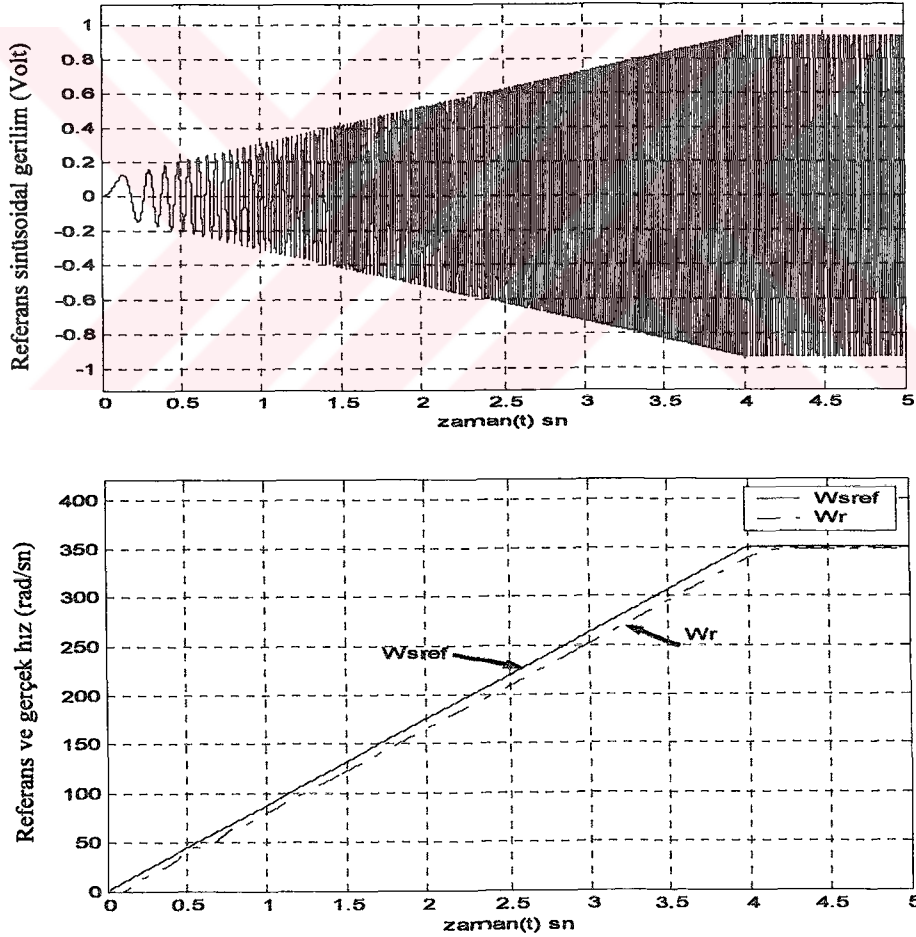


Şekil 5.3. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri

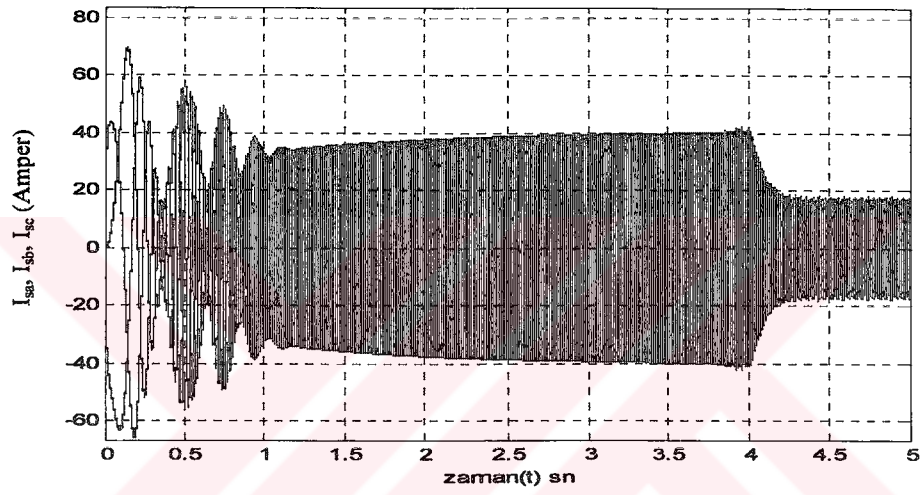
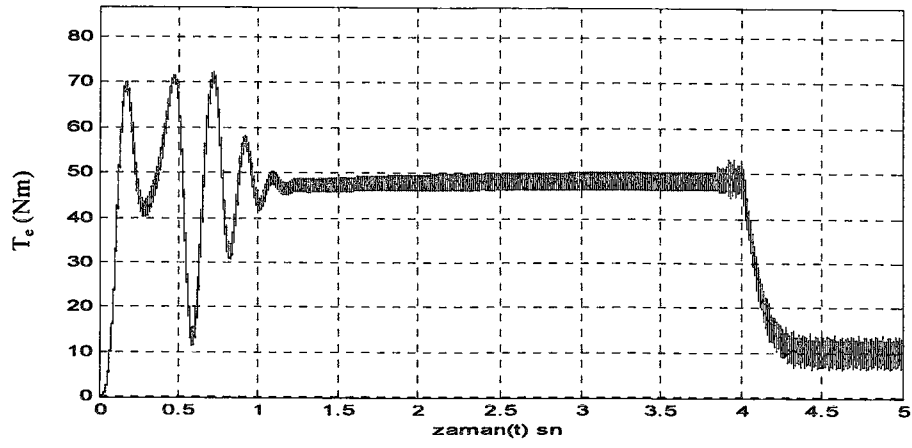


Şekil 5.4. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

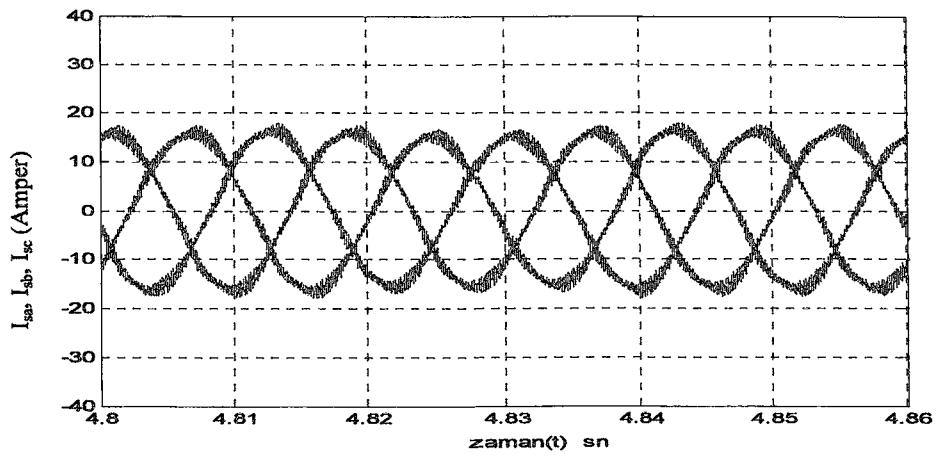
Anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 5.5. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans sinüsoidal gerilim ve referans-gerçek hız dalga şekilleri

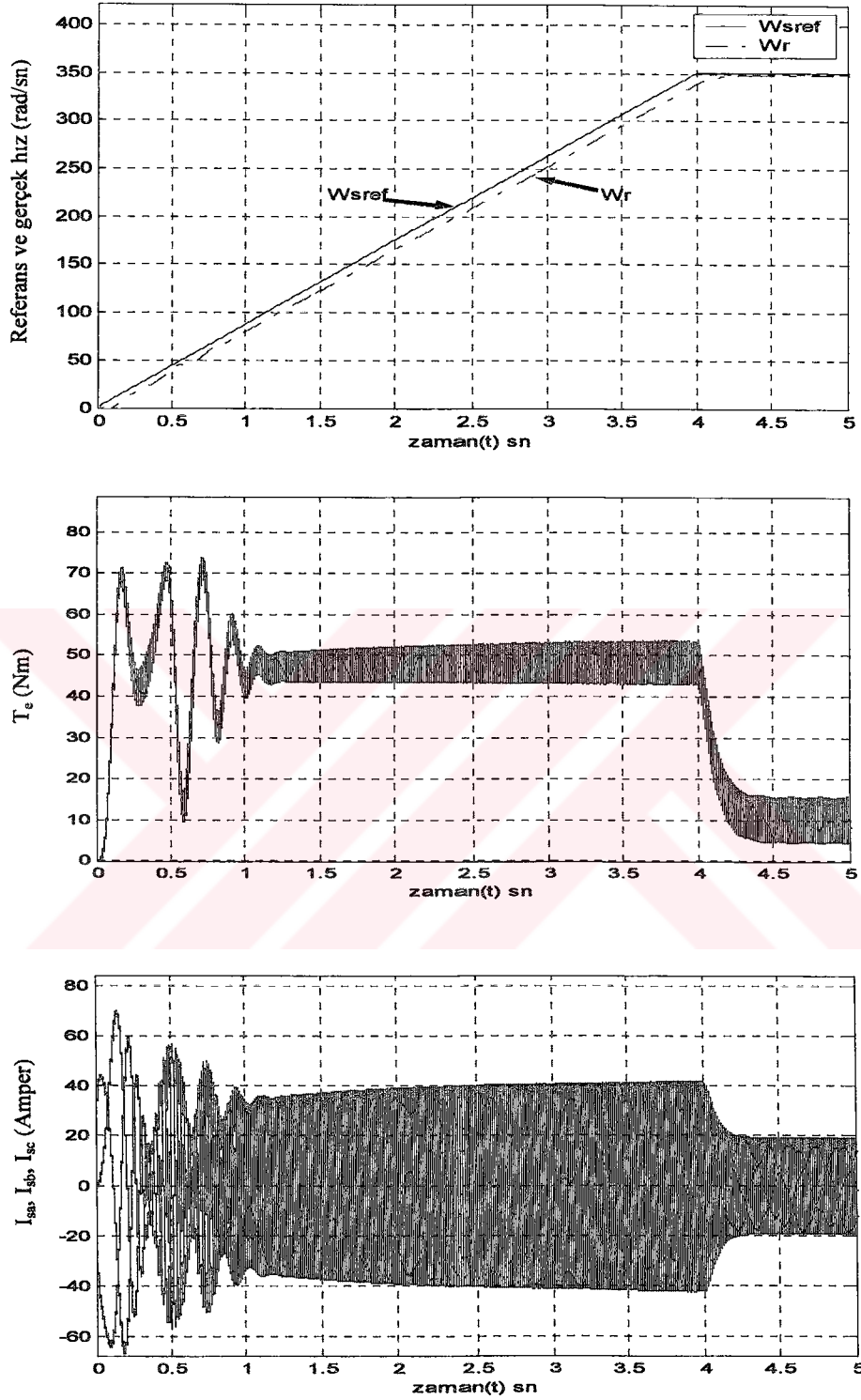


Şekil 5.6. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri

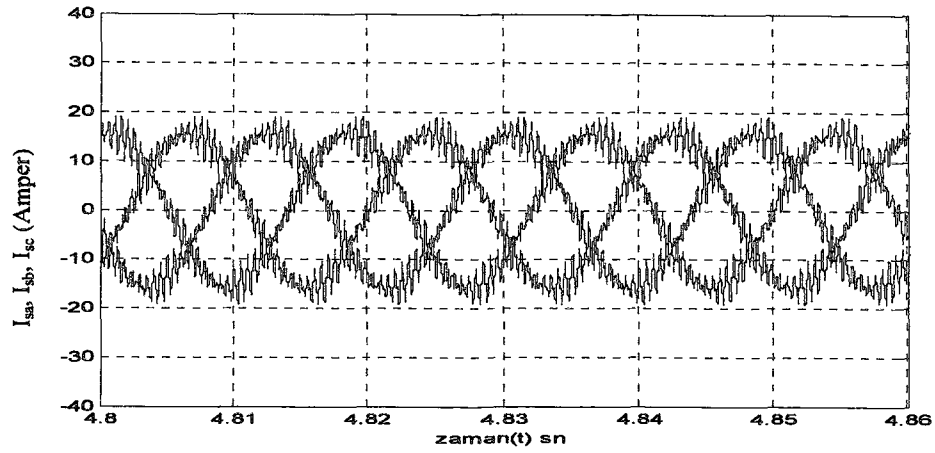


Şekil 5.7. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

Anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;

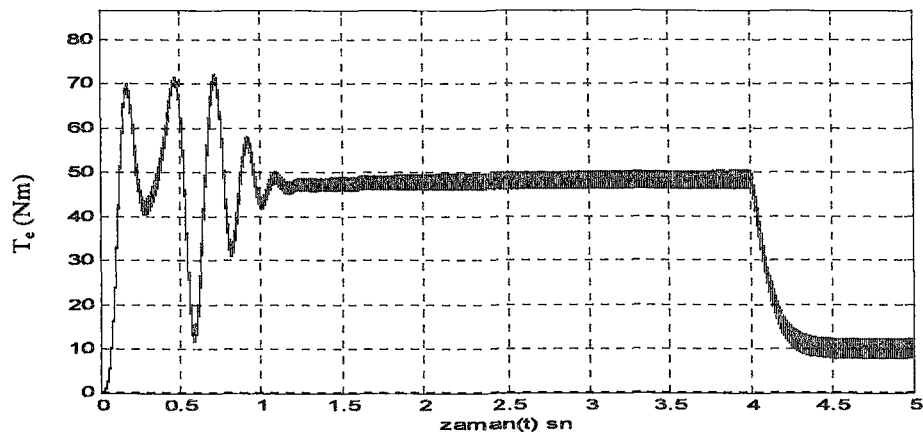
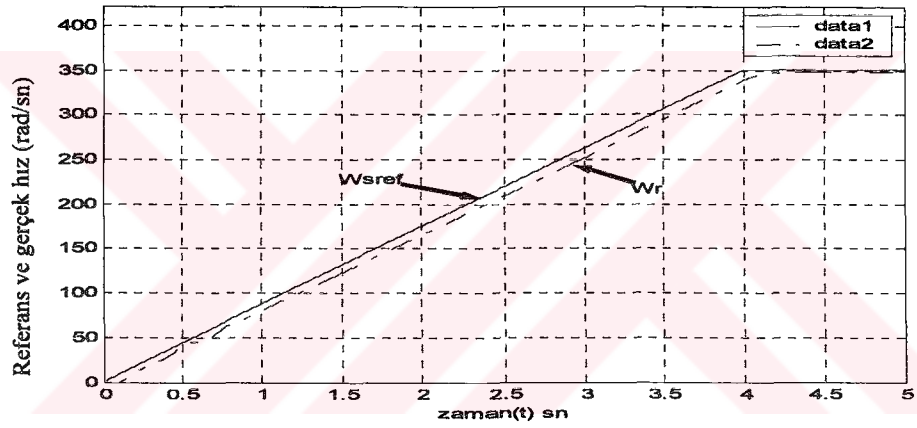


Şekil 5.9. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri

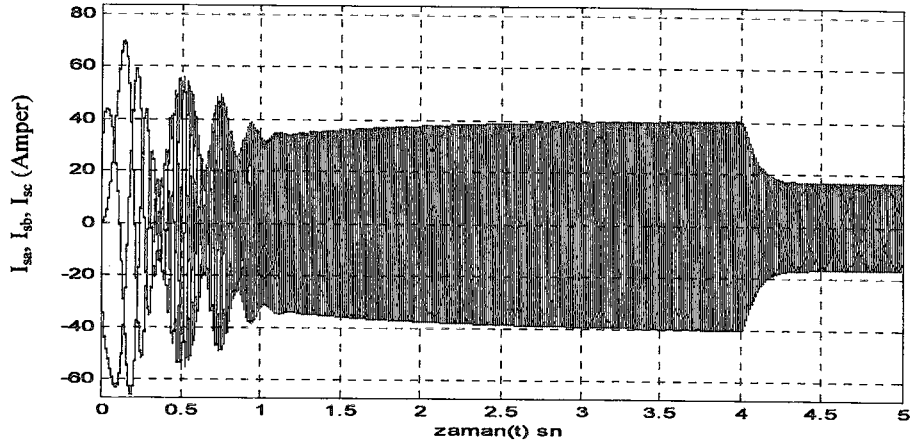


Şekil 5.10. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

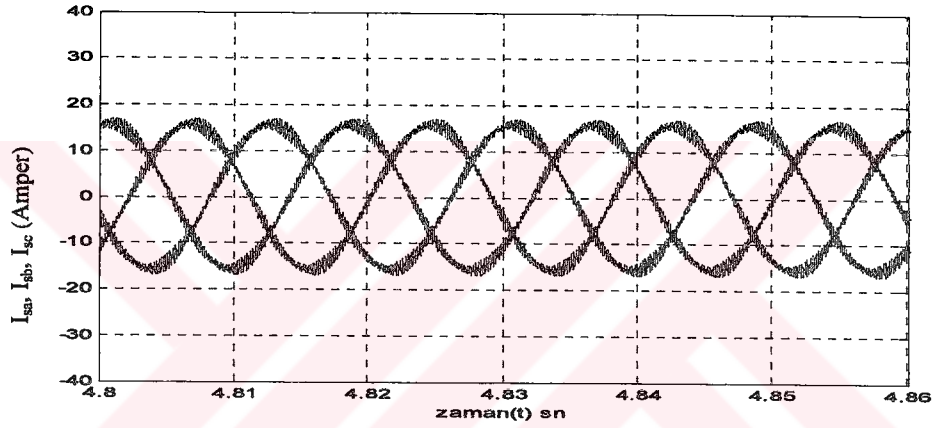
Anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 5.11. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama referans-gerçek hız ve motor momenti dalga şekilleri



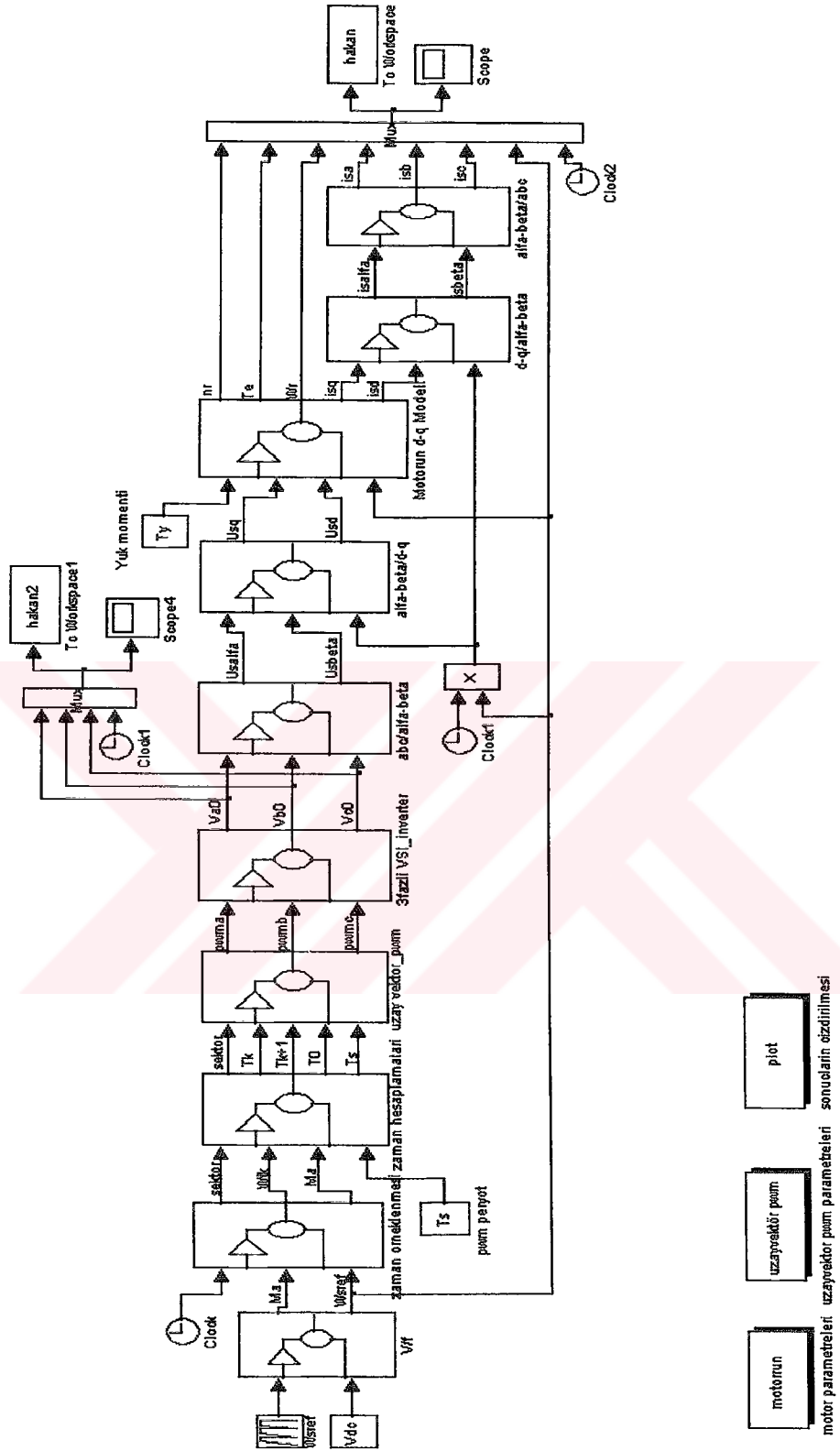
Şekil 5.12. Asimetrik düzenli örneklemeli PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri



Şekil 5.13. Asimetrik düzenli örneklemeli PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

5.2.3. Uzay Vektör PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Açık Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi

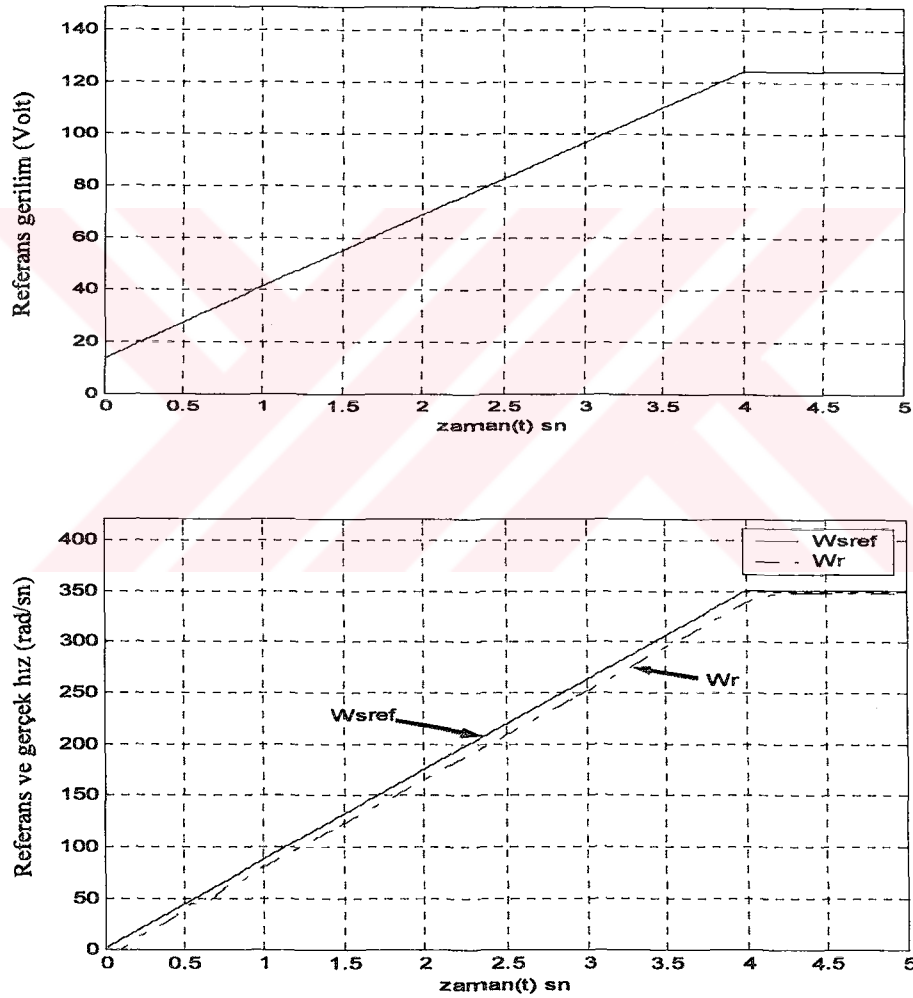
Bu bölümde uzay vektör PWM ile kontrol edilen, gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolünün simulink benzetimi yapılmıştır. Model asenkron motorun ve uzay vektör PWM'in, daha önceki bölümlerde elde edilen simulink modellerine açık çevrim V/f hız kontrolü bloğunun ilave edilmesiyle oluşturulmuş ve sonuçlar alınmıştır.



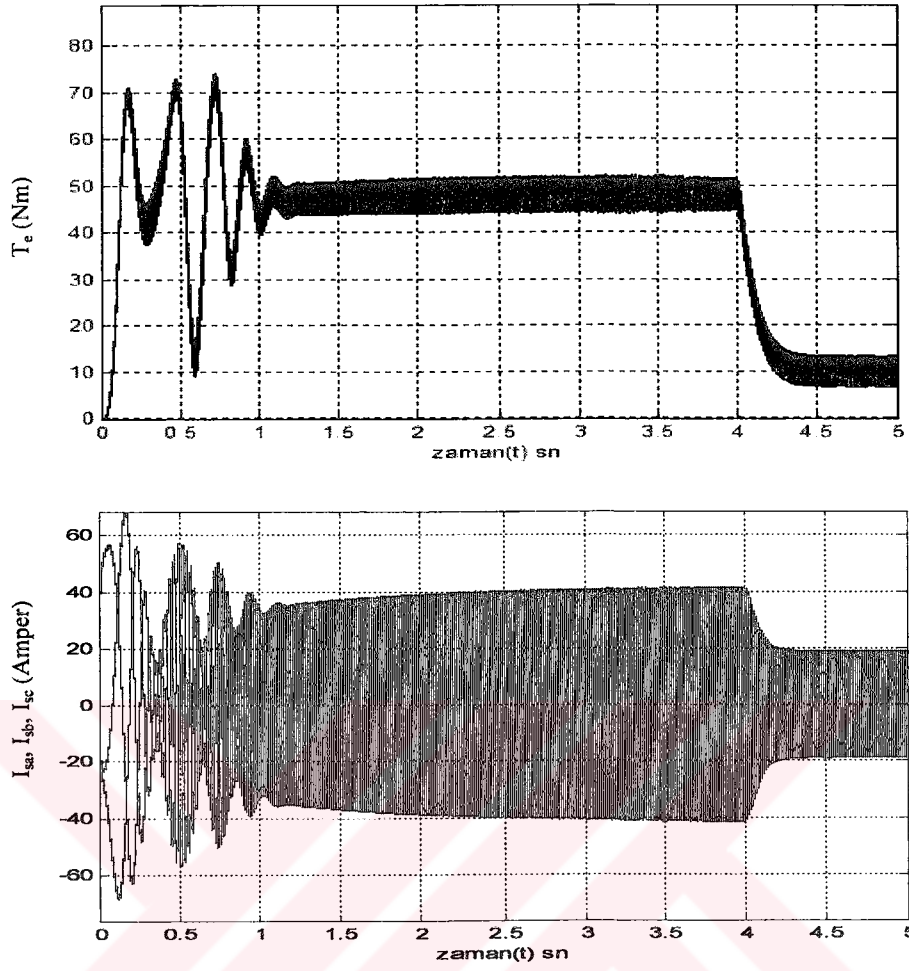
Şekil 5.14. Uzay vektör PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli

Şekil 5.14’de uzay vektör PWM ile kontrol edilen, gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli gösterilmektedir. Bu modelde değişken senkron giriş hızı için V/f bloğunda senkron giriş hızıyla orantılı referans gerilim değeri bulunmuştur. Bu referans gerilimin açısından referans vektörünün bulunduğu sektör belirlenmiştir. Daha sonra PWM işaretlerini üretmek için gereken T_0 , T_k ve T_{k+1} süreleri hesaplanmıştır. Hesaplanan bu süreler ile PWM işaretleri bölüm 2.5.3’de anlatıldığı şekilde dijital olarak üretilmiştir. Bu PWM işaretleri ile gerilim kaynaklı evirgeç kontrol edilerek üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolü yapılmıştır.

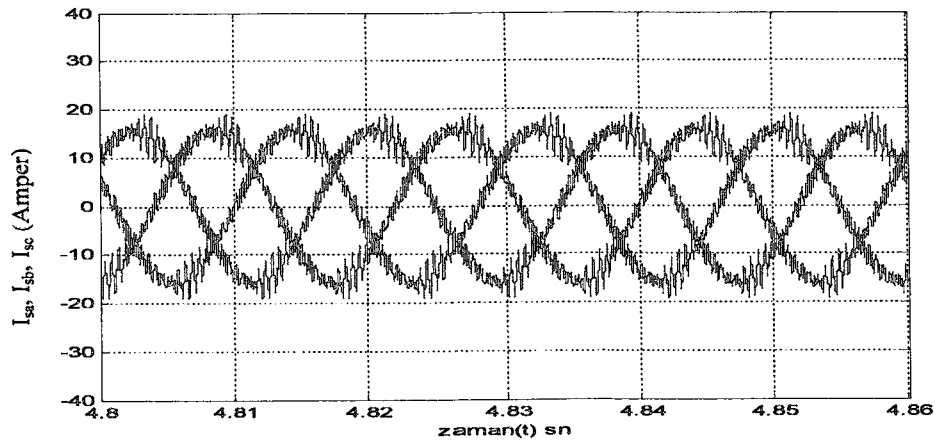
Anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 5.15. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim, referans-gerçek hız dalga şekilleri

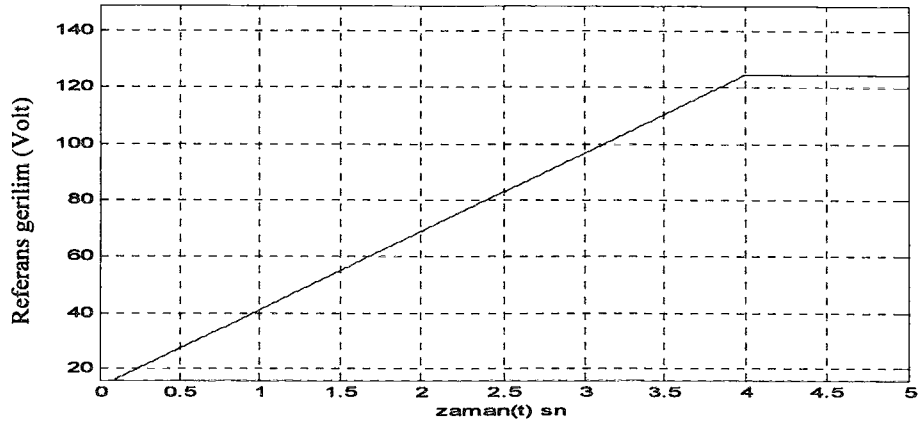


Şekil 5.16. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri

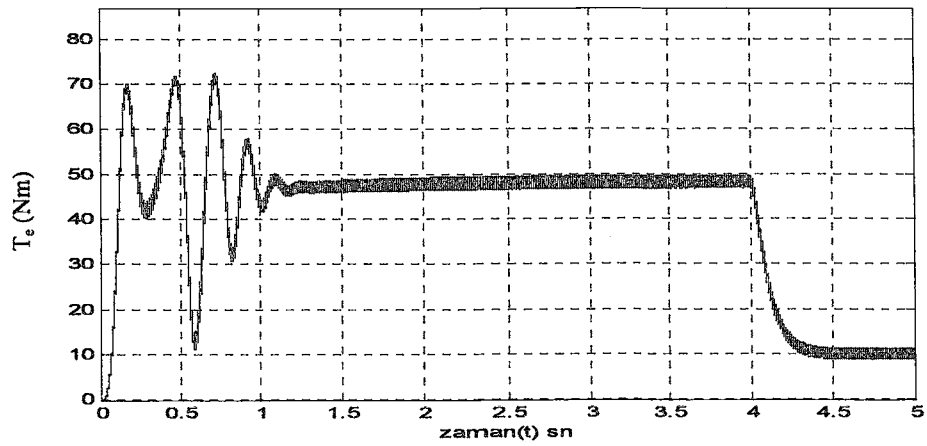
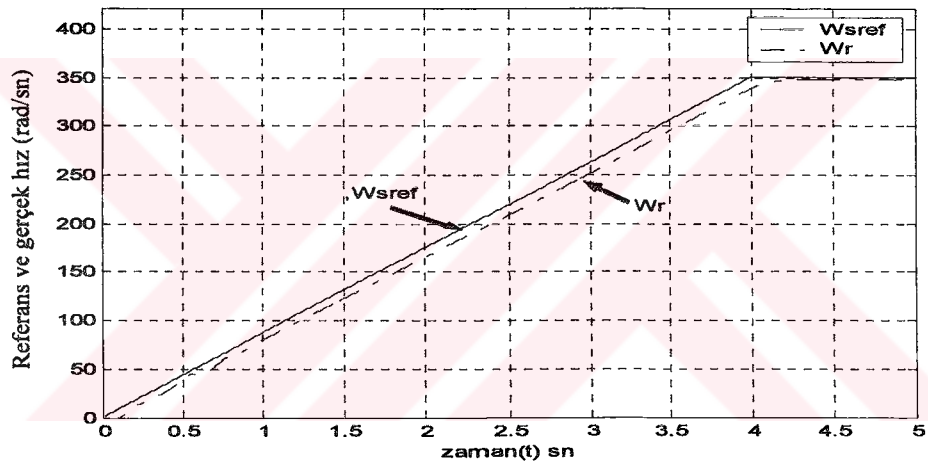


Şekil 5.17. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

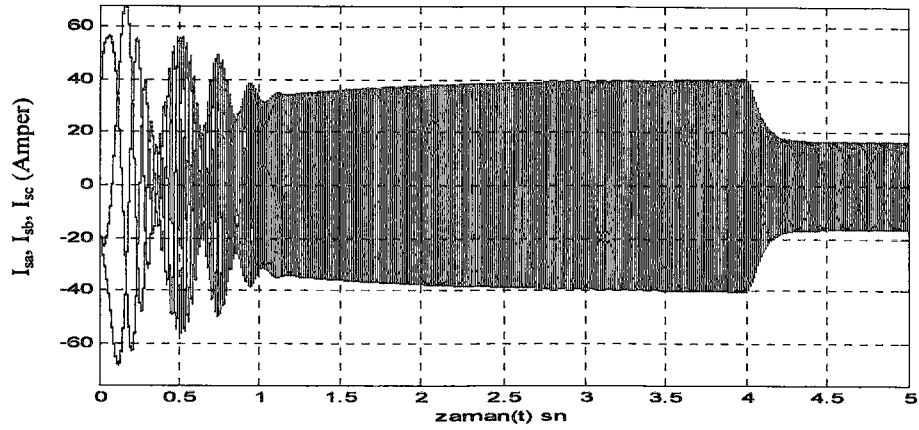
Anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



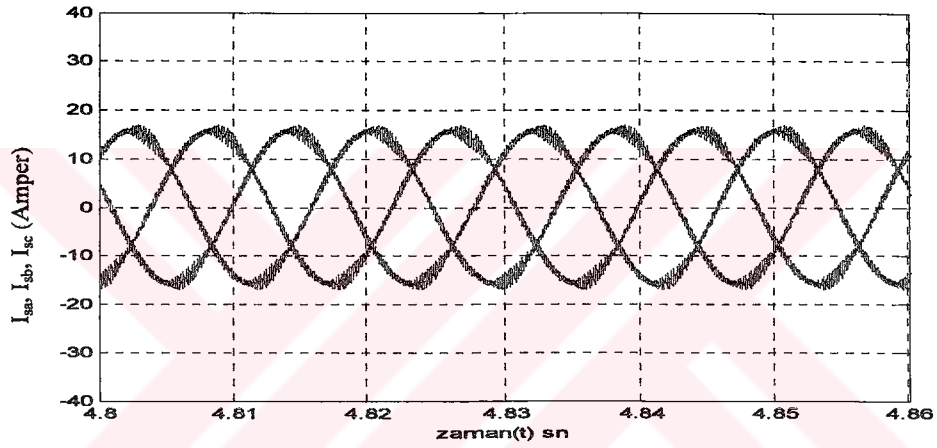
Şekil 5.18. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim dalga şekli



Şekil 5.19. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti dalga şekilleri



Şekil 5.20. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri



Şekil 5.21. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

5.3. Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolü

Bu bölümde üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolü, kayma regülasyonu ile yapılmıştır. PI parametrelerinin hesaplanması Ek-2'de verilmiştir. Benzetimlerde asenkron motor $T_f=20$ Nm yükü yüklenerek, anahtarlama frekansının 2 kHz ve 5kHz olduğu değerler için benzetimler yapılmıştır. Kapalı çevrim hız kontrolü iki farklı referans için yapılarak sistemin performansı incelenmiştir.

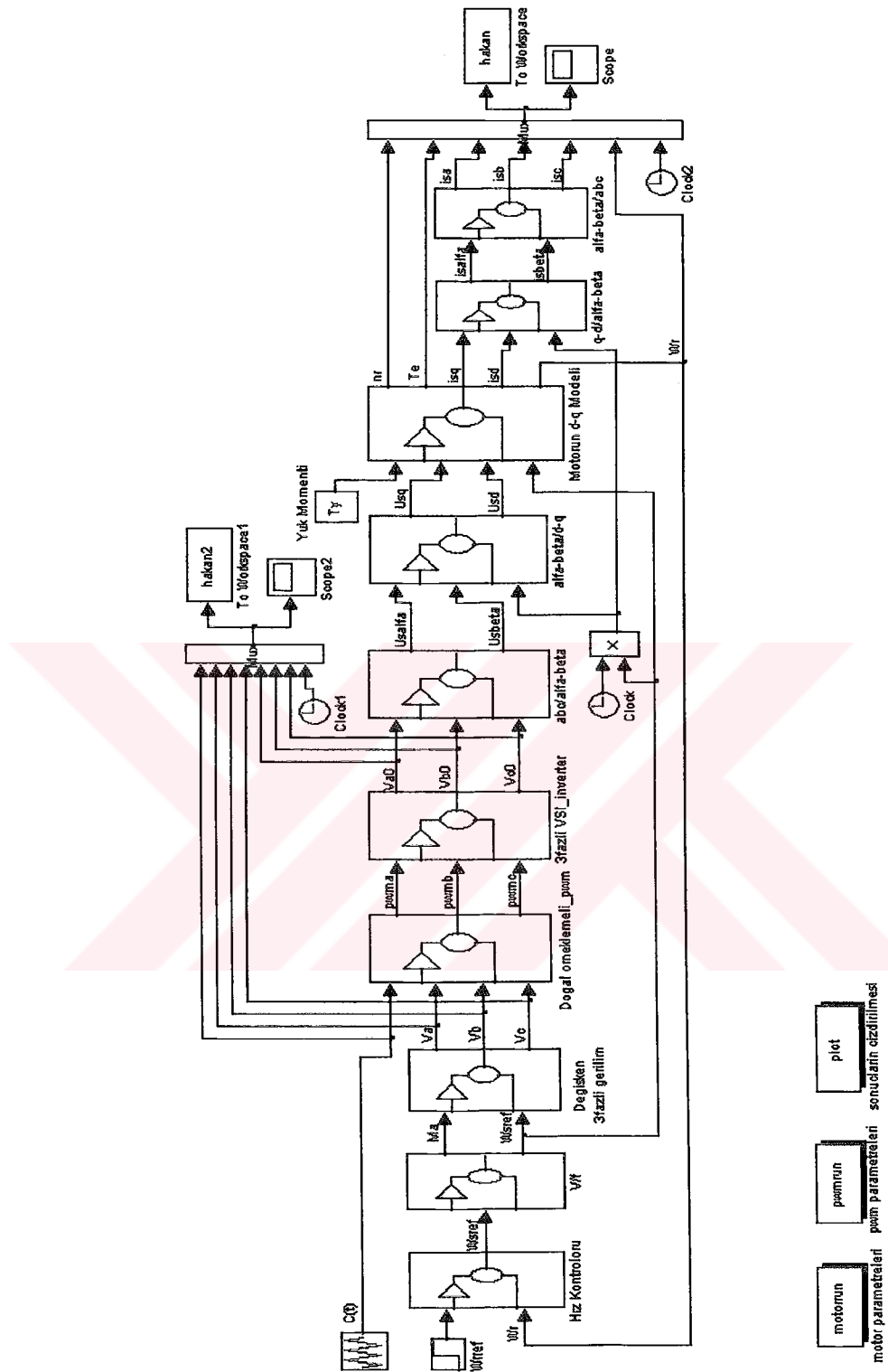
5.3.1. Doğal Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi

Bu bölümde doğal örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün

Matlab/Simulink modeli yapılmıştır. Model asenkron motorun ve doğal örnelemeli sinüsoidal PWM'in, daha önceki bölümlerde elde edilen simulink modellerine kapalı çevrim V/f hız kontrolü bloğunun eklenmesiyle oluşturulmuş ve sonuçlar alınmıştır.

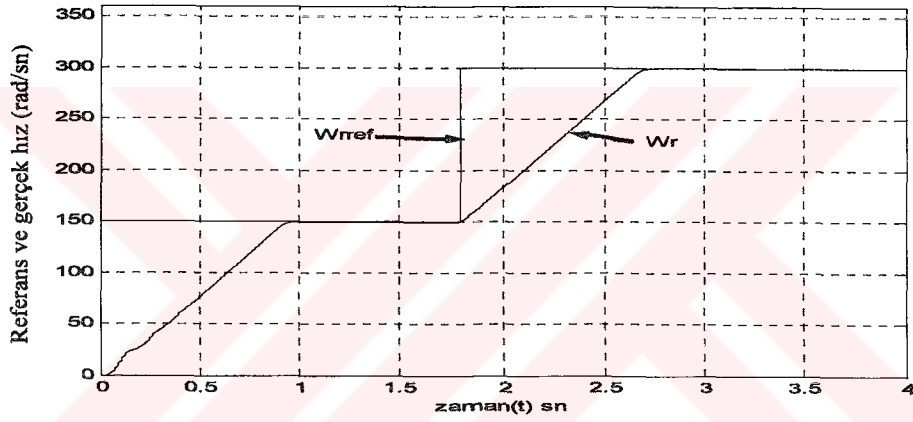
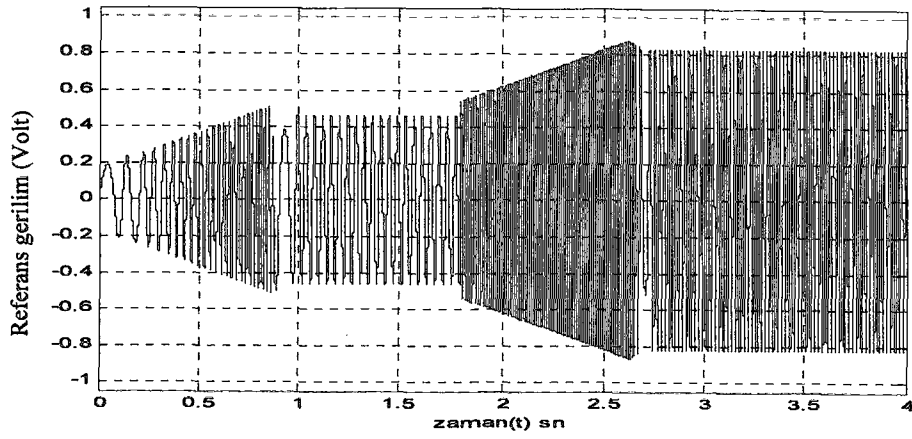
Şekil 5.22'de doğal örnelemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen, gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli gösterilmektedir. Bu modelde hız kontrolörü bloğunda referans hız ile gerçek hız arasındaki fark bir PI ile kayma hızına dönüştürülmektedir. Daha sonra bu kayma hızı gerçek hız ile toplanarak referans senkron hız bulunmuştur. Bu referans senkron hız için V/f bloğunda giriş hızıyla orantılı referans gerilim değeri bulunmuş ve bu değer için modülasyon indeksi M_a 'nın değeri hesaplanmıştır. Hesaplanan bu değerlere göre PWM işaretleri bölüm 2.5.1'de anlatıldığı şekilde üretilmiştir. Bu PWM işaretleri ile gerilim kaynaklı evirgeç kontrol edilerek üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolü yapılmıştır.



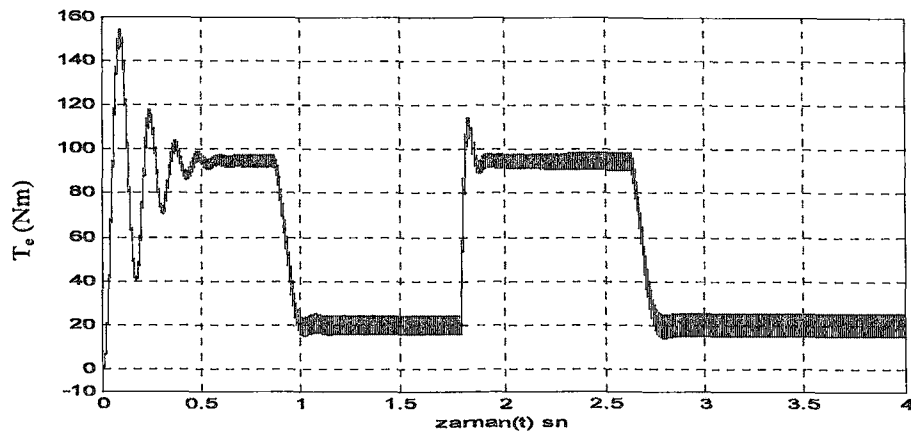


Şekil 5.22. Doğal örnekleme ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli

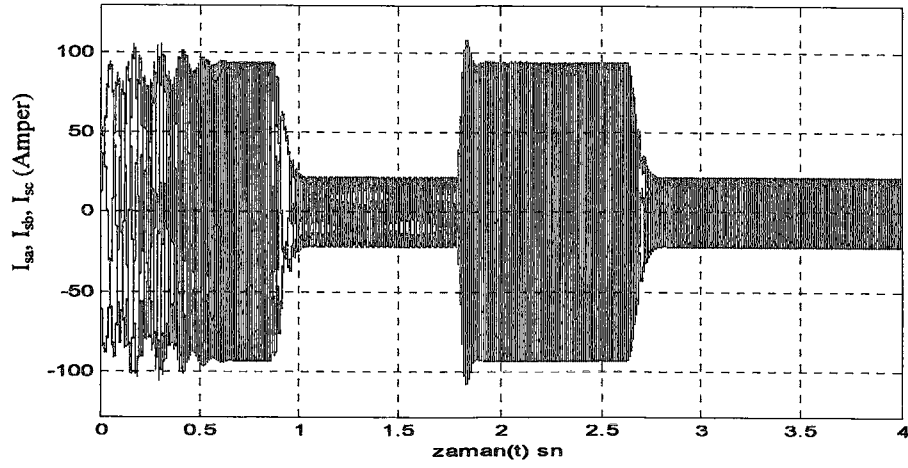
Anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;



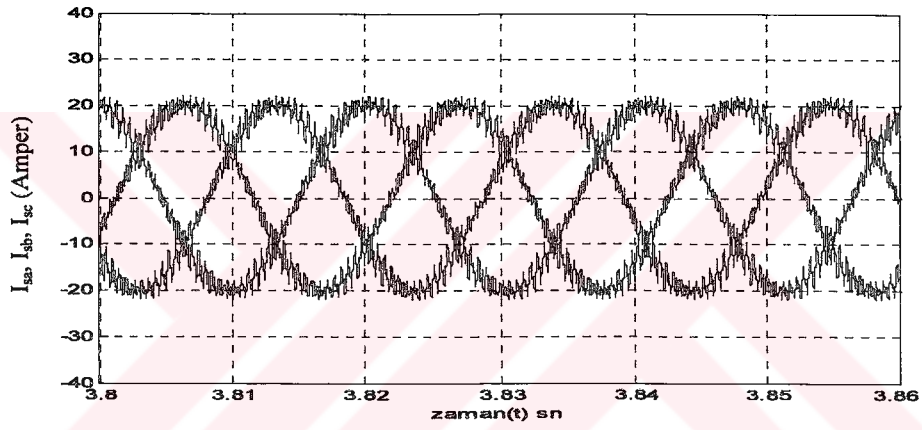
Şekil 5.23. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim, referans-gerçek hız dalga şekilleri



Şekil 5.24. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında motor momenti dalga şekli

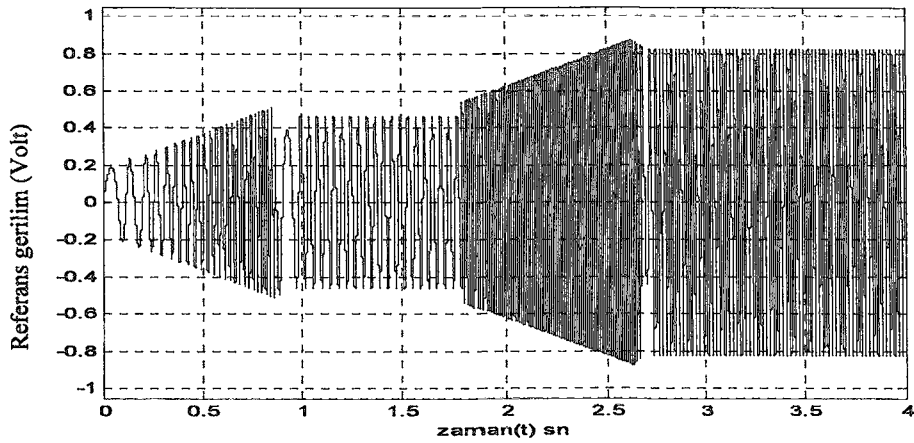


Şekil 5.25. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri

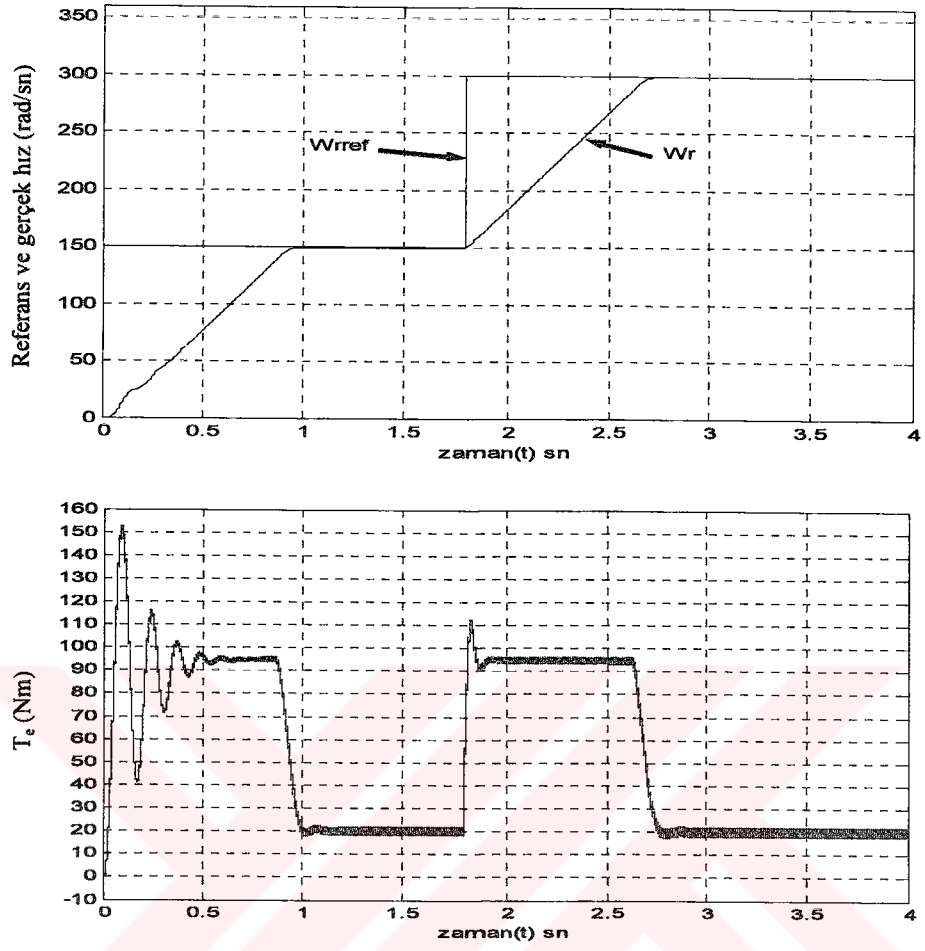


Şekil 5.26. Doğal örneklemeli PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

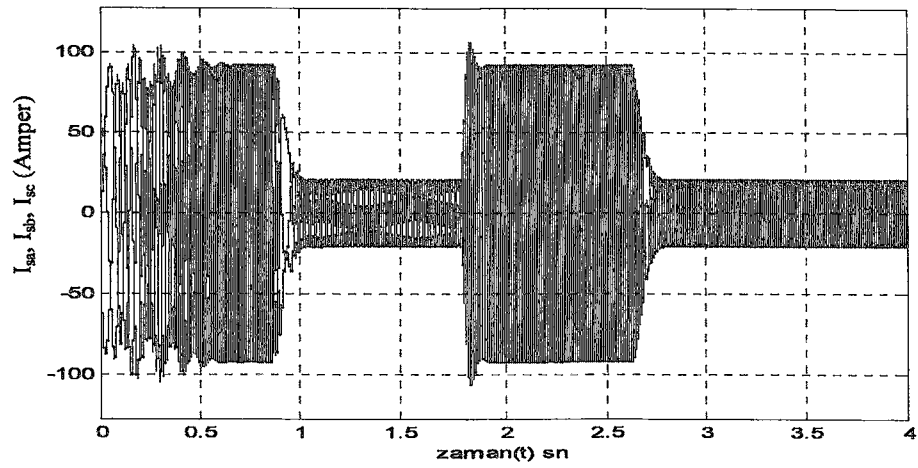
Anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



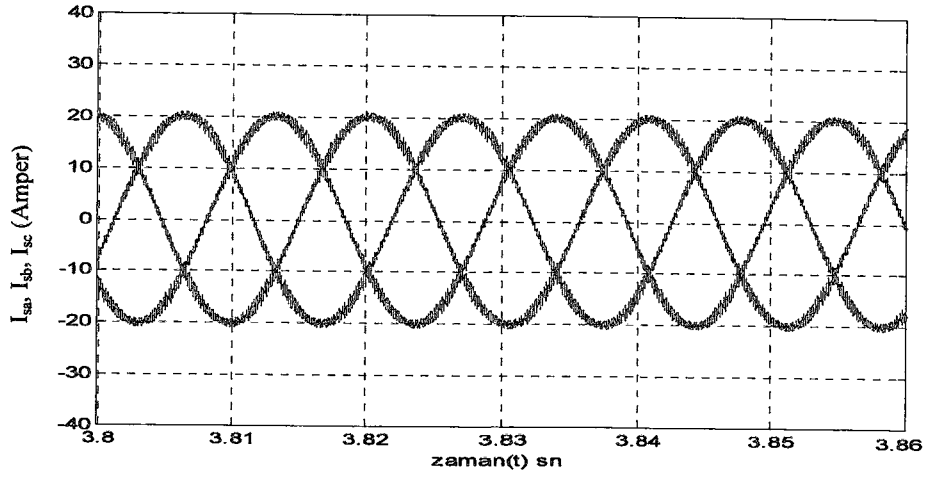
Şekil 5.27. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim dalga şekli



Şekil 5.28. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız ve motor momenti dalga şekilleri



Şekil 5.29. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri

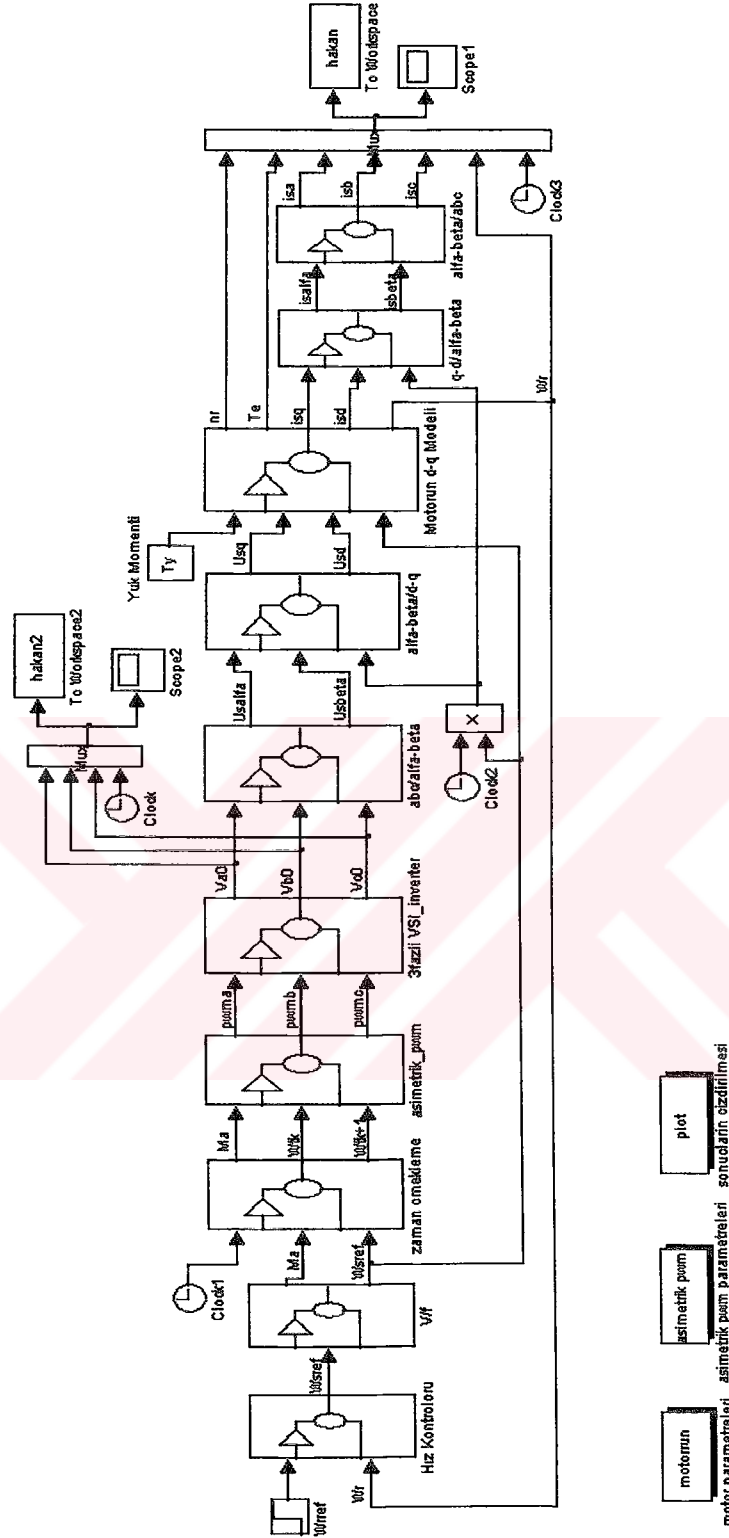


Şekil 5.30. Doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

5.3.2 Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeç ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi

5.3.2.1. Asimetrik Düzenli Örneklemeli Sinüsoidal PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi

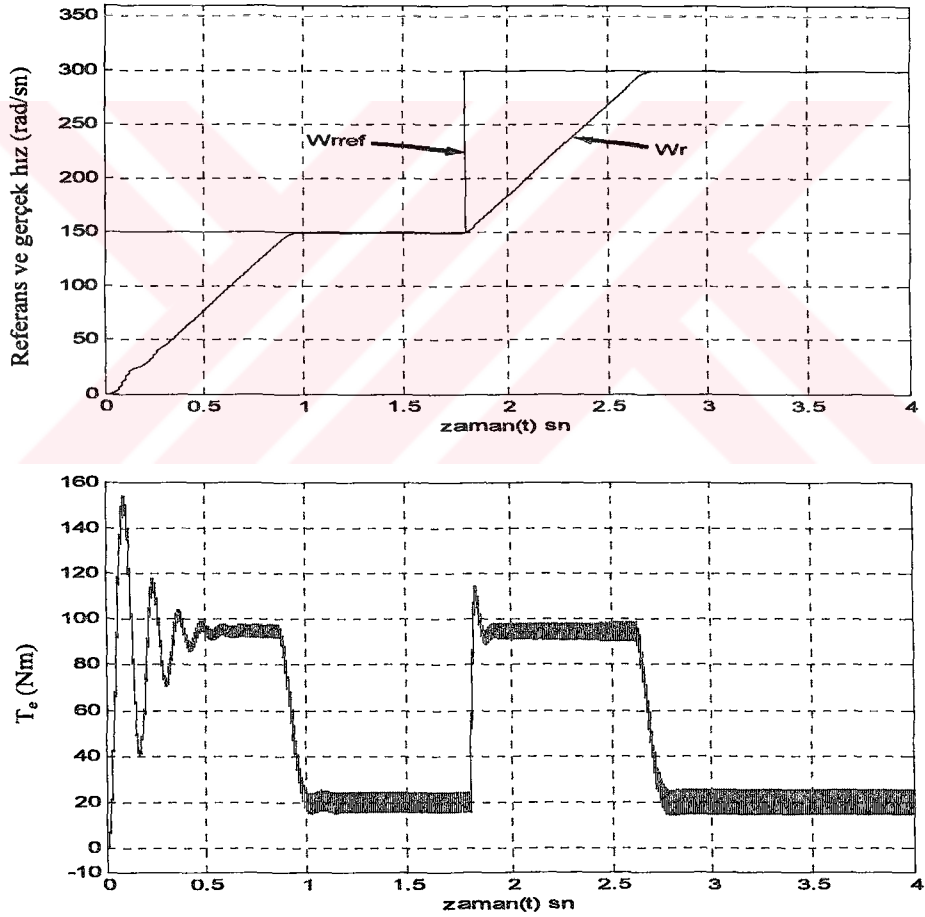
Bu bölümde asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM kontrollü, gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız Kontrolünün simulink benzetimi yapılmıştır. Model asenkron motorun ve asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM'in, daha önceki bölümlerde elde edilen simulink modellerine kapalı çevrim V/f hız kontrolü bloğunun ilave edilmesiyle oluşturulmuş ve sonuçlar alınmıştır.



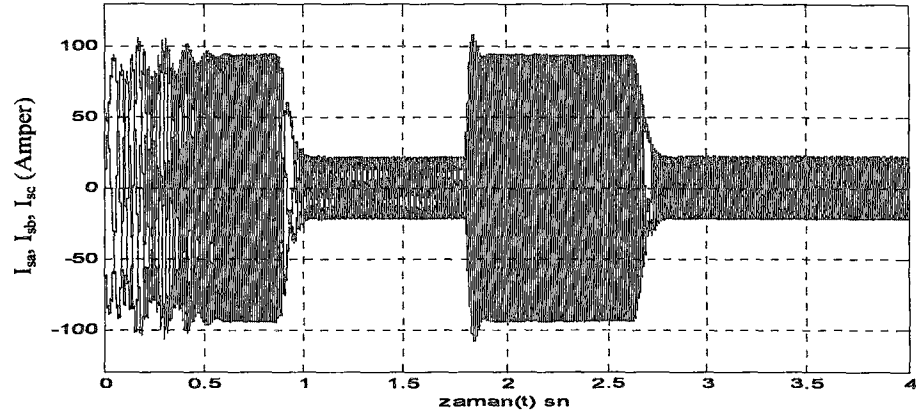
Şekil 5.31. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli

Şekil 5.31’de asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli gösterilmektedir. Bu modelde hız kontrolörü bloğunda referans hız ile gerçek hız arasındaki fark bir PI ile kayma hızına dönüştürülür. Daha sonra bu kayma hızı ile gerçek hız toplanarak referans senkron hız bulunur. Bu referans senkron hız için V/f bloğunda bu hızla orantılı referans gerilim değeri hesaplanmış ve bu değer için modülasyon indeksi M_a değeri hesaplanmıştır. Referans senkron hız ω ve M_a değeriyle PWM işaretlerini üretmek için gereken T_0 ve T_1 değerleri hesaplanmış ve PWM işaretleri bölüm 2.5.2.2’de anlatıldığı şekilde dijital olarak üretilmiştir. Bu PWM işaretleri ile gerilim kaynaklı evirgeç kontrol edilerek üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolü yapılmıştır.

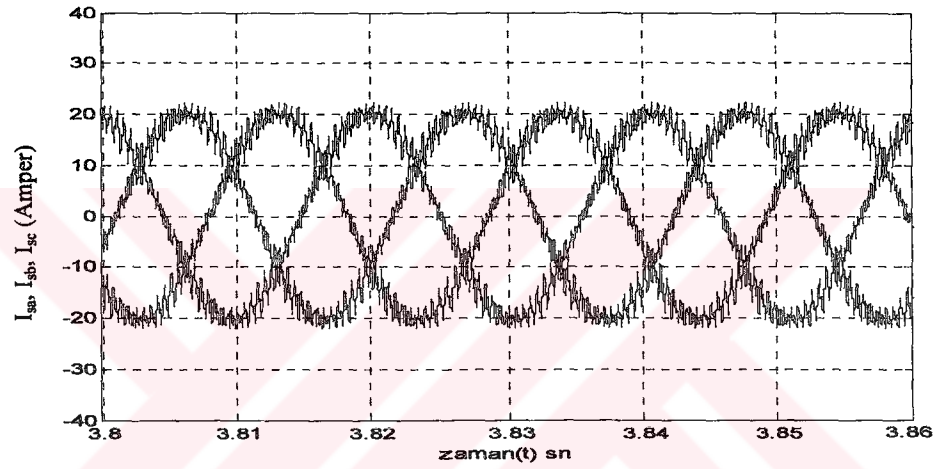
Anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 5.32. Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti dalga şekilleri

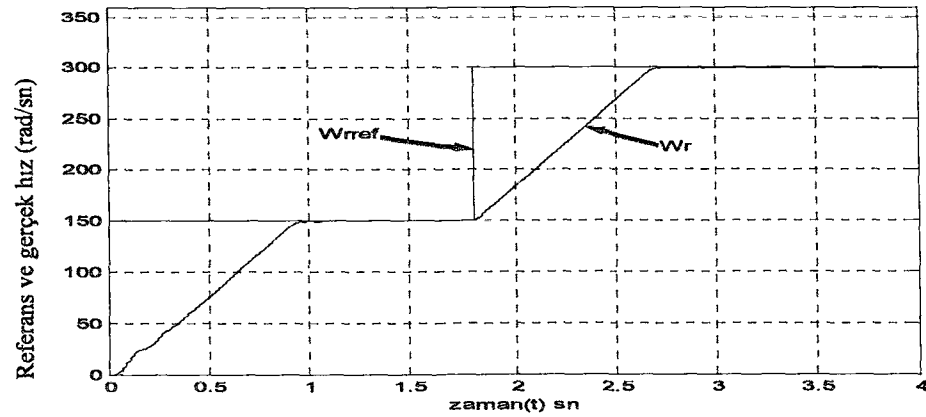


Şekil 5.33. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri

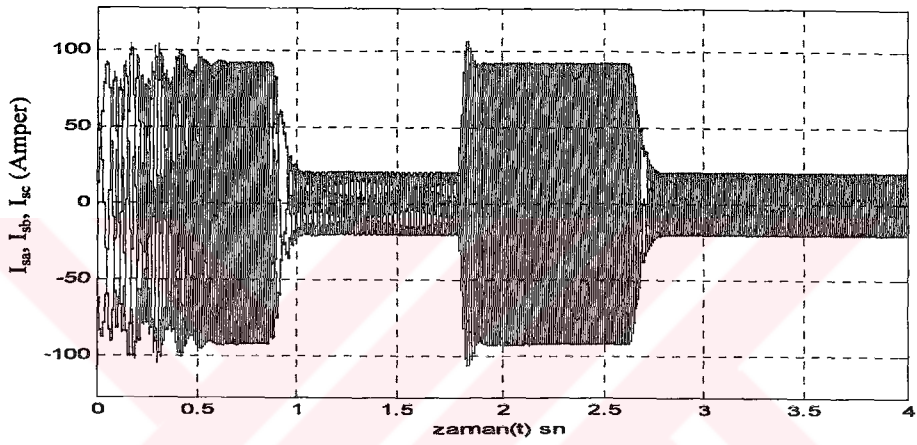
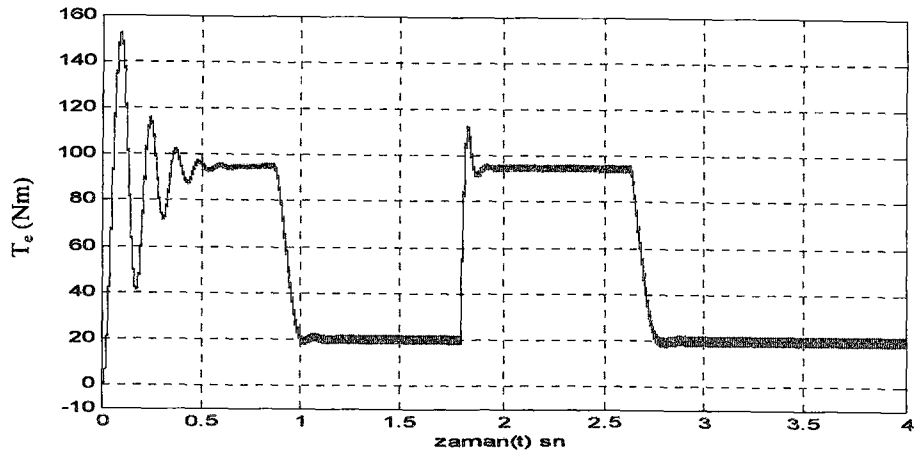


Şekil 5.34. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

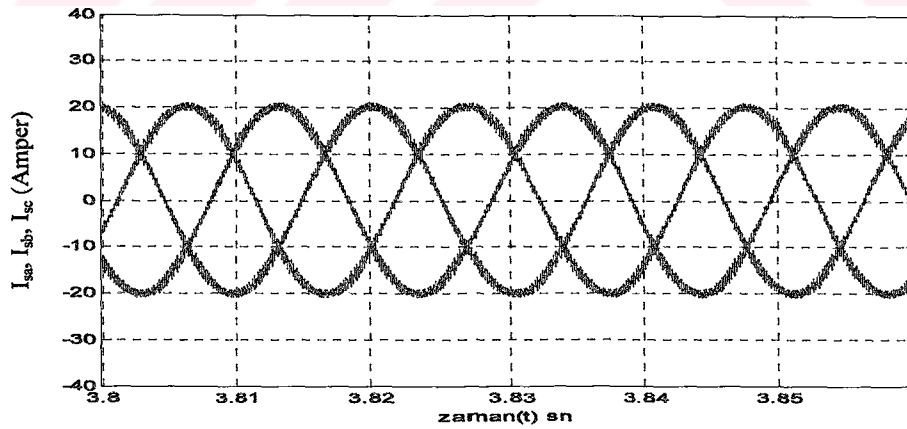
Anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 5.35. Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama referans-gerçek hız dalga şekilleri



Şekil 5.36. Asimetrik düzenli örnekleme için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında motor momenti ve stator üç faz akım dalga şekilleri

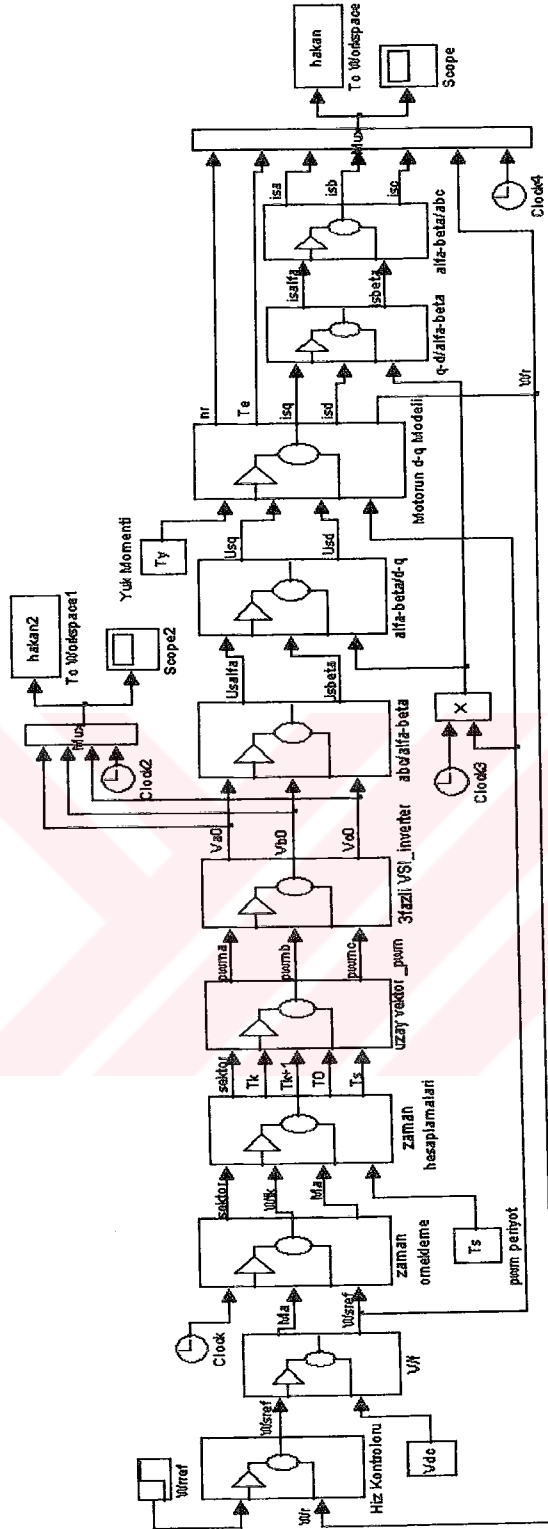


Şekil 5.37. Asimetrik düzenli örnekleme için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

5.3.3. Uzak Vektör PWM Kontrollü Evirgeçten Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Kapalı Çevrim V/f Hız Kontrolünün Simulink Benzetimi

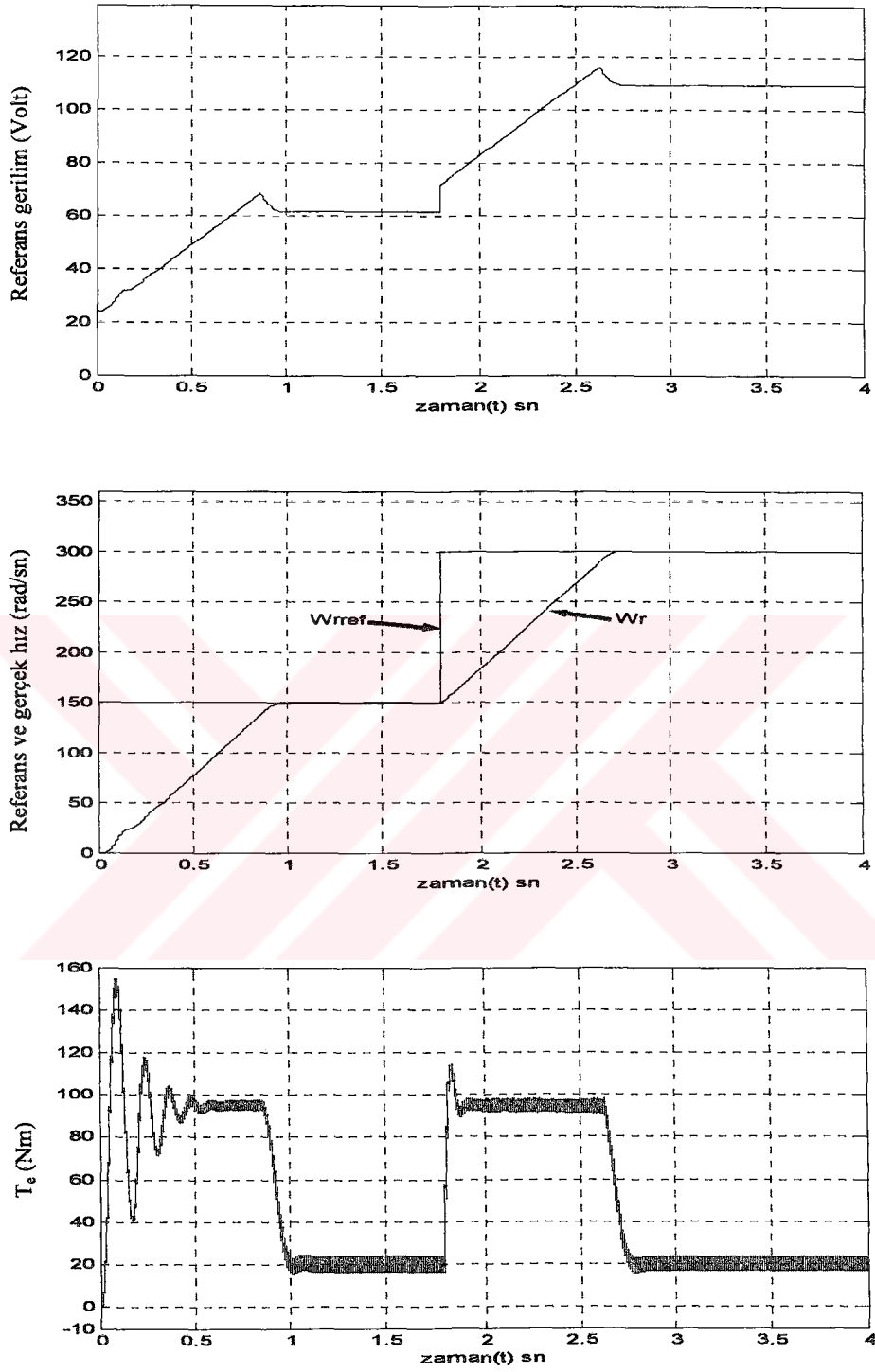
Bu bölümde uzak vektör PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink benzetimi yapılmıştır. Model asenkron motorun ve uzak vektör PWM'in, daha önceki bölümlerde elde edilen simulink modellerine kapalı çevrim V/f hız kontrolü bloğunun ilave edilmesiyle oluşturulmuş ve sonuçlar alınmıştır.

Şekil 5.38'de uzak vektör PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli gösterilmektedir. Bu modelde hız kontrolü bloğunda referans hız ile gerçek hız arasındaki fark bir PI ile kayma hızına dönüştürülür. Daha sonra bu kayma hızı ile gerçek hız toplanarak referans senkron hız bulunur. Bu referans senkron hız için V/f bloğunda referans hızla orantılı referans gerilim değeri bulunmuştur. Bu referans gerilim vektörünün açısına göre sektör belirlenmektedir. Daha sonra PWM işaretlerini üretmek için gereken T_0 , T_k ve T_{k+1} süreleri hesaplanmıştır. Hesaplanan bu süreler ile PWM işaretleri bölüm 2.5.3'de anlatıldığı şekilde dijital olarak üretilmiştir. Bu PWM işaretleri ile gerilim kaynaklı evirgeç kontrol edilerek üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolü yapılmıştır.

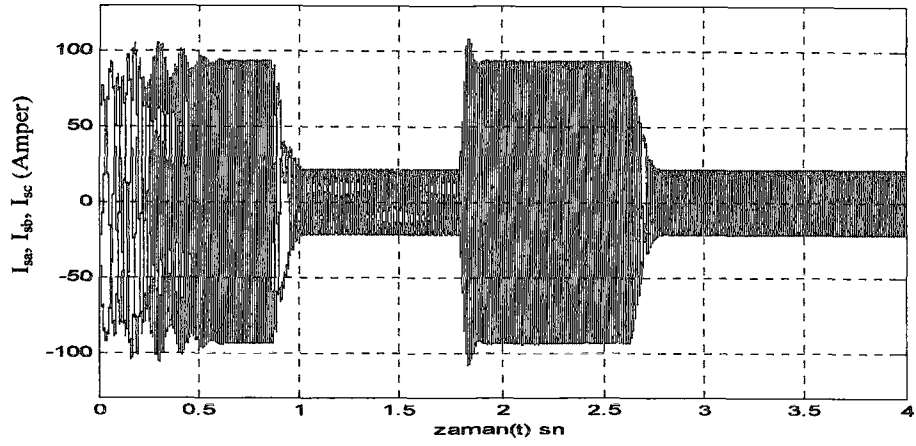


Şekil 5.38. Uzay vektör PWM ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeçten beslenen üç fazlı asenkron motorun kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simulink modeli

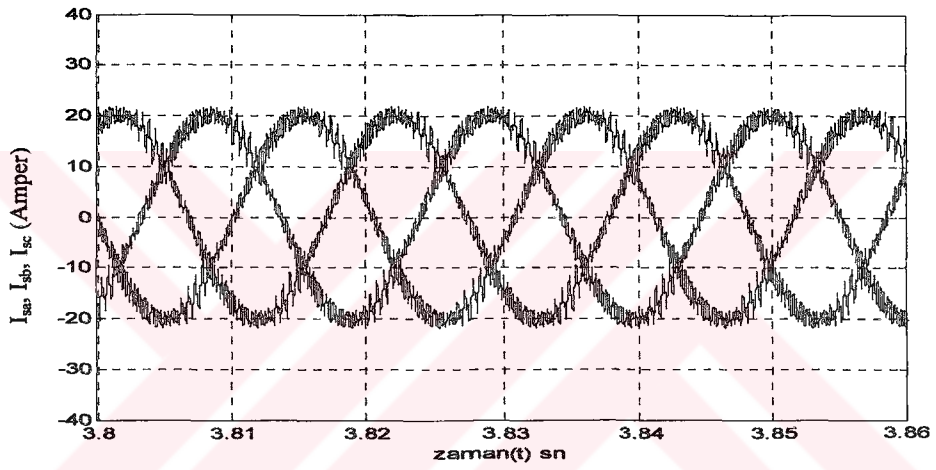
Anahtarlama frekansı $f_s=2$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 5.39. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim, referans-gerçek hız ve motor momenti dalga şekilleri

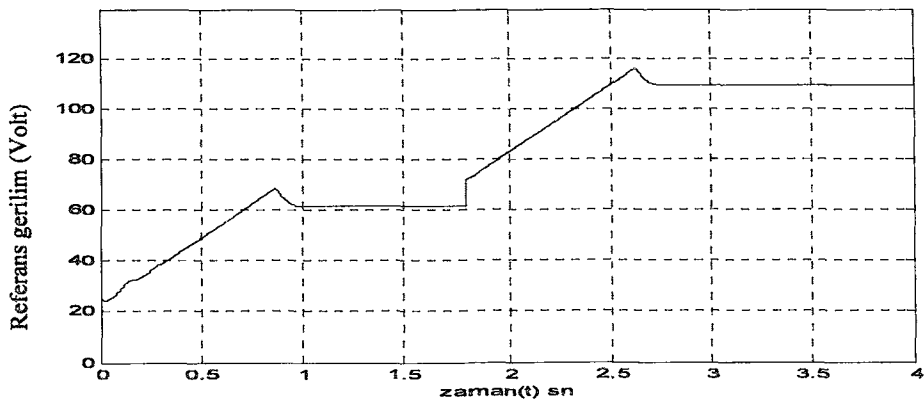


Şekil 5.40. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında stator üç faz akım dalga şekilleri

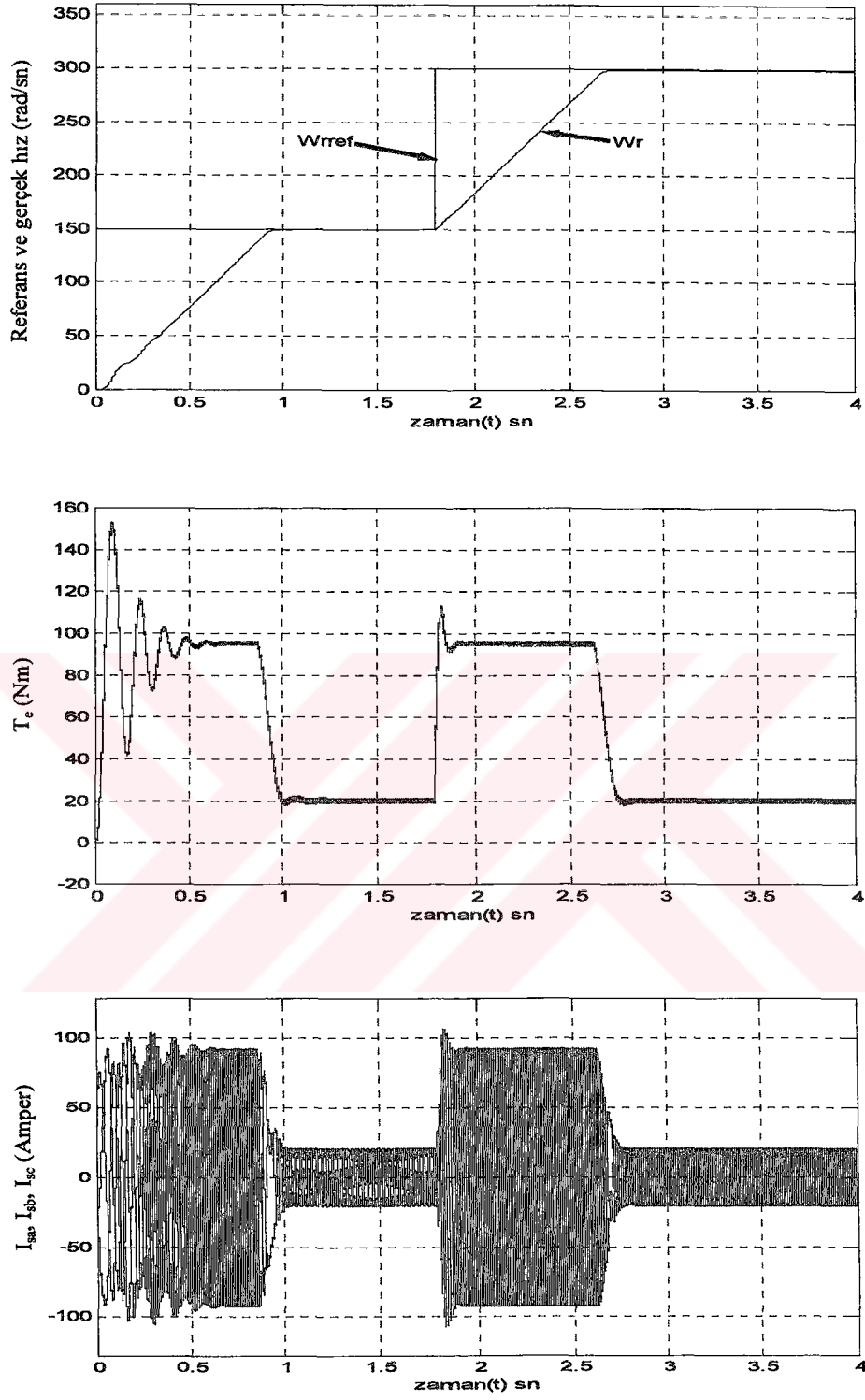


Şekil 5.41. Uzay vektör PWM için $f_s=2$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

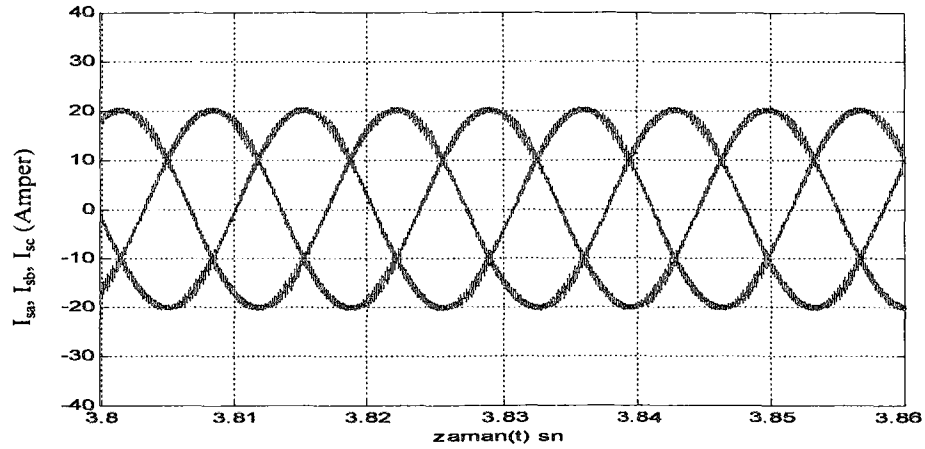
Anahtarlama frekansı $f_s=5$ kHz için elde edilen sonuçlar;



Şekil 5.42. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans gerilim dalga şekli



Şekil 5.43. Uzay vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında referans-gerçek hız, motor momenti ve üç faz akım dalga şekilleri



Şekil 5.44. Uzak vektör PWM için $f_s=5$ kHz anahtarlama frekansında sürekli rejimde stator üç faz akım dalga şekilleri

5.4. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Doğal örnekleme, düzenli örnekleme sinüsoidal PWM ve uzak vektör PWM teknikleriyle gerilim kaynaklı evirgeç kontrol edilerek yapılan üç fazlı asenkron motorun açık çevrim V/f hız kontrolünün benzetim sonuçları değerlendirildiğinde, doğal örnekleme sinüsoidal PWM için referans sinüsoidal dalgaının hızla orantılı olarak değiştiği Şekil 5.2’de görülmektedir. Bu şekil, sistemin V/f olayını gerçekleştirdiğini göstermektedir. Şekil 5.2’de referans senkron hız ve motor hızının değişimi gösterilmiştir. Burada motor hızının çok küçük bir kaymayla, referans senkron hızı takip ettiği görülmektedir. Şekil 5.2’de hızlanma sırasında motor hızında bir dalgalanma görülmektedir. Bunun sebebi düşük hızlarda stator gerilim kompanzasyonunun yapılmasıdır. Şekil 5.3’de moment dalga şekli incelendiğinde motor sabit hıza ulaşıncaya kadar V/f nedeniyle momentin sabit kaldığı görülmektedir. Sürekli rejimde sabit hıza ulaşıldığında makine momentinin yük momentine eşit olduğu ve bu değerinde sabit kaldığı görülmektedir. Stator üç faz akımlarının dalga şekli incelendiğinde sürekli rejime kadar akım değerlerinin yüksek olduğu ve sürekli rejimde azalarak sabit kaldığı görülmektedir. Şekil 5.4’de sürekli rejimde üç faz akım dalga şekilleri incelendiğinde ise, anahtarlama frekansının 2 kHz olduğu durum için harmoniklerin etkisiyle motor akımlarında dalgalanma görülmektedir.

Asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM için benzetim sonuçları incelendiğinde, hız, moment ve akım dalga şekillerinin tamamen doğal örnekleme sinüsoidal PWM ile aynı olduğu görülmektedir. Uzak vektör PWM için, elde edilen benzetim sonuçları incelendiğinde ise, aynı anahtarlama frekansı için üç faz akım dalga şekillerinde bölüm 3’de harmonik analizde gösterildiği gibi akımdaki dalgalanmanın azaldığı görülmektedir. Aynı şekilde momentte meydana gelen dalgalanma da azalmaktadır. Bu durum Şekil 5.16 ve Şekil 5.17’de gösterilmektedir. Şekil 5.15’de hız ve referans gerilimin değişimi incelendiğinde doğal örnekleme ve düzenli örnekleme sinüsoidal PWM ile yaklaşık olarak aynıdır. Şekil 5.5, Şekil

5.6 ve Şekil 5.7 incelendiğinde anahtarlama frekansının 5 kHz alınması durumunda üç faz akım dalga şekillerindeki ve momentteki dalgalanmanın azaldığı görülmektedir. Bu durumda akımın genlik değerinde herhangi bir değişiklik yoktur. Hız ve referans gerilim dalga şekilleri anahtarlama frekansındaki değişimden etkilenmemektedir.

Kapalı çevrim V/f hız kontrolü için yapılan benzetim sonuçları incelendiğinde, doğal örneklemeli sinüsoidal PWM için anahtarlama frekansının 2 kHz alınması durumunda hızlanma anında referans gerilimin hız ile orantılı olarak değiştiği ve sürekli rejimde sabit hıza ulaşıldığında, referans gerilimin de sabit kaldığı görülmektedir. Bu durum sistemin V/f 'i gerçekleştirdiğini göstermektedir. Aynı şekilde hız eğrisi incelendiğinde gerçek hızın belli bir eğimle referans hızı takip ettiği ve daha sonra sürekli rejimde referans hızla aynı olduğu görülmektedir. Şekil 5.24'de moment eğrisi incelendiğinde hızlanma sırasında momentin V/f nedeniyle sabit kaldığı ve sürekli rejimde yük momentine eşit olduğu görülmektedir. Şekil 5.25 ve Şekil 5.26'daki akım dalga şekilleri incelendiğinde akımın açık çevrim V/f hız kontrol yöntemine göre daha az dalgalanmaya sahip olduğu ve sinüse daha fazla benzediği görülmektedir.

Asimetrik düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM için elde edilen benzetim sonuçlarının yaklaşık olarak doğal örneklemeli sinüsoidal PWM ile aynı olduğu görülmektedir. Aynı anahtarlama frekansında uzay vektör PWM için yapılan benzetim sonuçları incelendiğinde ise, Şekil 5.39'da görüldüğü gibi referans gerilimin dalga şeklinin hızla orantılı olarak değiştiği görülmektedir. Bu durum sistemin V/f hız kontrolünü gerçekleştirdiğini göstermektedir. Şekil 5.40 ve Şekil 5.41 incelendiğinde aynı anahtarlama frekansı için uzay vektör PWM yönteminde elde edilen akım dalga şekillerinin daha az dalgalanmaya sahip olduğu ve sinüs dalga şekline daha fazla benzediği görülmektedir.

Anahtarlama frekansının 5 kHz alındığı benzetim sonuçları incelendiğinde, Şekil 5.27'de görüldüğü gibi referans gerilim ve hız şekilleri aynı anahtarlama frekansının 2 kHz alındığı değerlerle aynıdır.

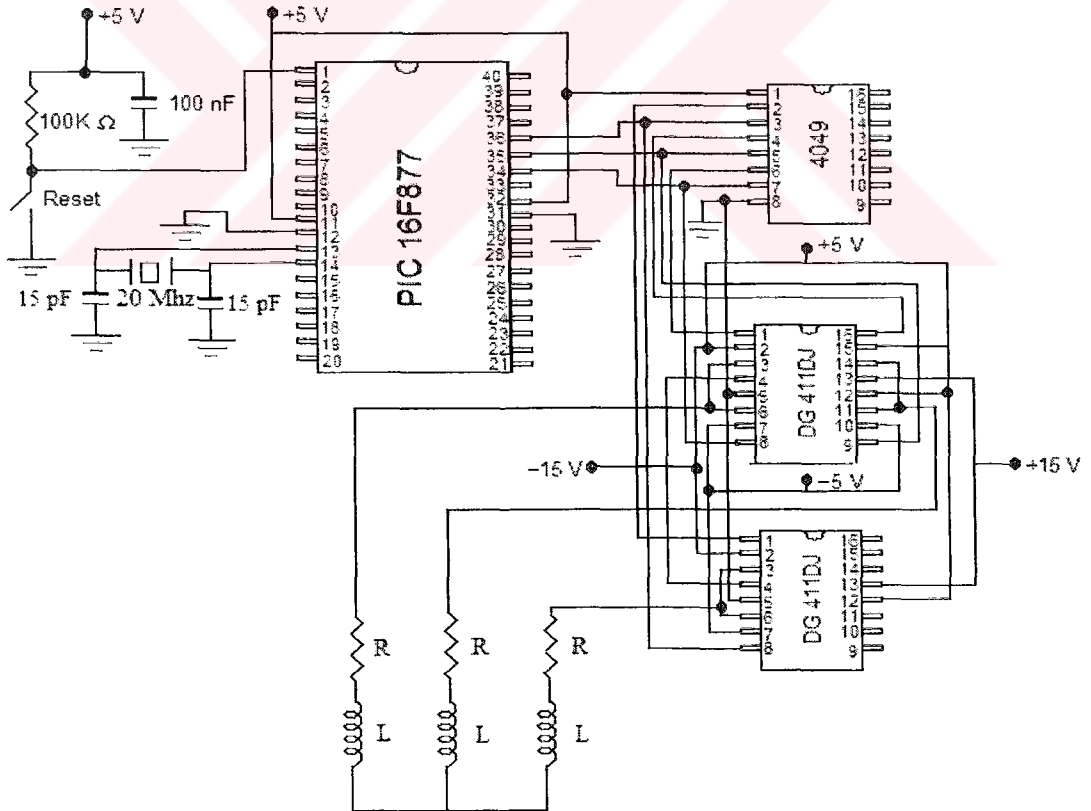
6. PRATİK ÇALIŞMA

6.1. Giriş

Bu bölümde uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgecin, PIC16F877 mikrokontrolör, DG411DJ analog anahtar ve 4049 lojik NOT bağlacıyla prototipi yapılmıştır. Prototip 5 Voltluk bir DC giriş gerilimiyle çıkışta üç fazlı R-L yükünü beslemiştir. Böylece zayıf akımda küçük güçlü bir yarıiletken anahtarla uzay vektör darbe genişlik modülasyonunun avantaj ve dezavantajlarını göstermek ve yapılan simülasyon sonuçlarının pratik sonuçlarla karşılaştırılması gerçekleştirilmiştir.

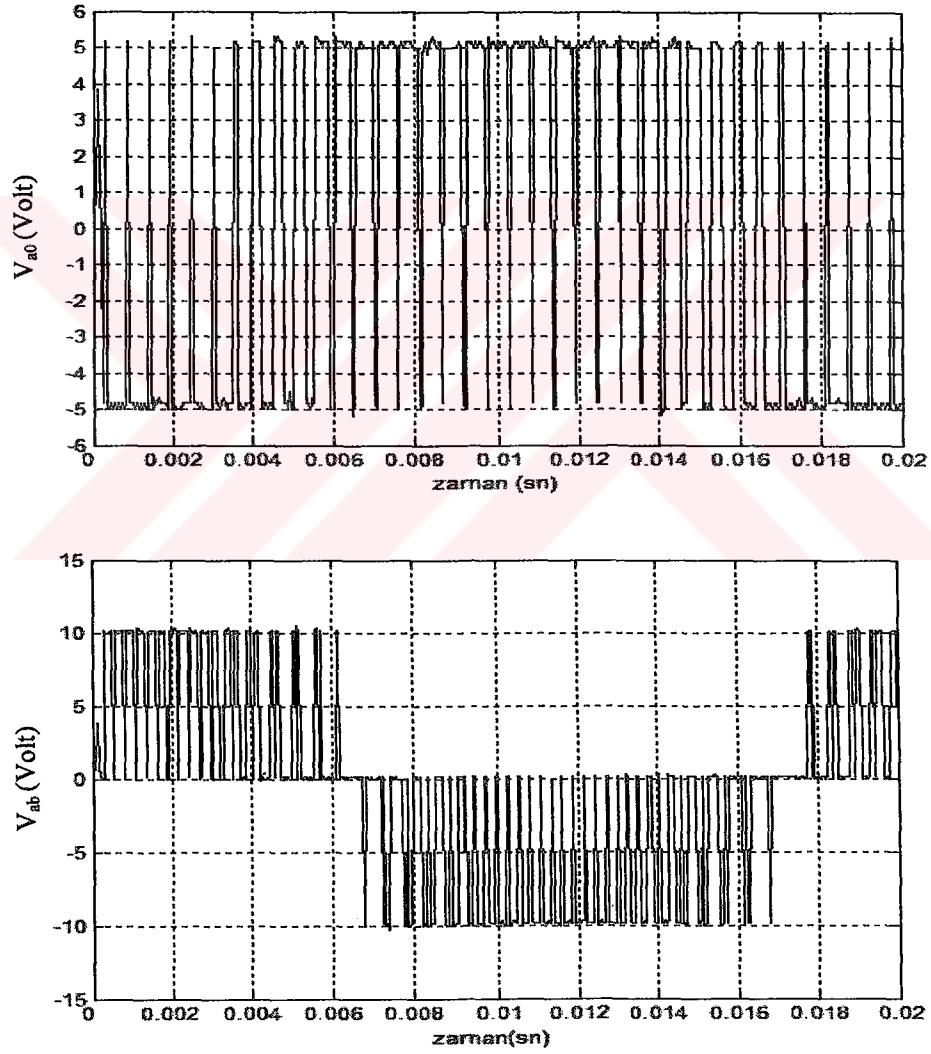
6.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Kontrol Edilen Gerilim Kaynaklı Evirgeç Prototipi

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilen Gerilim kaynaklı evirgeç prototipi Şekil 6.1'de gösterilmiştir.

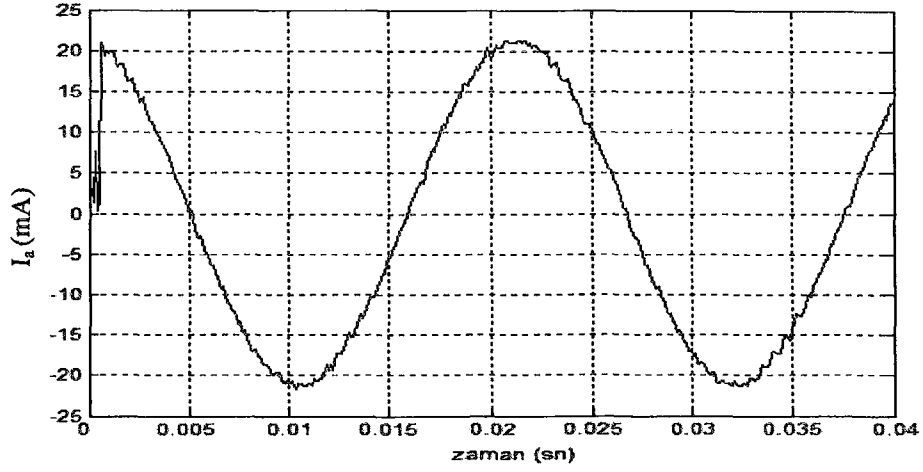


Şekil 6.1. Uzay Vektör Darbe genişlik Modülasyonu ile Kontrol Edilen Evirgeç Prototipi

Şekil 6.1’de gösterildiği gibi prototip PIC16F877 mikrokontrolör, DG411DJ analog anahtar ve 4049 lojik NOT entegrelerinden oluşmaktadır. Burada mikrokontrolör 20 MHz’lik osilatör ile çalıştırılarak programdaki ek işlemler ve döngü sürelerinin azaltılması amaçlanmıştır. İki adet DG411DJ analog anahtar entegresindeki anahtarlar üç fazlı anahtar oluşturacak şekilde bağlanmıştır. Mikrokontrolör çıkışlarındaki üç fazlı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu işaretleri 4049 lojik NOT entegresiyle terslenerek üç fazlı işaretler elde edilmiştir. Mikrokontrolör programı 50 Hz çıkış frekansı, 0.75 modülasyon indeksi ve 2 kHz’lik anahtarlama frekansı için yazılmıştır. Sonuçta evirgeç prototipiyle 5 V’luk DC giriş gerilimiyle $R=100\Omega$ ve $L=0.61H$ ’den oluşan üç fazlı dengeli yük beslenerek çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri elde edilmiştir.



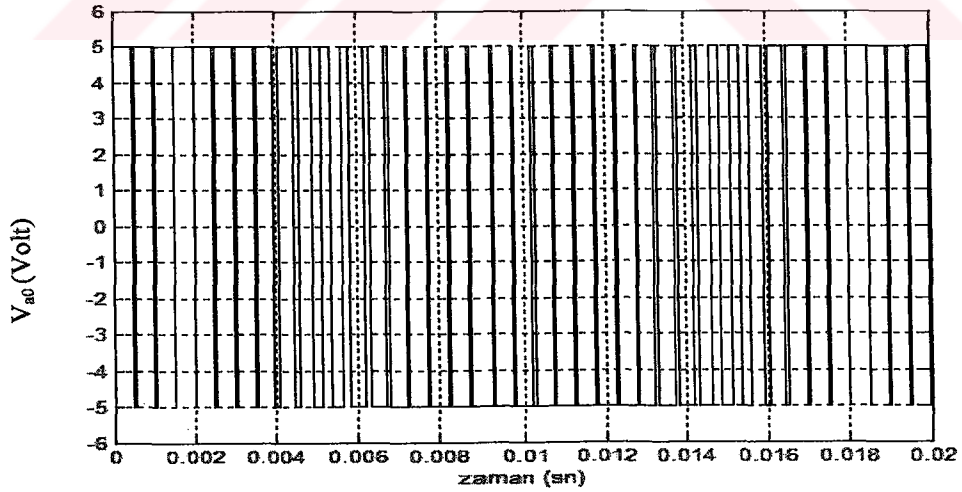
Şekil 6.2. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kontrollü evirgeç prototipinin $M_a=0.75$ ve $f_s=2$ kHz için evirgeç kutup gelimi V_{a0} ve hat gerilimi V_{ab} dalga şekilleri



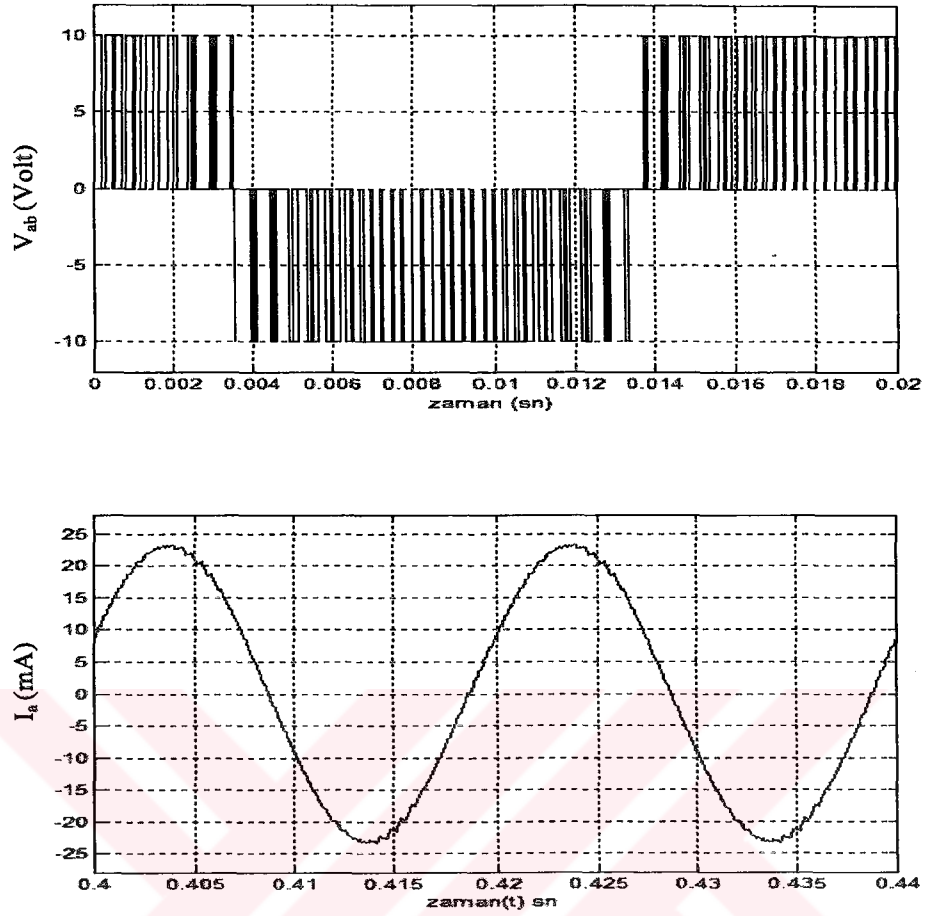
Şekil 6.3. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu kontrollü evirgeç prototipinin $M_a=0.75$ ve $f_s=2$ kHz için a fazı çıkış akımı dalga şekli

6.3. Pratik Çalışma İçin Yapılan Simülasyon Sonuçları

Pratik çalışma sonuçlarını karşılaştırmak ve yorumlamak için bölüm 3’de yapılan uzak vektör darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeç simülasyonu pratik çalışmadaki 5 V DC giriş gerilimi ve $R=100\Omega$, $L=0.61H$ üç fazlı yük değerleri için tekrar yapılarak sonuçlar alınmıştır.



Şekil 6.4. Uzak Vektör Darbe genişlik modülasyonu için $f_s=2$ kHz ve $M_a=0.75$ için evirgeç kutup gerilimi V_{a0} dalga şekli



Şekil 6.5. Uzak Vektör Darbe genişlik modülasyonu için $f_s=2$ kHz ve $M_a=0.75$ için evirgeç hat gerilimi V_{ab} ve a fazı çıkış akımı dalga şekilleri

6.4. Pratik Çalışma ve Simülasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Aynı DC giriş gerilimi ve aynı yük değerleri için yapılan pratik çalışma ve simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında evirgeç kutup gerilimi ve hat gerilimi dalga şekilleri ile akım dalga şekillerinin yaklaşık aynı olduğu görülmektedir. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu algoritmasının yazıldığı mikrokontrolörün 8 bitlik olması ve çarpma vb. önemli aritmetik işlemlerin doğrudan yapılamaması, döngüler ve ayrıca uzak vektör algoritması her altı bölge içinde yazıldığından istenilen çıkış periyodunda bir miktar artış görülmektedir. Bunun dışında simülasyon sonuçlarının ile pratik çalışma sonuçlarının yaklaşık olarak aynı olduğu görülmektedir.

7. SONUÇLAR

Bu tezde asenkron motorların kullanıldığı sürücü düzeneklere genel bir bakış yapılmış ve kontrol yöntemleri ele alınmıştır. Bu Kontrol yöntemlerinde kullanılan evirgeci kontrol etmek için kullanılan darbe genişlik modülasyonu (PWM) teknikleri geniş bir şekilde ele alınmıştır. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniklerinden doğal örnekleme, düzenli örnekleme sinüsoidal PWM ve uzay vektör PWM teknikleri için kapsamlı bir araştırma yapılarak, kendi aralarında karşılaştırılmaya çalışılmıştır.

Bilindiği gibi doğal örnekleme sinüsoidal PWM'in gerçek zamanlı olarak mikroişlemcilerde gerçekleştirilmesi mümkün değildir. Bu problem doğal örnekleme PWM'de referans sinüsoidal dalganın düzenli olarak örneklemeyle ortadan kalkar. Örnekleme işlemi herbir anahtarlama frekansında yapılması durumu simetrik düzenli örnekleme, herbir anahtarlama frekansının yarısında yapılması durumu ise asimetrik düzenli örnekleme olarak bilinir. Bu tezde asimetrik düzenli örnekleme sinüsoidal PWM işaretleri, gösterilen bir algoritmayla Matlab/Simulink'te modellenmiş ve sonuçlar doğal örnekleme sinüsoidal PWM ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak PWM işaretlerinin yaklaşık olarak aynı olduğu benzetim sonuçlarına dayanılarak vurgulanmıştır.

Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonunun en büyük dezavantajı lineer modülasyon bölgesinde çıkış geriliminin belli değerlerde sınırlandırılmasıdır. Bu dezavantaj, uzay vektör PWM yönteminin kullanılmasıyla birlikte ortadan kalkar. Uzay vektör PWM yöntemi son yıllarda mikroişlemci teknolojisindeki büyük ilerlemelerle birlikte yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Uzay vektör PWM'de çıkış gerilimi istenilen yüksek değerlere çıkabilmekte ve dijital olarak gerçekleştirilmektedir. Bu tezde gösterilen diğer bir algoritmayla uzay vektör PWM'in Matlab/Simulink benzetimi yapılarak sinüsoidal PWM ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca bu benzetim sonuçları kullanılarak harmonik analizi yapılarak, PWM teknikleri harmonik yapısı bakımından karşılaştırılmıştır.

Daha sonra uzay vektör PWM ile doğal örnekleme ve düzenli örnekleme sinüsoidal PWM yöntemleri ile üç fazlı asenkron motorun açık çevrim ve kapalı çevrim V/f hız kontrolünün Matlab/Simulink benzetimi yapılmıştır. Böylece asenkron motor sürücülerinde kullanılan PWM tekniklerinin sürücü performansına etkisi incelenmiştir.

Benzetim sonuçlarına göre, düzenli örnekleme ile elde edilen sinüsoidal PWM işaretlerinin yaklaşık olarak doğal örnekleme sinüsoidal PWM ile aynı olduğu gösterilmiştir. Ayrıca uzay vektör PWM yönteminin sinüsoidal PWM yönteminin çok önemli bir alternatifi olduğu, gerek benzetim sonuçları gerekse harmonik analizi ile gösterilmiştir.

Tezde yapılan pratik çalışma, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilen gerilim kaynaklı evirgeç prototipidir. Pratik çalışma sonuçları ile daha önce yapılan simülasyon

sonuçları aynı DC gerilim ve aynı yük değerleri için karşılaştırılmıştır. Sonuçta pratik çalışma ile simülasyon sonuçlarının yaklaşık olarak aynı olduğu gösterilmiştir.



KAYNAKLAR

1. Özer, A. B., “Hız Duyargasız Vektör Kontrol Sisteminin Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2000.
2. _____, Implementing Space Vector Modulation With The ADMC300, Analog Devices Inc., January 2000.
3. Şimşir, N. B., “A Compact PFM Controller-Converter with Wide Speed Range for 3-Phase Induction Motors”, Msc Thesis, METU, 1994
4. Gürdal, O., “Güç Elektroniği”, Nobel Yayın Dağıtım, Ankara, 2000.
5. Bose, B. K., “Modern Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall PTR, 2002.
6. Tuncay, N., Gökaşan, M., Boğosyan, S., “Güç Elektroniği”, Literatür Yayınları, Eylül 2003.
7. Rashid, M. H., “Power Electronics”, Prentice-Hall International Inc.
8. Vas, P., “Electrical Machines and Drives”, Clarendon Pres. Oxford University.
9. Zhou, K., Wang, D., “Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis”, IEEE Trans.Ind.Electron., February 2002.
10. Sünter, S., “AC-AC Çeviriciden Beslenen 3-fazlı Asenkron Motorun Kayma Regülasyonu Kullanarak Hız Kontrolü”, TOK’2000, Ankara, S.107-111, 2000.

ÖZGEÇMİŞ

1978 Elazığ doğumlu olan Hakan ÇELİK, ilk, orta ve lise öğrenimini Elazığ'da tamamladı. Lisans öğrenimini Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Müh. Bölümünde 'Elektrik-Elektronik Müh.' ünvanı ile 2000 yılında tamamladı. Aynı yıl Elektrik-Elektronik Müh. Bölümünde yüksek lisans öğrenimine başladı. Halen Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.



EK-1. BENZETİMDE KULLANILAN ASENKRON MOTORUN PARAMETRELERİ

U_N	230 V
I_N	26.2 A
P_N	7.36 kW
n_N	1750 d/d
T_N	40.2 Nm
F	60 Hz
P	4
Stator direnci	0.242 Ohm
Rotor direnci (indirgenmiş)	0.144 Ohm
Stator kaçak indüktansı	1.686 mH
Rotor kaçak indüktansı (indirgenmiş)	1.124 mH
Ortak indüktans	33.888 mH
Eylemsizlik momenti (J)	0.88 Kg m ² (Jie, Z., 1989)

EK -2. HIZ KONTROLÖRÜ

Geçici ve sürekli rejim performansının iyi olması için, hız kontrolörü, sürücü sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonunun istenilen yapıda olması için uygun bir şekilde tasarlanmalıdır. Hız kontrolörü ω_r ve ω_r^* frekanslarını karşılaştırarak kayma referansı ω_{sl} değerini üretir. PI hız kontrolörü, geçici rejimde asgari taşma ve hatasız sürekli rejim çalışması elde etmek için tasarlanmıştır. Şekil EK2.1'de kontrolörün laplas blok diyagramı gösterilmektedir. Burada arzu edilen kayma frekansının motor yada generatör bölgelerindeki devrilme değerini aşmaması için kontrol sistemine bir hız limitörü eklenmiştir. Böylelikle istenilen hızda, ani değişimlere iyi dinamik cevap vererek ve yüksek moment sağlayarak devrilme noktasına yakın kararlı çalışma mümkün olmaktadır. [10]

Asenkron motorun moment denklemi kayma regülasyonu için düzenlenirse;

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{1}{R_r} \psi_m^2 \omega_{sl} \quad (\text{EK2.1})$$

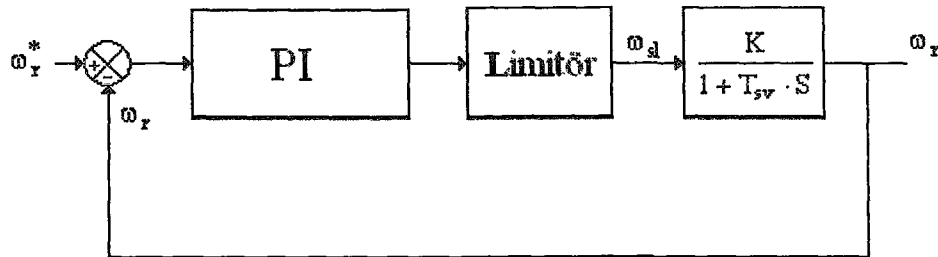
olarak bulunur. [5]

Burada hava aralığı akısı $\psi_m = V_s / \omega_e$ sabittir. Hareket denkleminde ;

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B \left(\frac{2}{P} \right) \omega_r \quad (\text{EK2.2})$$

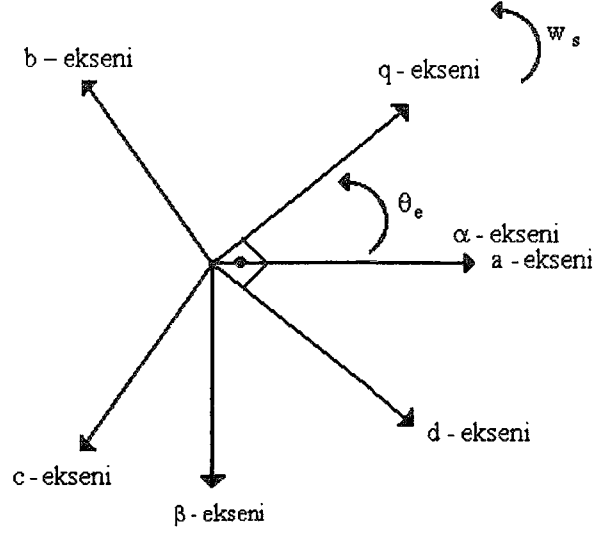
yazılabilir. Denklem (EK2.1) ve denklem (EK2.2)'nin birbirine eşitlenmesiyle, ω_r hızı ile ω_{sl} arasında şu ifade yazılabilir.

$$\frac{\omega_r}{\omega_{sl}} = \frac{K}{1 + T_{sv} \cdot S}; \quad T_{sv} = \frac{J}{B}; \quad K = 3 \left(\frac{P}{2} \right)^2 \frac{\psi_m^2}{R_r} \frac{1}{B} \quad (\text{EK2.3})$$



Şekil EK2.1. Hız kontrol döngüsü

EK-3. KOORDİNAT DÖNÜŞÜMLERİ



Şekil EK3.1. Koordinat dönüşümü

EK-3.1. Üç Faz ve $\alpha - \beta$ Arası Dönüşümler

Stator gerilimini $\alpha - \beta$ terimleri cinsinden aşağıdaki şekilde ifade etmek mümkündür.

$$V(t) = \frac{2}{3} (V_a(t) + V_b(t)e^{j2\pi/3} + V_c(t)e^{j4\pi/3}) \quad (\text{EK3.1})$$

$$V(t) = V_\alpha - jV_\beta \quad (\text{EK3.2})$$

$$V = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (\text{EK3.3})$$

Üç faz giriş değerleri zaman üzerinden herhangi bir andaki toplamı sıfırdır.

$$V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0 \quad (\text{EK3.4})$$

α eksenini, üç faz çatısının a eksenini ile çakıştırılacak olursa dönüşüm aşağıda verilen matrisle ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{EK3.5})$$

$$V_\alpha = \frac{2}{3} \left(\frac{3}{2} V_a \right) = V_a \quad (\text{EK3.6})$$

$$V_b = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} V_b + \frac{\sqrt{3}}{2} V_c \right) = -\frac{V_b}{\sqrt{3}} + \frac{V_c}{\sqrt{3}} \quad (\text{EK3.7})$$

$\alpha - \beta$ 'dan 3 faz değerlerine dönüşüm için aşağıdaki denklemler kullanılır.

$$V_a = V_b$$

$$V_b = -\frac{1}{2} V_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta \quad (\text{EK3.8})$$

$$V_c = -\frac{1}{2} V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta$$

EK-3.2. $\alpha - \beta$ ve d-q Arası Dönüşümler

Vektör kontrolünde $\alpha - \beta$ durağan eksenlerden senkron hızla dönen d-q eksenine ve d-q ekseninden $\alpha - \beta$ eksenine yapılan dönüşümler çok önemlidir. Zamanın bir fonksiyonu olan θ_e açısının sıfırdan farklı olduğunu varsayarak ve d-q eksenini $\alpha - \beta$ ekseninden bu açı kadar ileride olduğunu kabul ederek, iki eksen arasındaki ilişkiler aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} V_q &= V_\alpha \cos(\theta_e) - V_\beta \sin(\theta_e) \\ V_d &= V_\alpha \sin(\theta_e) + V_\beta \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (\text{EK3.9})$$

$$\begin{aligned} V_\alpha &= V_q \cos(\theta_e) + V_d \sin(\theta_e) \\ V_\beta &= V_d \cos(\theta_e) - V_q \sin(\theta_e) \end{aligned} \quad (\text{EK3.10})$$

EK-3.3. Moment denklemi üzerindeki etkiler

Bu çalışmada seçilen, üç faz ve iki faz arasındaki dönüşümler iki faz değerleri ile rms değeri arasında (Denklem ED.2) çok iyi ilişki meydana getirmektedir. Ancak güç muhafazası yapmamaktadır. İki faz akımı ile gerilimin çarpımı, ilgili üç faz değerlerinin sadece üçte ikisini vermektedir. Bu nedenle, bu faktör moment denkleminde kompanze edilmesi gerekir. Ayrıca toplam momenti bulmak için denklemin P/2 toplam çift kutup sayısı ile çarpılması gerekir. Bunlar yapıldıktan sonra moment denklemi aşağıdaki gibidir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{sq} i'_{rd} - i_{sd} i'_{rq}) \quad (\text{EK3.11})$$