

**T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PROGRAMLANABİLİR SAYISAL İŞARET DENETLEYİCİ (DSC)
TABANLI ALTERNATİF AKIM MOTOR SÜRÜCÜ DÜZENİĞİNİN
GELİŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Taner GÖKTAŞ

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Makinaları

OCAK-2010

**T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PROGRAMLANABİLİR SAYISAL İŞARET DENETLEYİCİ (DSC)
TABANLI ALTERNATİF AKIM MOTOR SÜRÜCÜ DÜZENEGİNİN
GELİŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Taner GÖKTAŞ

(06113106)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 14 Aralık 2009
Tezin Savunulduğu Tarih : 04 Ocak 2010

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Sedat SÜNTER(F.Ü)
Diğer Jüri Üyeleri : Doç. Dr. Hüseyin ALTUN(F.Ü)
Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü)

OCAK-2010

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmam boyunca, yardımlarını benden esirgemeyen danışman hocam Sayın Prof. Dr. Sedat SÜNTER' e, ayrıca her zaman beni destekleyen ve yardımını esirgemeyen Y.Müh. Ertan MURAT 'a, ve Arş. Gör. Abuzer ÇALIŞKAN'a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Yine tez çalışması süresince büyük destek gördüğüm **ASER Teknoloji**'ye ve çalışmalarına katkıda bulunan Elk. Teknisyeni Zülfikar AYDOĞDU'ya ve Öğrt. Gör. Ömür AYDOĞMUŞ'a teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca gösterdikleri sabır ve desteklerinden dolayı çok sevdiğim aileme ve arkadaşlarıma teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Ayrıca hiçbir zaman dostluğunu ve yardımlarını benden esirgemeyen çalışma arkadaşım, Y.Müh. Timur FIRDOLAŞ' a yapmış olduğu yardımlardan dolayı teşekkür ederim.

Yine bu çalışmam esnasında bana verdikleri destek ve sağladıkları imkanlardan dolayı şirket yöneticilerim Sayın Hakan AKAN ve Sayın Bülent GÖZTOK'a teşekkürü bir borç bilirim.

Taner GÖKTAŞ
ELAZIĞ–2010

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	IV
SUMMARY	V
ŞEKİLLER LİSTESİ	VI
TABLOLAR LİSTESİ	XII
SEMBOLLER LİSTESİ	XIII
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	2
1.2. Tezin İçeriği	2
2. İNVERTERLER.....	3
2.1. Tek Fazlı İnverterler	4
2.1.1. Tek Fazlı İnverterin Akım Dalga Şekilleri	6
2.2. Üç Fazlı İnverterler.....	7
2.2.1. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı İnverterlerde Darbe Genişlik Modülasyonu	8
2.2.1.1. Doğrusal Modülasyon ($m_a \leq 1.0$)	10
2.2.1.2. Üst Modülasyon ($m_a > 1.0$)	11
2.2.2. Üç Fazlı İnverterlerde Kare Dalga Çalışma	12
2.2.2.1. Asenkron Motor Yüklü Altı Adımlı İnverterde Motor Çalışma	13
3. İNVERTERLERDE DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİKLERİ	14
3.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	14
3.2. Harmonik Eliminasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu	16
3.3. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	16
3.4. Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniklerinin Karşılaştırılması.....	16
4. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİĞİ	17
4.1. İki Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği	17
4.2. İnverter Kapasitesi ve Referans Gerilimin Tanımlanması	22
5. İKİ SEVİYELİ UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİĞİNİN MATLAB/SIMULINK BENZETİMİ	28
5.1. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetim Sonuçları	32
5.2. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetim Sonuçları	42
6. ALTERNATİF AKIM MOTOR SÜRÜCÜ DÜZENİĞİNİN GELİŞTİRİLMESİ İÇİN TASARLANAN DEVRE VE DENEYSEL SONUÇLAR	63
6.1. Geliştirilen Donanım Platformu	63
6.2. Anahtarlama Sinyallerinin Üretilmesi İçin Geliştirilen Matlab/ SIMULINK Modeli	65
6.3. Deneysel Sonuçlar	73
7. SONUÇLAR	89
KAYNAKLAR.....	91
ÖZGEÇMİŞ	93
EKLER	

ÖZET

Güç elektroniği elemanları ve buna bağılı olarak güç elektroniği sistemlerinin performanslarının iyileştirilmesine verilen önem son yıllarda oldukça artmıştır. Bu nedenle inverter olarak bilinen devre yapıları üzerinde çalışmalar artmıştır.

Son yıllarda üzerinde en çok durulan darbe genişlik modülasyon(PWM) tekniği uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğidir. Bunun nedeni uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği ile genlik ve frekans üzerinde tam bir kontrol yapılabilmesidir. UVDGM 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, iki seviyeli uzay vektör darbe genişlik modülasyonlu inverter benzetimi yapılmıştır. Sinusoidal PWM de lineer modülasyon bölgesi için çıkış geriliminin DC link geriliminden büyük olmaması durumu, bu modülasyon tekniğine alternatif bir modülasyon tekniği olan uzay vektör PWM modülasyon tekniğinin kullanılmasını sağlamıştır.

Tezde, ilk olarak tek fazlı inverter ve üç fazlı inverterler hakkında genel bir bilgi verilmiştir. Ayrıca darbe genişlik modülasyonları hakkında bilgi verilerek UVDGM tekniği ayrıntılarıyla açıklanmıştır. İki seviyeli uzay vektör PWM inverterin MATLAB/Simulink modeli yapılarak R-L yüklü ve motor yüklü değişik çalışma şartlarında benzetim sonuçları verilmiştir.

Daha sonra donanım platformunun geliştirilmesi için kullanılan TMS320C2000 DSC hakkında detaylı bilgi verilmiş olup devrenin yapısı ayrıntılarıyla açıklanarak kullanılan IPM ve entegreler hakkında bilgi verilmiştir. Devre çalıştırılarak deneysel sonuçlar alınmış deneysel sonuçlar ile teorik sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Uzay Vektör PWM, Skalar Kontrol, Üç Fazlı İnverter

SUMMARY

DEVELOPMENT OF AC MOTOR DRIVE BASED ON PROGRAMABLE DIGITAL SIGNAL CONTROLLER(DSC)

Recently, the importance given on the improvements of performances of power electronic systems and power electronic components are fairly increased. As a result, research activities on the circuit configurations namely inverters have shown an increase.

In recent years, the Space Vector Pulse Width Modulation(SVPWM) technique has become one of the most popular PWM techniques. The reason for this is that it is possible to get full control both on the output frequency and voltage. SPWM technique can easily implemented digitally and provides possible highest voltage gain. Although, application of SVPWM technique is easy, the mathematical calculation of pulse width durations for generating PWM signals requires some complex processes. Nowadays, this complex process can be performed easily thanks to the recent improvements in both power electronics and microprocessor technologies.

In this thesis, modeling and simulation of two level SPWM inverters have been realized. With sinusoidal PWM it is not possible to get a voltage level at the output more than DC link voltage in linear region operation. Therefore, in this work SVPWM technique which is alternative to sinusoidal PWM has been preferred.

First, a general information on the single phase and three phases inverters has been given in addition to PWM techniques. Here, SVPWM technique has been explained in detail. Then, modelling of the two level SVPWM inverters in MATLAB/Simulink has been realized. An R-L and induction motor have been used as load at the output of model. Finally, some simulation results at various operating conditions have been presented for both types of the load.

Then TMS320C200 used on the developed platform and structure of designed circuit has been explained in detail. A general information on IPM and some electronic components used have been given. Some experiment results at various operating conditions have been presented and have been compared with corresponding results.

Keywords: Space Vector PWM, Scalar Control, Three Phase Inverters.

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1. Anahtarlama Modlu İnverter	3
Şekil 2.2. Tek Fazlı İnverter	5
Şekil 2.3. Filtre Devresi	6
Şekil 2.4. Tek Fazlı İnverterde Akım Dalga Şekli	7
Şekil 2.5. Üç Fazlı İnverter	8
Şekil 2.6. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı İnverter Dalga Şekilleri	9
Şekil 2.7. Üç Fazlı İnverterde Harmonik Spektrumu	10
Şekil 2.8. Üç Fazlı İnverterde Bölge Durumu	11
Şekil 2.9. Üç Fazlı İnverterlerde Kare Dalga Çalışma	12
Şekil 3.1. SDGM Tekniği İçin Dalga Şekilleri	15
Şekil 4.1. Üç Fazlı İnverter	18
Şekil 4.2. Uzak Vektör PWM 'e ait Sekiz Çalışma Durumu	19
Şekil 4.3. Sinüzoidal PWM ve Uzak Vektör PWM de Maksimum Lineer Gerilim Kontrolünün Karşılaştırılması	20
Şekil 4.4. Durağan d-q Referans Çatısı	20
Şekil 4.5. Temel Anahtarlama Vektörleri ve Sektörleri	21
Şekil 4.6. Komşu Vektörler ile Referans Vektörün Gösterimi (Bölge 1)	24
Şekil 4.7. İki Seviyeli Uzak Vektör PWM ' de Altı Bölge İçin Anahtarlama Durumları	27
Şekil 5.1. İki Seviyeli Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonunun MATLAB/Simulink Modeli	29
Şekil 5.2. Bölge Tespitinin Yapıldığı Simulink Bloğunun İç Yapısı	30
Şekil 5.3. Bölge Tespiti Çıkışı ($f_0 = 50$ Hz)	30
Şekil 5.4. Anahtarlama Sürelerinin Hesaplandığı Simulink Bloğu	31
Şekil 5.5. Anahtarlama Süreleri olan T_a , T_b , T_c 'nin Elde Edilişi	31
Şekil 5.6. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Faz Akımı ($f_s = 1$ kHz, $f_0 = 5$ Hz, $m_a = 0.2$)	32

Şekil 5.7. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Faz Akımları($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m_a=0.2$)	32
Şekil 5.8. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{an} Faz Gerilimi ($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m_a=0.2$)	33
Şekil 5.9. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi ($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m_a=0.2$)	33
Şekil 5.10. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Geriliminin Harmonik Analizi($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=5\text{Hz}$, $m_a=0.2$).....	34
Şekil 5.11. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Faz Akımı ($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m_a=0.4$).....	34
Şekil 5.12. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Faz Akımları ($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m_a=0.4$)	35
Şekil 5.13. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{an} Faz Gerilimi($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m_a=0.4$)	35
Şekil 5.14. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m_a=0.4$)	36
Şekil 5.15. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Geriliminin Harmonik Analizi($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$, $m_a=0.4$)	36
Şekil 5.16. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Faz Akımı ($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m_a=0.7$)	37
Şekil 5.17. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Faz Akımları($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m_a=0.7$).....	37
Şekil 5.18. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{an} Faz Gerilimi ($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m_a=0.7$)	38
Şekil 5.19. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi ($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$, $m_a=0.7$)	38

Şekil 5.20. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Geriliminin Harmonik Analizi($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{ Hz}$, $m_a = 0.7$)	39
Şekil 5.21. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Faz Akımı ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$).....	39
Şekil 5.22. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Faz Akımları($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$).....	40
Şekil 5.23. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{an} Faz Gerilimi ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$)	40
Şekil 5.24. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$)	41
Şekil 5.25. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Geriliminin Harmonik Analizi($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$).....	41
Şekil 5.26. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonunun Matlab/Simulink Benzetimi	43
Şekil 5.27. İnverter Bloğunun İç Yapısı.....	44
Şekil 5.28. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı ($f_s = 4.4\text{ kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)	44
Şekil 5.29. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)	45
Şekil 5.30. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$).....	45
Şekil 5.31. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$).....	46
Şekil 5.32. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa} Akım Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$).....	46
Şekil 5.33. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{ Hz}$).....	47

Şekil 5.34. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	
Hat Akımları ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{ Hz}$)	48
Şekil 5.35. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{Hz}$)	48
Şekil 5.36. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{ Hz}$).....	49
Şekil 5.37. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa}	
Akım Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{ Hz}$)	49
Şekil 5.38. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{Hz}$)	50
Şekil 5.39. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	
Hat Akımları ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$)	51
Şekil 5.40. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{Hz}$)	51
Şekil 5.41. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$)	52
Şekil 5.42. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa}	
Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$).....	52
Şekil 5.43. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı	
($f_s = 4.4\text{ kHz}$, $f_0 = 30\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)	53
Şekil 5.44. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	
Hat Akımları ($f_s = 4.4\text{ kHz}$, $f_0 = 30\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	54
Şekil 5.45. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi	
($f_s = 4.4\text{ kHz}$, $f_0 = 30\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	54
Şekil 5.46. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 30\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)	55

Şekil 5.47. Motor Yüklü V/f Kontrollü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin	
Hız ve i_{sa} Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 30\text{ Hz}$).....	55
Şekil 5.48. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	56
Şekil 5.49. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}	
Hat Akımları($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	57
Şekil 5.50. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	57
Şekil 5.51. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	58
Şekil 5.52. Motor Yüklü V/f kontrollü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin	
Hız ve i_{sa} Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{ Hz}$).....	58
Şekil 5.53. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	59
Şekil 5.54. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}	
Hat Akımları($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	60
Şekil 5.55. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	60
Şekil 5.56. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)	61
Şekil 5.57. Motor Yüklü V/f Kontrollü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin	
Hız ve i_{sa} Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$)	61
Şekil 5.58. $f_0 = 50\text{ Hz}$ iken Motor Ters Döndürüldüğünde Elde Edilen i_{sa} Akımı	
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{ Hz}$)	62
Şekil 6.1. Alternatif Akım Motor Sürücü Düzeneği İçin Oluşturulan Donanım	
Düzeneği	63
Şekil 6.2. F28335 eZdsp Kontrol Kartı.....	63

Şekil 6.3. F28335 eZdsp Docking Station Kartı.....	64
Şekil 6.4. Anahtarlama Sinyallerinin Üretilmesi İçin Oluşturulan Matlab/ Simulink Modeli.....	66
Şekil 6.5. U_a ve U_b Referans Gerilimleri ($f_0 = 5$ Hz ve $m_a = 0.9$).....	67
Şekil 6.6. PS 2501 Optocoupler İzolasyon Devresi.....	67
Şekil 6.7. Mitsubishi PS21869 IPM.....	68
Şekil 6.8. IPM'in İç Yapısı Ve Çevre Birimleri	69
Şekil 6.9. IPM ve DC Link Kapasitörlerini İçeren Devrenin Fotoğrafı	70
Şekil 6.10. Devre Şeması.....	71
Şekil 6.11. Tasarlanan Sürücünün Fotoğrafı	72
Şekil 6.12. Pratik Devre Düzenneği	73
Şekil 6.13. $f = 1$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi	75
Şekil 6.14. $f = 10$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi	76
Şekil 6.15. $f = 10$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi	77
Şekil 6.16. $f = 20$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi	78
Şekil 6.17. $f = 20$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi	79
Şekil 6.18. $f = 30$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi	80
Şekil 6.19. $f = 30$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi	81
Şekil 6.20. $f = 50$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi	82
Şekil 6.21. $f = 50$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi	83
Şekil 6.22. $f = 70$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi	84
Şekil 6.23. $f = 70$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi	85
Şekil 6.24. Motorun Yön Değişimi Sırasında I_a Akımı ($f=50$ Hz).....	86
Şekil 6.25. $f = 20$ Hz'de iken Motor Ters Döndürüldüğünde Elde Edilen I_a Akımı.....	87

TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 2.1. V_{A0} 'nın Genelleştirilmiş Harmonik Değerleri(büyük m_f değerleri için)	10
Tablo 4.1. Uzay Vektör PWM 'e Ait Sekiz Anahtarlama Durumu.....	19

SEMBOLLER LİSTESİ

ω_r	: Rotorun Açısal Hızı
n_s	: Senkron Hız
n_r	: Rotorun Devir Sayısı
d	: Görev Periyodu
f_s	: Anahtarlama Frekansı
m_a	: Modülasyon İndeksi
P	: Asenkron Motorun Çift Kutup Sayısı
DC	: Doğru Akım
AC	: Alternatif Akım

1. GİRİŞ

Güç Elektroniği uygulama alanları her geçen gün genişlemekte ve güç elektroniği ürün uygulamalarının girmedği alan nerede ise kalmamaktadır. 1980'li yıllarda büyük ivme kazanan güç elektroniği endüstrisi, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)'nin sektörde kullanımı sayesinde 1990'lardan günümüze inanılmaz bir pazar başarısı göstermiştir. Böylesi uygulamalarda, daha fazla hassasiyet ve verim için yüksek teknoloji mikro elektronik devrelerin kullanımı kaçınılmaz olmuştur.

Sayısal işaret işlemcileri (DSP) yüksek hızda (bulundukları zamana göre) ve sayıda işlem kapasitesine sahip, çeşitli ara yüzler ile donatılmış programlanabilir mikroişlemcilerdir. Güç elektroniği endüstrisinin; System On Chip (SOC), ICSP (In Circuit System Programming) ile gelişmiş ve çoklu iletişim ara yüzleri, çevre birimleri (ADC, PWM, Yakala/Karşılaştı, Encoder Arayüz) hafıza/bellek çokluğu gibi taleplerinin işlemci ile tek bir yongada ekonomik olarak üretim gereksinimi Sayısal İşaret Denetleyicilerin (DSC) teknoloji pazarında gündeme getirmiştir. Çok yüksek hız gereksinimleri endüstride, donanım temelli FPGA (Field Programmable Gate Array) yongaların kullanımı ile görülmeye başlansa da, birçok güç elektroniği uygulaması için DSC'ler fiyat/performans karşılaştırmaları ile geleneksel tercih olagelmıştır.

İnverterler değişken frekans ve genliğin istendiği yük karakteristiklerinde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. İnverterin çıkış frekansı, aç/kapa olarak çalışan yarıiletken anahtarların görev periyodunun kontrol edilmesiyle belirlenir. İnverter bir transformatörü veya bir motoru beslediğinde manyetik koşulları sağlamak için çıkış geriliminin çıkış frekansı ile aynı oranda değiştirilmesi gereklidir. Bu yüzden değişken frekanslı sistemlerde çıkış geriliminin kontrolü de esastır.

DC link inverterlerde kullanılan darbe genişlik modülasyon teknikleri inverterin çıkış performansını doğrudan etkilemektedir. Darbe genişlik modülasyon (PWM) tekniklerinde en çok bilinen ve endüstride yaygın şekilde kullanılan method, uzay vektör darbe genişlik modülasyon(UVDGM) tekniğidir. Bu teknikte 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.

Motor sürücüleri güç elektroniğı uygulamalarının büyük bir oranını teşkil etmektedir. İnverter tabanlı motor sürücüleri özellikle araştırmacılar ve öğrenciler için, güç elektroniğı eğitiminde oldukça önemli bir platformdur.

1.1. Tezin Amacı

Bu tezin amacı inverter tipi sürücülerde kullanılan darbe genişlik modülasyonu teknikleri hakkında genel bir bilgi vererek, son yıllarda yaygın bir şekilde kullanılan UVDGM tekniğini kullanarak programlanabilir DSC tabanlı alternatif akım motor sürücü donanım platformunun geliştirilmesidir.

UVDGM tekniğinin üç fazlı bir asenkron motor sürücü sistem üzerindeki etkilerini incelemek amaçlanmıştır. Bunun için UVDGM tekniğı MATLAB/Simulink de benzetimi yapılmıştır.

1.2. Tezin İçeriğı

Birinci bölümde konuya genel bir giriş yapılarak tezin amacı açıklanmıştır.

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

Üçüncü bölümde inverterlerde kullanılan PWM teknikleri hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca bu PWM teknikleri karşılaştırılmıştır.

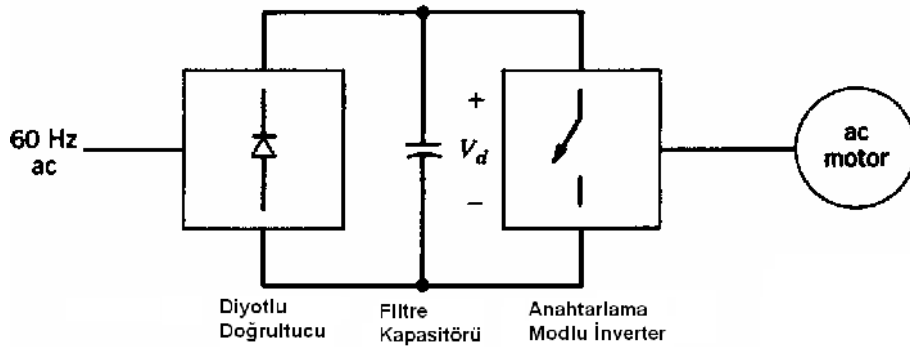
Dördüncü bölümde iki seviyeli UVDGM tekniğı detaylı olarak anlatılarak gerilim denklemleri elde edilmiştir.

Beşinci bölümde iki seviyeli uzay vektör PWM inverter MATLAB/Simulink' te modellenip 3 fazlı bir R-L yükü ve asenkron motoru beslemesi durumunda çıkış akım, gerilim, moment ve hız değişim sonuçları verilmiştir.

Altıncı bölümde donanım platformunun geliştirilmesi için kullanılan TMS320C2000 DSC hakkında detaylı bilgi verilmiş olup devrenin yapısı ayrıntılarıyla açıklanarak kullanılan IPM ve entegreler hakkında bilgi verilmiştir. Daha sonra devre çalıştırılmış deneysel sonuçlar alınarak deneysel sonuçlar ile teorik sonuçlar karşılaştırılmıştır.

2. İNVERTERLER

Anahtarlama modunda çalışan inverterler, çoğunlukla alternatif akım motor tahrik sistemlerinde ve kesintisiz güç kaynaklarında kullanılır. İnverterler DC bir kaynaktan yüke değişken frekans ve genlikte AC kaynak sağlayan güç elektroniği devreleridir. İnverterlerin temelinde yatan istediğimiz frekans ve genlikte alternatif gerilim sağlamak ve çıkışlarında düşük seviyeli harmonikler elde etmektir. Örnek olarak Şekil 2.1’de gösterilen bir alternatif akım motor tahrik sistemini ele alalım. Bu sistemde alternatif şebeke gerilimi önce doğrultulup süzülür ve bir doğru gerilim elde edilir, daha sonra bu gerilim bir inverter yardımıyla tekrar alternatif gerilime dönüştürülür. Gerçekte Şekil 2.1’de gösterilen anahtarlama inverter, enerjinin her iki yönde de akabildiği inverterdir. Çalışmanın büyük bir kısmında elektrik enerjisi, doğru akım tarafından alternatif akım motor tarafına doğru akmakta ve bu durumda inverter, evirme konumunda çalışmaktadır. Bu nedenle de bu tür inverterler çoğunlukla yalnızca inverter olarak tanımlanmışlardır.



Şekil 2.1. Anahtarlama Modlu İnverter

Güç kalitesi için en büyük problem elektrik sistemlerindeki harmonik içerikleridir. Harmonikler genel olarak akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı harmonikler olmak üzere ikiye ayrılırlar. Bu harmonikler AA motor sürücü sistemlerinde güç kaybına, darbeli moment oluşumuna, mikroişlemcilerin hatalı çalışmasına, enerji iletim ve dağıtımda kayıplara, elektromanyetik sistemlerde titreşime sebep olur. Bu kayıpların önüne geçmek için inverter kullanılır. Bu harmonikler ya yüke bağlı ya da kaynağa bağlı olarak meydana gelir.

Şekil 2.1'deki alternatif akım motorunu yavaşlatmak için alternatif akım motoru generatör olarak çalıştırılır. Böylelikle motor ile yükte birikmiş olan kinetik enerji geri kazanılır. Motorun frenlendiği bu aralıkta enerji akış yönü alternatif akım tarafından doğru akım tarafına doğrudur ve inverter bu kez doğrultucu olarak çalışır. Doğru gerilim devresine geri akan bu enerji, doğru akım barasındaki kapasiteye paralel olarak konan bir direnç üzerinde tüketilir.

İnverterler endüstride; endüksiyonla ısıtma sistemlerinde, AC gerilim regülâtörlerinde, kesintisiz güç kaynaklarında(UPS),değişken hızlı asenkron motor sürücü devrelerinde kullanılmaktadır[1]. İnverterlerde; Transistor, Tristör, Mosfet, IGBT, GTO gibi anahtarlar kullanılır. Bu anahtarlardan transistör ve mosfet düşük ve orta güç uygulamalarında daha çok tercih edilir. Mosfet ayrıca hızlı anahtarlama yapabildiğinden yüksek frekans uygulamalarında da kullanılır. Tristör ve GTO'lar büyük güçlerde kullanılır, bunların anahtarlama hızları oldukça düşüktür. IGBT ise günümüzün en çok kullanılan elemanıdır. Bu eleman mosfet ve transistörün iyi karakteristik özelliklerini almıştır. Giriş kısmı mosfete benzediği için gerilimle kontrol edilir. Günümüzde neredeyse tüm inverterlerde IGBT anahtarı kullanılmaktadır.

İnverterler besleme kaynaklarına göre ikiye ayrılırlar.

1. Gerilim Beslemeli İnverterler(VSI)
2. Akım Beslemeli İnverterler(CSI)

Gerilim beslemeli inverterlerde kaynak, gerilim kaynağıdır. İnverterlerin çoğu gerilim beslemelidir. Eğer yük, harmonik akımlara yüksek empedans gösteren bir özellik taşıyorsa bu yükün gerilim beslemeli bir inverter ile sürülmesi daha uygun olur. Akım beslemeli inverterlerde kaynak, akım kaynağıdır. Bunlar çok büyük güçlerde kullanılırlar. Eğer yükün harmonik akımlara düşük empedans gösteren bir özelliği varsa, bu yükün akım beslemeli bir inverter ile sürülmesi daha uygun olacaktır.

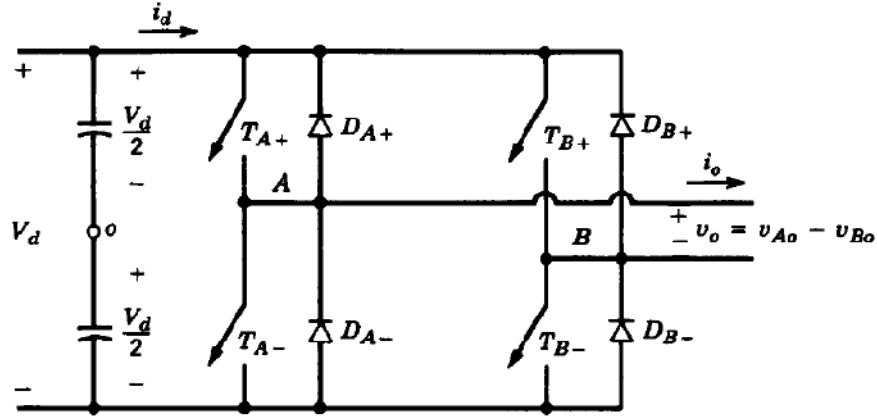
İnverterler basitçe hem tek fazlı devrelerde, hem de üç fazlı devrelerde kullanılabilirler. Tek fazlı bir inverter iki bacak yapısından, üç fazlı inverterler de üç bacak yapısından meydana gelir.

2.1. Tek Fazlı İnverterler

Şekil 2.2'de tek fazlı tam köprü bir inverter gösterilmiştir. Bu inverter iki tane inverter bacağına sahip olup bu bacaklar şekilde gösterilmiştir. Bu inverter devresi aynı

zamanda dört bölgeli DC kıyıcı devresi olarak da kullanılabilir. Dört bölgeli kıyıcı, H-köprü, ya da anahtarlama kuvvetlendirici olarak da adlandırılır.

Yüksek performanslı DC motor sürücülerinde kullanılır. Bu tip devrelerin yaygın olarak kullanılmasından dolayı bir çok yarıiletken üreticileri içinde anahtarları barındıran modüller üretirler[2].



Şekil 2.2. Tek Fazlı İnverter

Şekil 2.2’de ki devrede T_{A+} ve T_{A-} anahtarları, baz uçlarına uygulanan yada kesilen sinyaller ile ters olarak 180° aralıklarla iletme veya kesime sokulurlar. Transistor uçlarındaki gerilim düşümlerini ihmal edersek yükün A ucu DC kaynağın ya pozitif ucuna ya da negatif ucuna bağlanır. Buna benzer olarak yükün B ucu T_{B+} ve T_{B-} anahtarlarıyla DC kaynağın pozitif ya da negatif uçlarına bağlanır. T_{A+} ve T_{B-} aynı anda anahtarlandığında DC gerilim (V_d), yük uçlarında görülür. Benzer olarak T_{A-} ve T_{B+} anahtarlandığında DC gerilim ters yönde yük uçlarında görülecektir.

Eğer tranzistörlerin iletme ve kesime girme süreleri ihmal edilirse A ve B uçlarındaki gerilimler kare dalga şekillerine sahip olacaklardır. DC kaynağın orta noktasını kullanmamamıza rağmen bu orta noktayı referans olarak almamız uygun olacaktır.

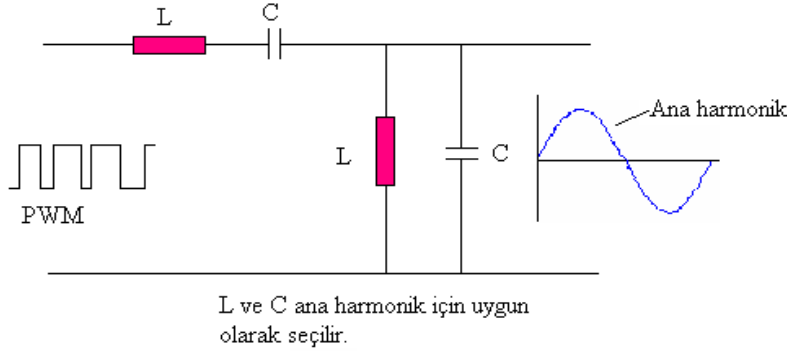
Yük uçlarının DC kaynağın orta noktasına göre gerilimler kutup gerilimleri olarak adlandırılır. Bu durumda kutup gerilimleri V_{A0} ve V_{B0} , $V_d / 2$ genliğine sahip olacaktır.

T_{A+} ve T_{B-} ve T_{A-} , T_{B+} diagonal olarak anahtarlanır. Bu yüzden yük uçlarındaki gerilim V_{AB} , Denklem (2.1)’den yararlanılarak bulunur;

$$V_{AB} = V_{A0} - V_{B0} \quad (2.1)$$

Devre; yüke $+V_d$, $-V_d$ veya 0 gerilim değerlerini, anahtarların bazlarını anahtarlayarak sağlayabilir. V_{AB} 'nin $\pm V_d$ ve 0 olduğu zamanı yüksek frekansta modüle ederek, istediğimiz herhangi düşük frekanslı dalga şeklini inverter çıkışında elde edebiliriz.

Genelde yük indüktiftir. Yük indüktansı alçak geçirgen filtre gibi davranır. Bu durumda yük, ekstra filtreye ihtiyaç duymaksızın filtreleme için yeterli sayılabilir. Sonuçta yük akımı sinüsoidaldir.



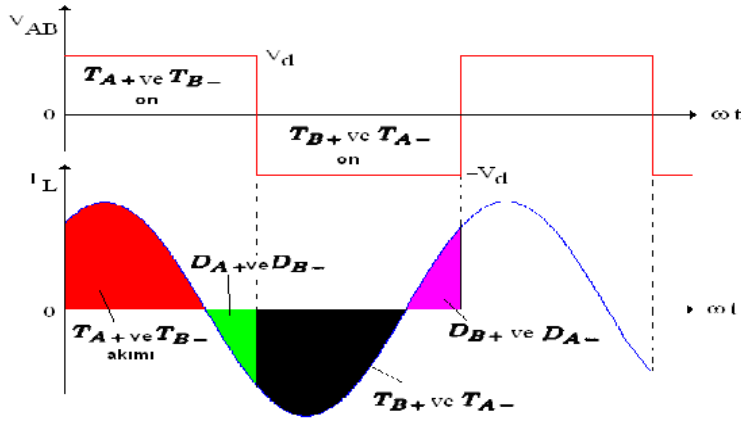
Şekil 2.3. Filtre Devresi

2.1.1. Tek Fazlı İnverterin Akım Dalga Şekilleri

İnverter çıkış gerilimi kare dalga olarak V_d genliğine sahiptir. Saf rezistif yük için yük akım dalga şekli, gerilim dalga şekli ile aynı olur. Bu durumda akım ani olarak yön değiştirebileceği için boşluk diyotlarına gerek kalmayacaktır.

İnverter indüktif bir yükü besliyorsa, akım uygulanan gerilimden geride olur. Akım eksponansiyel olarak değişir ve yük geriliminin polaritesi değiştiğinde yükün ani güç harcaması negatif olur. Çünkü akım ve gerilim ters polaritelere sahiptir. Bu durumda indüktif yükte depolanan enerji boşluk diyotları üzerinden DC kaynağa geri verilir.

Şekil 2.4'de gösterildiği gibi gerilimin her bir yarı periyodunun sonunda öyle bir kısım vardır ki yük gerilimi ve akımı farklı işaretlere sahiptir. Bu durumda yükteki enerji boşluk diyotları vasıtasıyla kaynağa geri verilir.



Şekil 2.4. Tek Fazlı İnverterde Akım Dalga Şekli

İleri güç faktörlü yük, tranzistör akımının, tranzistör geriliminin yarı periyodundan önce sıfıra düşmesine neden olur ve yük akımı yön değiştirerek boşluk diyotlarından artarak akmaya başlar.

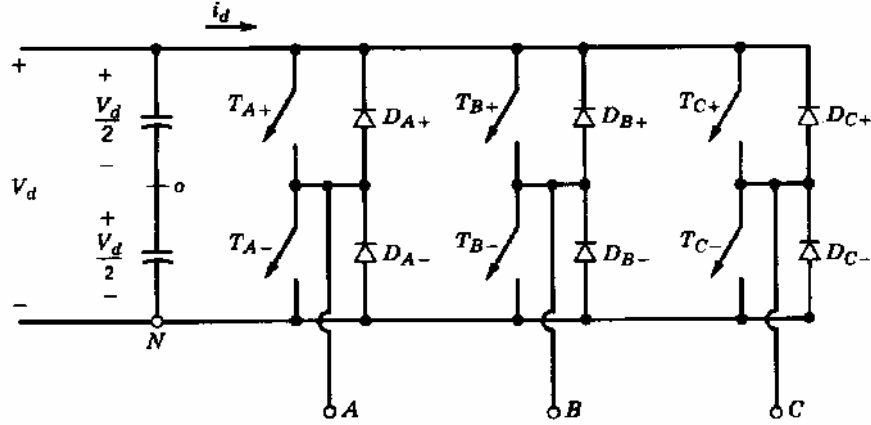
Diyodun ileri yöndeki gerilim düşümü tranzistöre küçük bir ters gerilim uygular. Bu gerilimin uygulanma süresi yarı periyodun kalan kısmı boyuncadır. Bu yük koşulu için tranzistör kendi kendine kesime girebileceğinden bu inverter devresinde tranzistörler yerine zorlamalı komütasyon devreleri gerekmez. Tristörler kullanılabilir. Çünkü diyot üzerindeki gerilim düşümü tristöre ters olarak uygulanır. Bu süre içinde tristörden geçen akım sıfır olacağından tristör doğal olarak kesime girecektir. Buna yük komütasyonu denir.

2.2. Üç Fazlı İnverterler

Kesintisiz güç kaynakları ve alternatif akım motor sürücüler gibi uygulamalarda, üç fazlı yükleri beslemek için üç fazlı inverterler yaygın olarak kullanılır. Çıkışı birbirinden 120° kaydırılmış, üç adet bir fazlı inverter ile de üç fazlı yük beslenebilir. Bu düzenleme ancak belirli durumlarda yapılabilir. Yani bu durumda, ya üç fazlı çıkış transformatörüne, ya da yükün her üç fazına da ayrı ayrı girişe ihtiyaç vardır. Genel olarak uygulamada böyle bir durum söz konusu değildir. Ayrıca bu durumda inverterde 6 anahtarla yapılabilecek bir iş ancak 12 anahtarla gerçekleştirilebilir [1],[13].

En yaygın kullanılan 3 fazlı inverterde, Şekil 2.5’de görüldüğü gibi, her faz için bir tane olmak üzere üç tane bacak bulunur. İnverterin her bacağının çıkışı yalnızca V_d ’ye ve

anahtarların durumuna bağlıdır. Her iki bacadaki iki anahtardan herhangi biri her zaman iletimde olduğu için, çıkış gerilimi çıkış yük akımından bağımsızdır.



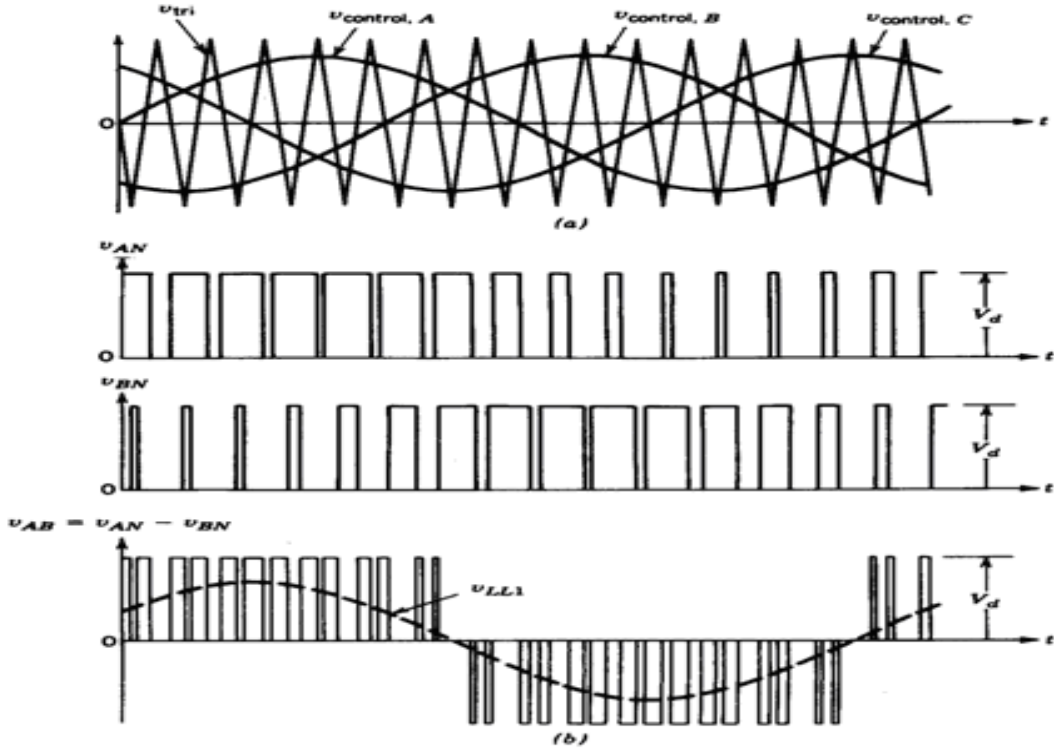
Şekil 2.5. Üç Fazlı İnverter

2.2.1. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı İnverterlerde Darbe Genişlik Modülasyonu

Tek fazlı inverterlere benzer olarak, darbe genişlik modülasyonlu üç fazlı inverterlerde de girişteki sabit doğru gerilim V_d ile üç fazlı çıkış gerilimlerinin büyüklüklerini ve frekanslarını kontrol etmek ve şekillendirmek amaçtır. Üç fazlı inverterde dengeli üç fazlı çıkış gerilimleri elde etmek için aynı üçgen dalga şekli Şekil 2.6(a)'da görüldüğü gibi, üç tane 120° faz farklı sinüzoidal kontrol gerilimleri ile karşılaştırılır.

Ayrıca Şekil 2.6(b)'de görüldüğü üzere, negatif doğru akım baraya göre ölçülen V_{AN} ve V_{BN} çıkış gerilimlerinde, hemen hemen birbirine eşit bir ortalama doğru akım bileşeninin bulunduğu göz önüne alınmalıdır. Bu doğru akım bileşenler, faz arası gerilimlerde, örneğin Şekil 2.6(c)'de V_{AB} 'de olduğu gibi birbirini yok eder. Bu olay PWM anahtarlama kullanılan tek fazlı tam köprü inverterinkine benzemektedir.

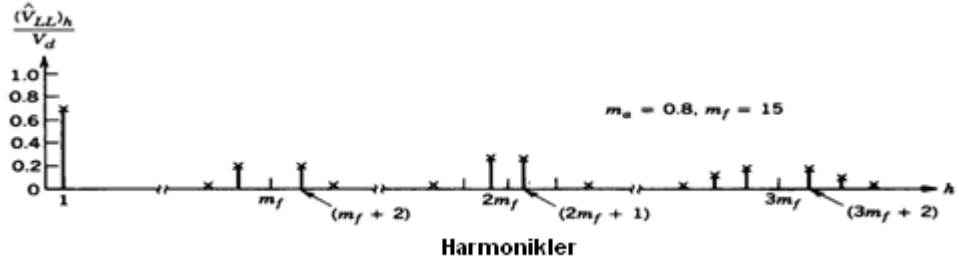
$$m_a = \frac{v_{kontrol}}{v_{ucgen}} = \frac{(V_{A0})_1 \text{ tepe değeri}}{V_{dc} / 2} \quad (2.2)$$



Şekil 2.6. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı İnverter Dalga Şekilleri
a) Kontrol Gerilimleri b) Çıkış Gerilimleri

Üç fazlı inverterler yalnızca hatlar arası gerilimlerin harmonikleri ile ilgilenir. Burada yalnızca tek harmonikler yan bantlar şeklinde m_f 'nin tek olduğu varsayılarak m_f 'nin katları civarında bulunurlar. Yalnızca m_f 'deki harmoniği göz önüne alındığında V_{an} ve V_{bn} deki m_f harmoniğinin arasındaki faz farkı 120° 'dir. Eğer m_f tek ve üçün katı ise bu faz farkı sıfıra eşit olur. Sonuç olarak m_f deki bu harmonikler V_{AB} fazlar arası geriliminde yok olur. Aynı durum m_f , üçün katı seçilirse, m_f 'nin tek katlı harmoniklerinin yok olmasıyla da görülür. Böylece, tek fazlı inverterin bazı baskın harmonikleri üç fazlı inverterin fazlar arası geriliminde yok olur.

m_f 'nin küçük değerlerinde, çift harmonikleri yok etmek için senkron PWM kullanılmalıdır ve m_f tek ve tamsayı olmalıdır. Ek olarak, fazlar arası gerilimdeki baskın harmonikleri yok etmek için m_f 'nin üçün katı olması gerekir. Üst modülasyon durumunda ($m_a > 1.0$), m_f 'nin değerinden bağımsız olarak, küçük m_f değeri ile ilgili durumlar gözlenmelidir.



Şekil 2.7. Üç Fazlı İnverterde Harmonik Spektrumu

2.2.1.1. Doğrusal Modülasyon ($m_a \leq 1.0$)

Doğrusal bölgede, çıkış gerilimindeki temel frekans bileşeni, modülasyon oranı m_a 'nın genliğiyle doğru orantılı olarak değişir. İnverterin bir kolundaki temel frekans bileşeni Denklem (2.3)' deki gibidir.

$$(V_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (2.3)$$

Bu nedenle temel frekanstaki faz arası gerilimin etkin değeri, faz gerilimleri arasındaki 120° derecelik faz farkı nedeniyle faz geriliminin etkin değeri cinsinden Denklem (2.4)'deki gibi olur.

$$V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{AN})_1 \cong 0.612 m_a V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (2.4)$$

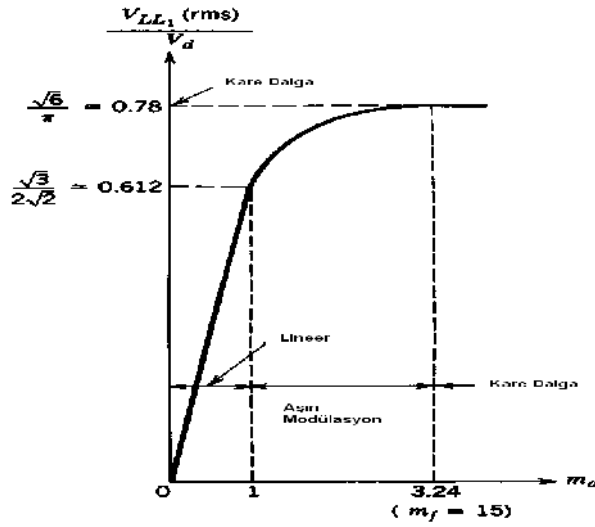
Harmonik gerilimler etkin değer olarak Tablo (2.1) 'de verilmiştir.

Tablo 2.1. V_{A0} 'nın Genelleştirilmiş Harmonik Değerleri(büyük m_f değerleri için)

h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
<i>Fundamental</i>					
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

2.2.1.2. Üst Modülasyon ($m_a > 1.0$)

PWM üst modülasyonda, kontrol gerilimlerinin tepe değerlerinin üçgen dalganın tepe değerini aşmasına izin verilir. Doğrusal bölgedekinin aksine, bu tipte çalışmada, temel frekans geriliminin büyüklüğü m_a ile doğrusal olarak artmaz. Bu durum Şekil 2.8’ de gösterilmiştir. Burada temel frekanstaki faz arası gerilim V_{LL1} ’in efektif değeri, m_a ’nın fonksiyonu olarak çizilmiştir. Tek fazlı PWM’ye benzer olarak , m_a ’nın yeterince büyük değerleri için, PWM kare dalga inverter dalga şekline dönüşür. Bunun sonucu olarak , V_{LL1} ’in en büyük değeri, $0.78 V_d$ ’ye eşit olur.

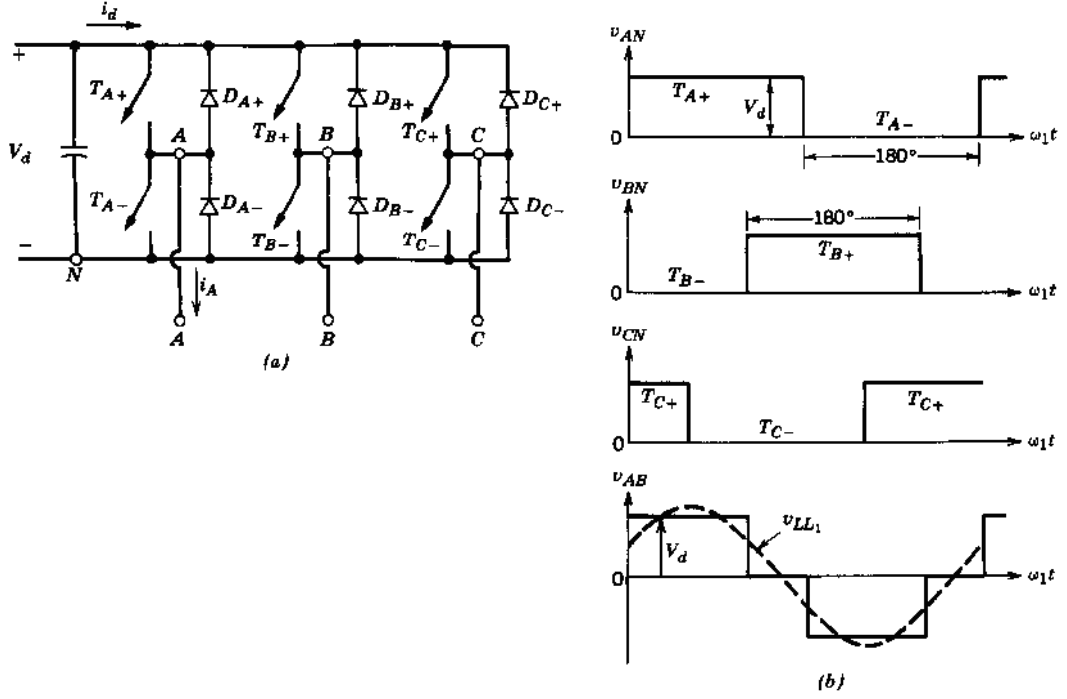


Şekil 2.8 Üç Fazlı İnverterde Bölge Durumu

Üst modülasyon bölgesi, $m_a \leq 1$ olan doğrusal bölge ile karşılaştırıldığında m_f ve katlarındaki harmonikler çevresinde daha fazla yan bant harmoniklerinin oluştuğu gözlenir. Ancak, baskın harmonikler $m_a \leq 1$ durumunda oluşan değerler kadar büyük olmaz. Bu nedenle, harmonik frekansları nedeniyle yükte oluşan güç kaybı üst modülasyon bölgesinde, fazladan yan bant harmoniklerinin etkisine rağmen fazla olmaz. Yükün doğasına ve anahtarlama frekansına bağlı olarak, üst modülasyonda, bu harmonikler nedeniyle oluşan kayıplar PWM’in doğrusal bölgesindeki orana daha az olur.

2.2.2. Üç Fazlı İnverterlerde Kare Dalgı Çalışma

Eğer giriş gerilimi V_d kontrol edilebiliyorsa, Şekil 2.9a'deki inverter, kare dalgı modun da çalıştırılabilir. Ayrıca , m_a 'nın yeterince büyük değeri için, PWM çalışma kare dalgı çalışmaya dönüşür. Buna ilişkin gerilim dalgı şekli Şekil 2.9b'de gösterilmiştir.



Şekil 2.9. Üç Fazlı İnverterlerde Kare Dalgı Çalışma
a)Üç Fazlı Kare Dalgı İnverter b)Üç Faz Çıkış Gerilimleri

Şekil 2.9(a)'daki inverter şemasında anahtarlar belirli bir düzene göre anahtarlanmışlardır. Öyle ki aralarında 120° 'şer derece faz farkı olan bir gerilim elde edilir. Her bir eleman 60° aralıklarla ilettime sokulur ve her bir eleman ilettime girdikten sonra 180° iletimde kalır.

T_{A+} iletimde ise A noktası gerilimi $V_d/2$ olacaktır ve bu durum 180° sürecektir. 60° sonra T_{C-} tetiklenerek $V_{C0} = -V_d/2$ olacaktır ve 180° iletimde kalacaktır. Aynı şekilde T_{B+} tetiklenecek ve V_{B0} elde edilecektir. Daha sonra T_{A-} ilettime girerek A noktasının gerilimi $-V_d/2$ olacaktır.

Her an 3 anahtar iletimdedir. Gerilim dalgı şekilleri akımdan bağımsızdır ve yükün omik, indüktif ve kapasitif olmasına bağılı değildir.

2.2.2.1. Asenkron Motor Yüklü Altı Adımlı İnverterde Motor Çalışma

Eğer yükümüz asenkron motor olsaydı gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.9'daki gibi olacaktır. Harmonikler açısından 5. ve 7. harmonikler hava aralığı akısı ile birleşerek 6. harmoniği oluşturur. Bu da motor milinin düzensiz çalışmasına neden olur.. Bu yüzden 6 adımlı inverterler, düşük hızlarda asenkron motorları sürmede tercih edilmezler. 5 Hz'in altındaki frekanslarda PWM teknikleri tercih edilir. Aşağıdaki bağıntıya göre;

$$n = \frac{60 f_s}{p} \quad (2.5)$$

hızı arttırmak için frekansı arttırmak gerekir. PWM tekniği kullanılarak frekans değiştirilerek hız kontrol edilebilir. Ancak; $E = 4.44 k \Phi f \Rightarrow \Phi \cong \frac{E}{f}$ denkleminde frekansı azaltmak istersek Φ artacağından saturasyondan dolayı motor sargıları yanabilir. Yani asenkron motorlarda sadece frekansı değiştirmek çözüm değildir. Gerilimi de değiştirmemiz gerekir. Öyle ki E / f oranı sabit olmalıdır. 6 Adımlı inverterler de frekans değişse de E değişmez. 6 adımlı inverterlerde (asekron motorlarda) E' yi değiştirmek için iki yol vardır.

1. DC gerilim kaynağı tam dalga kontrolü doğrultucu ile ayarlanabilir.
2. DC baraya bir dc kıyıcı bağlanabilir.

3. İNVERTERLERDE DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİKLERİ

İnverterin performansı çıkış geriliminin harmonik bileşenleri ile ilişkilidir. İnverterlerde giriş geriliminin seviye sayısı arttırıldıkça çıkış geriliminin sinüzoidal forma daha çok yaklaştacağı, dolayısıyla THD'nin azalacağı ve performansın artacağı açıktır [3]. İnverterlerde çıkış gerilimindeki harmonikleri azaltmak için gerilim seviye sayısını artırmanın yanı sıra farklı darbe genişlik modülasyon teknikleri de kullanılmakta olup bu konudaki araştırma ve uygulama çalışmaları devam etmektedir.

Geliştirilen farklı darbe genişlik teknikleri ile aşağıdaki kriterler sağlanmaya çalışılır:

1. İnverter çıkışında elde edilen dalga şeklindeki harmoniklerin azaltılması ve temel harmonik bileşenin kontrolü

2. Lineer modülasyon aralığını genişletmek,

3. Anahtarlama kayıplarını azaltmak,

4. Kolay gerçekleştirilme özelliği vs.

İnverterlerde en sık kullanılan modülasyon teknikleri şunlardır;

1. Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM).

2. Harmonik Eliminasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu (HEDGM).

3. Uzak vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM).

3.1. Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

SDGM tekniği kare dalga içerisindeki harmonikleri elemine eden en eski tekniklerden birisidir. Bu teknikte, taşıyıcı işaret ile referans işaretler karşılaştırılarak inverter devresindeki anahtarlar için gerekli sürme işaretleri elde edilir. Taşıyıcı işaret olarak çoğunlukla üçgen dalga şekli kullanılır [4].

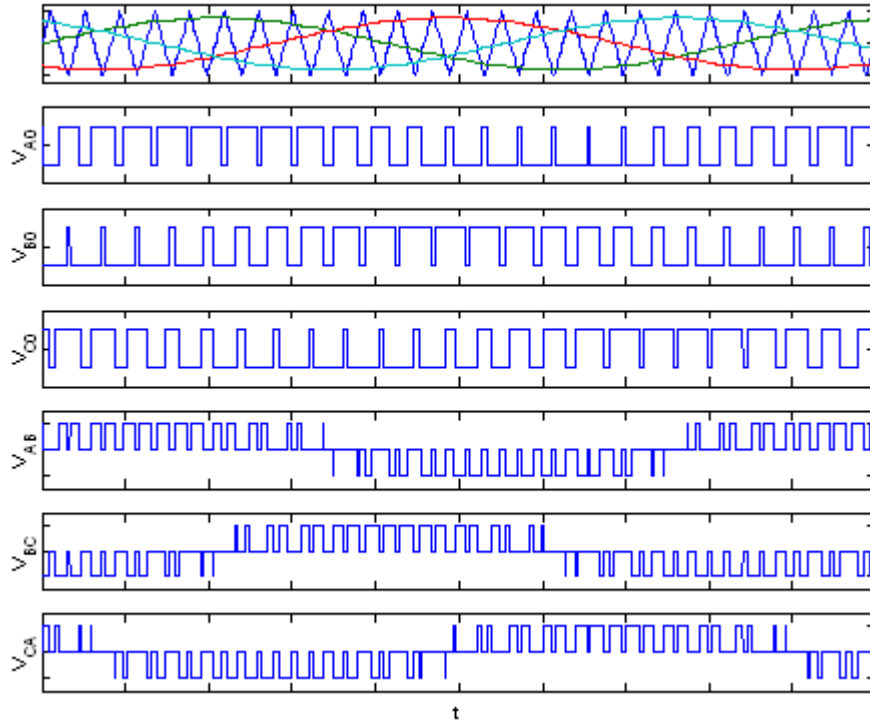
Burada referans işaretler aynı kalmak şartıyla taşıyıcı işaretlerin sayısı inverterin seviyesine bağlı olarak arttırılmaktadır. İnverterin seviye sayısı m alınırsa genliği ve frekansı birbirine eşit $m-1$ tane taşıyıcı işaret gerekir. Bu taşıyıcı işaretler her faz için referans olan sinüs dalgalar ile karşılaştırılmaktadır.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.1)$$

Taşıyıcı işaretlerin farklı şekillerde dağılımları ile her bir durumda çıkış geriliminin spektral yapısı da farklılıklara sahip olur[5]. SDGM tekniğinde, düşük dereceden harmonikler yok edilmekte fakat taşıyıcı işaretin frekansında ve yan bant frekanslarda harmonikler oluşmaktadır. Taşıyıcı işaretin frekansı temel frekanstan oldukça yüksek seçildiğinden bu harmonikler çıkış geriliminde büyüklük açısından önem arz etmezler. Bununla birlikte, taşıyıcı işaret frekansının yüksek değerlerde seçilmesi bir periyottaki anahtarlama sayısını artıracığından beraberinde güç kayıplarını arttıracaktır. Üç fazlı sistemlerde tavsiye edilen, m_f 'nin 3'ün katları şeklinde seçilmesidir. Böylece, inverterin fazlar arası çıkış gerilimde üç ve üçün katları şeklindeki harmonikler oluşmaz. Ayrıca, filtre devreleri ile de yüksek dereceden harmonikler gerekli görüldüğünde yok edilebilmektedir.

Üç-fazlı inverterlere SDGM tekniğinin uygulanışı iki farklı şekilde yapılır [6]. Birinci yöntemde; bir taşıyıcı işaret kümesi 120° fazı kaydırılmış referans işaretlerle karşılaştırılmaktadır (tek-faz modülasyonu). İkinci yöntemde ise 3 farklı taşıyıcı işaret kümesi kendi aralarında 120° faz farkı ile yerleştirilir ve sadece bir referans işaret ile karşılaştırılır (üç-faz modülasyonu).

Şekil 3.1'de $m_a=0.8$, $f_1=50\text{Hz}$ ve $f_s=1\text{kHz}$ durumunda taşıyıcı işaretlerin dağılımı için örnek bir dalga şekli verilmiştir.



Şekil 3.1. SDGM Tekniği İçin Dalga Şekilleri ($m_a=0.8$, $f_1=50\text{Hz}$, $f_s=1\text{kHz}$)

3.2. Harmonik Eliminasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu

HEDGM tekniği anahtarlama açılarının önceden hesap edilip, bu açılara göre işaret üretimine dayanan tekniktir [4]. Anahtarlama açıları değiştirilerek inverterin çıkış dalga şeklindeki istenmeyen belirli sayıdaki harmonik bileşenler elenebilir ve temel harmonik bileşenin genliğinin kontrolü sağlanabilir.

HEDGM tekniği ilk olarak Patel ve Hoft tarafından ortaya atılmıştır. İki ve üç seviyeli inverterlerde düşük dereceden harmonikleri yok eden etkili bir yöntemdir [7]. Bu teknik genişletilerek çok seviyeli inverterlere uygulanmaktadır.

3.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Uzak vektör darbe genişlik modülasyon tekniği detaylı olarak Bölüm 4’de anlatılmaktadır.

3.4. Darbe Genişlik Modülasyonu Tekniklerinin Karşılaştırılması

HEDGM tekniği ile temel frekansta anahtarlama yapılırken, SDGM ve UVDGM tekniklerinde ise yüksek frekansta anahtarlama yapılmaktadır. HEDGM tekniğinde hem temel bileşenin genliği kontrol edilmekte ve hem de istenmeyen gerilim harmoniklerinin eliminasyonu yapılmaktadır. Hangi tekniğin daha etkin olacağı konusunda belirlenmiş temel kriterler yoktur. SDGM tekniğinin uygulanışı oldukça basit olmasına rağmen maksimum inverter çıkış gerilimi UVDGM’ göre $\sqrt{3}/2$ kat oranında daha azdır. Ancak son yıllarda SDGM tekniği için yapılan çalışmalarda temel frekansın 3 katı değerindeki harmonik bileşenin referans işaretlere eklenmesi ile maksimum inverter çıkışı UVDGM tekniği ile aynı değere taşınmıştır. UVDGM tekniğinin en önemli özelliği; anahtarların iletim zamanları gerilim uzak vektörü denklemlerinden doğrudan hesaplandığından sayısal gerçekleştirmeler için oldukça elverişli olmasıdır.

4. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİĞİ

UVDGM tekniği kullanılarak iki seviyeli ve çok seviyeli inverter çıkışlarında istenilen genlik ve frekansta üç fazlı gerilimler elde edilebilmektedir. UVDGM tekniği; çok iyi harmonik performansı, modülasyon indeksi aralığının genişletilmesi, dc giriş geriliminin optimum kullanımı ve düşük akım dalgalanması gibi avantajlara sahiptir. Doğrudan programlanabildiğinden sayısal gerçekleştirmeler için çok uygun olmaktadır [8],[9].

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

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

4.1. İki Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği

UVDGM tekniğinde üç fazlı referans gerilimler “Clarke” dönüşümü kullanılarak α - β uzayında gerilim uzay vektörü ile temsil edilmektedir. Vektörün uzunluğu ve faz açısı bu üç fazlı büyüklüklerin anlık değerleri ile saptanır. Eğer üç fazlı büyüklükler sinüsoidal ve dengeli ise vektör, sabit bir açısal hızla dönecektir ve sabit bir uzunluğa sahip olacaktır. Başka bir deyişle dönen bir gerilim vektörü oluşacaktır [10].

Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği , altıgen içerisindeki bütün V_{ref} referans vektörlerinin, V_{ref} ' e komşu olan iki uzay vektörünün ve sıfır vektörlerinin ağırlıklı ortalamaları alınarak oluşturulur[16].

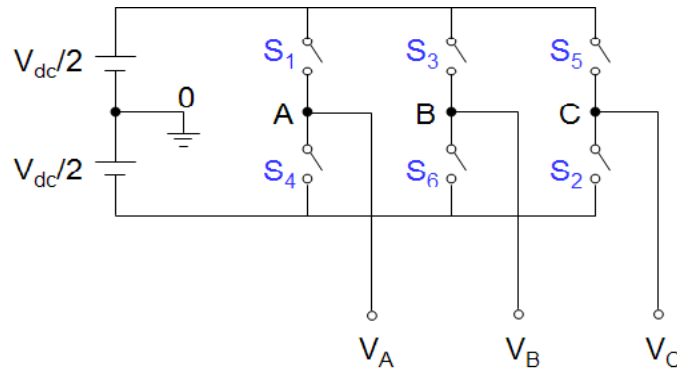
Bir uzay vektör; Denklem (4.1) 'deki eşitlikle tanımlanır.

$$\vec{V}_{\text{ref}} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3} \left(V_a + V_b e^{j2\pi/3} + V_c e^{-j2\pi/3} \right) \quad (4.1)$$

Burada V_a , V_b ve V_c sırasıyla a, b ve c fazlarının referans gerilim değerleri olup Denklem (4.2) deki gibidir.

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin \omega t \\ V_b &= V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_c &= V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (4.2)$$

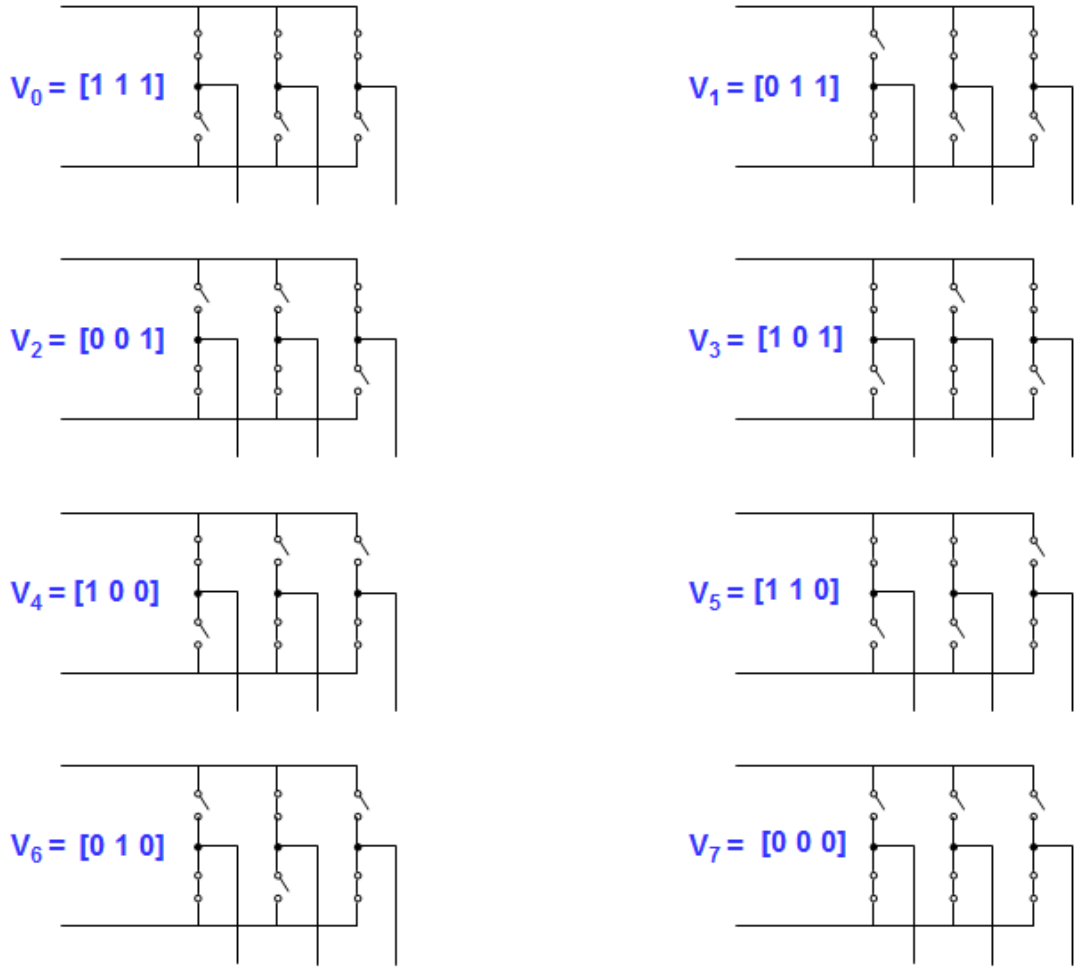
Böylece iki boyutlu düzlem veya kompleks yapı herhangi bir üç fazlı sisteme benzetilebilir. İnverterin yapısı Şekil 4.1'de gösterildiği gibidir. Üst anahtarlar (1-3-5) iletime geçtiği zaman alt anahtarlar (2-4-6) kesimde kalmaktadır. Bu nedenle üst anahtarların iletim ve kesim durumları çıkış gerilimini üretmede kullanılabilir.



Şekil 4.1. Üç Fazlı İnverter

Üç fazlı iki seviyeli UVDGM inverter için anahtarlama durumları Şekil 4.2'de gösterilmektedir. Üst anahtarların iletim ve kesim durumlarına göre toplam 8 anahtarlama durumu söz konusudur. İnverter çıkış gerilimi de bu 8 anahtarlama durumunun birleşmesinden meydana gelir. 1-....-6 vektörlerinin uzunlukları birim uzunlukta ve 0-7 vektörlerinin uzunlukları sıfırdır. Bu nedenle gerilim uzay vektörü 6 bölgeye ayrılır.

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



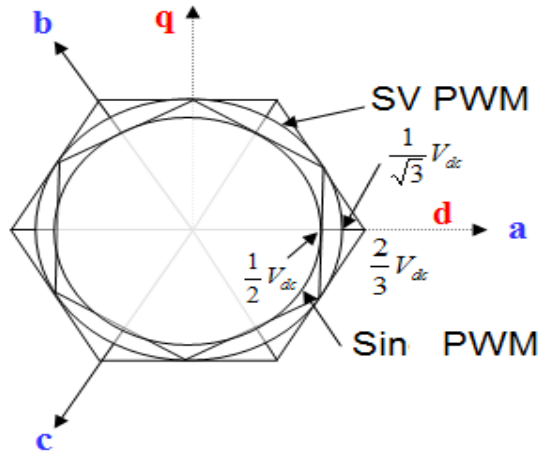
Şekil 4.2. Uzak Vektör PWM 'e ait Sekiz Çalışma Durumu

Şekil 4.2'de her bir bölge için hangi anahtarların iletimde olduğu verilmiştir. Örneğin 1.bölgede; üst baradan 1 numaralı anahtar, alt baradan da 6 ve 2 numaralı anahtarlar iletimdedir.

Tablo 4.1. Uzak Vektör PWM 'e Ait 8 Anahtarlama Durumu

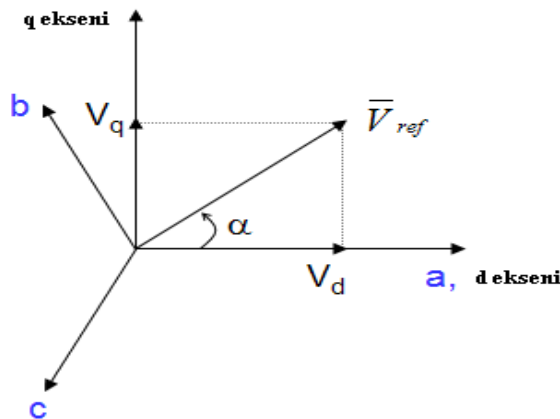
Gerilim Vektörü	Anahtarlama Vektörleri			Faz-Nötr Gerilimleri			Faz-Faz Gerilimleri		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_7	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_4	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V_5	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V_6	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V_1	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V_2	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3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

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



Şekil 4.3. Sinüsoidal PWM ve Uzay Vektör PWM de Maksimum Lineer Gerilim Kontrolünün Karşılaştırılması

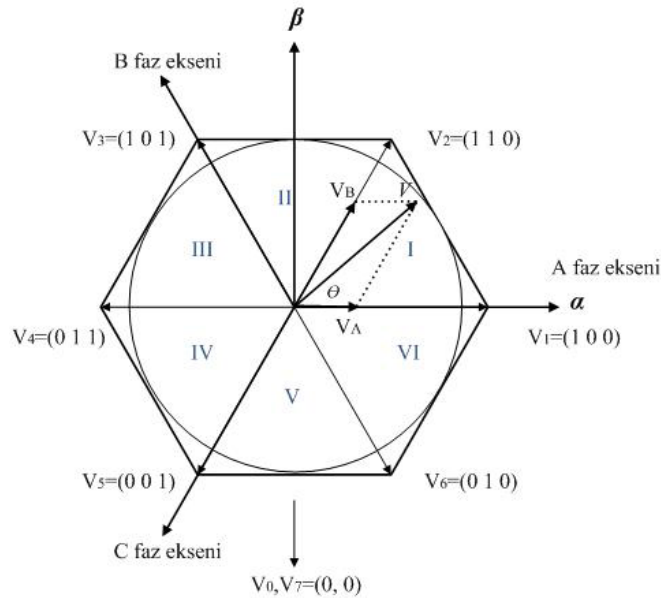
UVDGM uygulamalarında abc referans çatısı durağan d-q çatısına dönüştürülebilir. Burada Şekil 4.4 'den de görülebileceği gibi d, yatay eksen ve q da dikey eksen temsil eder.[14]



Şekil 4.4 Durağan d-q Referans Çatısı

Her bir T_s anahtarlama periyodunda ortalama uzay vektörü, V_{ref} olarak tanımlanmaktadır. T_s ' in yeteri kadar küçük olduğu düşünülürse bu sürede V_{ref} yaklaşık olarak sabit kabul edilir ve makinenin temel davranışı bu vektörün hareketini tanımlar.

UVDGM tekniğinde Şekil 4.5'te belirtilen V_{ref} gerilim vektörü altı bölgenin her birinde 0 ve 7 vektörleri ve bitişik iki sıfır olmayan aktif uzay vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir. Bu durumda her anahtarlama periyodunda istenen referans vektör bu dört inverter durumu arasındaki anahtarlama ile oluşturulabilir. Şekil 4.5'de V_{ref} vektörünün k bölgesinde bulunduğu kabul edilirse, bu durumda bitişik vektörler V_K ve V_{K+1} olur. Anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçilirken inverterin sadece bir bacağı anahtarlanır. Bu durum en iyi harmonik performansını sağlamaktadır. Her bir anahtarlama periyodunda inverter kutupları bir sıfır durumuyla başladığında aynı yönde değiştirilir. Tekrar sıfır durumuna ulaşıldığında $T_s/2$ süresi dolduğunda inverter kutupları ters yönde değiştirilerek tekrar sıfır durumuna ulaşılır. Ve T_s anahtarlama süresi tamamlanır. Örnek olarak, referans vektör Bölge 3'de bulunduğu ilk olarak V_0, V_3, V_5 ve en son V_7 gerilim vektörleri için anahtarlama yapılır. Daha sonra sıra ters olur. V_7, V_5, V_3 ve en son V_0 için anahtarlama yapılarak T_s anahtarlama süresi tamamlanır.



Şekil 4.5. Temel Anahtarlama Vektörleri ve Sektörleri

4.2.İnverter Kapasitesi ve Referans Gerilimin Tanımlanması

Altı adımlı çalışma durumu için, temel bileşen gerilimi Denklem (4.3) 'de ki gibidir.

$$V_{altı\ adımlı} = \frac{4 V_{dc}}{\pi 2} \quad (4.3)$$

Daha önce belirtildiği gibi sinüsoidal PWM için oluşturabilecek maksimum temel bileşen gerilimi, lineer modülasyon bölgesinde $m_a = 1$ değerinde elde edilir ve Denklem (4.4) 'deki gibi ifade edilir.

$$V_{sin\ pwm} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.4)$$

Denklem (4.3) ve Denklem (4.4) oranlandığında inverter çıkış geriliminin temel bileşeninin sinüsoidal PWM' de elde edilen maksimum değerinin, altı adımlı çalışmada elde edilen maksimum değerin 0.785 katı olduğu görülmektedir [11].

UVDGM yönteminin kullanılması durumunda ise gerilimin genlik değeri V_{ref} ve frekans ω olmak üzere faz nötr gerilimleri Denklem(4.5), Denklem(4.6) ve Denklem(4.7) deki gibidir[11].

$$V_{AN} = V_{ref} \cos(\omega t) \quad (4.5)$$

$$V_{BN} = V_{ref} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.6)$$

$$V_{CN} = V_{ref} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.7)$$

İstenilen temel çıkış bileşeninin tepe değeri, altı adımlı çalışma durumunda oluşturulan temel çıkış gerilimine oranı modülasyon indeksi olarak tanımlanabilir[11].

$$m_a = \frac{|V_{ref}|}{V_{max-altıadım}} = \frac{\pi |V_{ref}|}{2 V_{dc}} \quad (4.8)$$

Daha önce belirtildiği gibi uzay vektör, tanımlanan bir altıgende ω referans açısıyla dönen 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. Bu eğri uzay vektör modülasyon tekniği kullanılarak oluşturulur[11].

Altıgende elde edilebilecek en büyük daire, ayrık uzay vektörlerinin uçlarının birleştiği çizgiye teğettir. Bu durumda elde edilebilecek maksimum temel faz gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilir.[12]

$$|\vec{V}_{ref}|_{\max} = \frac{2}{3}V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc} \quad (4.9)$$

Bu durumda Denklem (4.8)'de tanımlanan modülasyon indeksinin maksimum değeri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$m_{\max} = \frac{|\vec{V}_{ref}|_{\max}}{V_{\max \text{ altia dim}}} = \frac{1/\sqrt{3}V_{dc}}{\frac{2}{\pi}V_{dc}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.906 = \%90.6 \quad (4.10)$$

Bu değer daha önce belirtildiği gibi sinüsoidal PWM için 0.785' dir. Bu durum UVDGM'de elde edilen maksimum gerilimin sinüsoidal PWM' göre %15 daha büyük olduğunu göstermektedir[11].

Uzay Vektör PWM uygulamalarında aşağıdaki sıra takip edilerek gerilim sentezi yapılır[15].

1. V_d, V_q, V_{ref} ve α açısı hesaplanır.
2. T_0, T_z, T_{z+1} hesaplanır.
3. Her anahtar için anahtarlama zamanı hesaplanır.

Adım 1:

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

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

$$V_d = V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn} \quad (4.11)$$

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

$$V_q = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn} \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (4.14)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_d}{V_q} \right) = \omega t = 2\pi f t \quad (4.15)$$

Vektörün hangi bölgeye düştüğünü bulmak için α açısına bakılır.

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

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

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

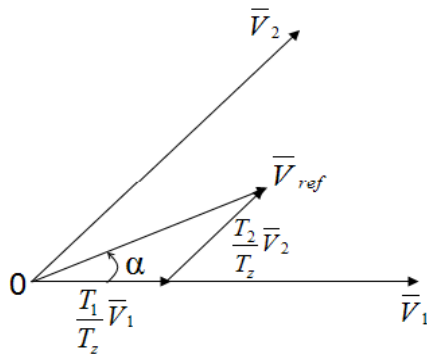
$180^\circ < \alpha \leq 240^\circ$ ise 4. Bölgede

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

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

Adım2:

Anahtarlama sürelerinin hesabı yapılır. Örnek olarak 1.bölge için hesaplanırsa;



Şekil 4.6 Komşu Vektörler ile Referans Vektörün Gösterimi (Bölge 1)

$$\int_0^{T_s/2} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \vec{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s/2} \vec{V}_0 dt \quad (4.16)$$

$$T_s/2 * \vec{V}_{ref} = \left(T_1 * \vec{V}_1 + T_2 * \vec{V}_2 \right) \quad (4.17)$$

$$T_s/2 * \left| \vec{V}_{ref} \right| * \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 * \frac{2}{3} * V_{dc} * \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 * \frac{2}{3} * V_{dc} * \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$0 \leq \alpha \leq 60^\circ$$

Buradan T_1 ve T_2 süreleri çekilirse;

$$T_1 = T_s/2 * k * \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (4.19)$$

$$T_2 = T_s/2 * k * \frac{\sin(\alpha)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (4.20)$$

$$k = \frac{\left| \vec{V}_{ref} \right|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \quad (4.21)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - T_1 - T_2$$

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

$$T_z = \frac{\sqrt{3} \frac{T_s}{2} \left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{z-1}{3} \pi\right) \right) \quad (4.22)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \frac{T_s}{2} \left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{z}{3} \pi - \alpha\right) \right)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \frac{T_s}{2} \left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{z}{3}\pi\right) \cdot \cos\alpha - \cos\left(\frac{z}{3}\pi\right) \cdot \sin\alpha \right)$$

$$T_{z+1} = \frac{\sqrt{3} \frac{T_s}{2} \left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\alpha - \frac{z-1}{3}\pi\right) \right) \quad (4.23)$$

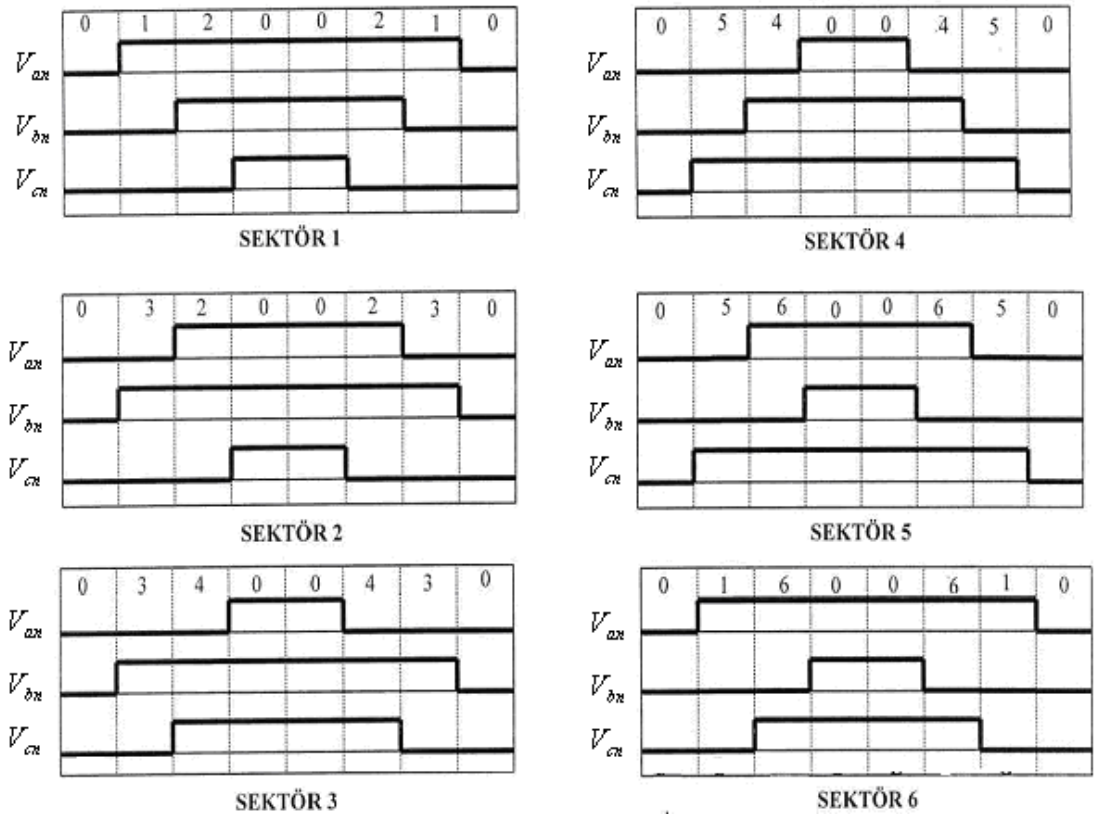
$$= \frac{\sqrt{3} \frac{T_s}{2} \left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{dc}} \left(-\cos\alpha \cdot \sin\left(\frac{z-1}{3}\pi\right) + \sin\alpha \cdot \cos\left(\frac{z-1}{3}\pi\right) \right)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - T_z - T_{z+1} \quad z = 1, \dots, 6 \text{ ve } 0 \leq \alpha \leq 60^\circ \text{ dir.}$$

Adım3:

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

1. Bölge: 0 1 2 7 7 2 1 0
2. Bölge: 0 3 2 7 7 2 3 0
3. Bölge: 0 3 4 7 7 4 3 0
4. Bölge: 0 5 4 7 7 4 5 0
5. Bölge: 0 5 6 7 7 6 5 0
6. Bölge: 0 1 6 7 7 6 1 0



Şekil 4.7. İki Seviyeli Uzay Vektör PWM ‘ de Altı Bölge İçin Anahtarlama Durumları

UVDGM tekniğinin dezavantajı; inverterin seviye sayısı artıkça anahtarlama durumlarının sayısında da artış olmasıyla bu anahtarlama durumlarından bir seçim yapmak zorluğu oluşmasıdır.

5. İKİ SEVİYELİ UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYON TEKNİĞİNİN MATLAB/SIMULINK BENZETİMİ

Şekil 5.1’de, iki seviyeli uzay vektör darbe genişlik modülasyonun MATLAB/Simulink modeli gösterilmiştir. Bu modeli tasarlarken aşağıdaki sıra takip edilirse MATLAB/Simulink modeli daha kolay yapılabilir[15].

1. Çıkış frekansı, anahtarlama frekansı, modülasyon indeksi değerlerinin girilmesi.
2. Gerilim vektörünün hangi bölgeye düştüğünün tespit edilmesi
3. Uygun anahtarlamanın tespiti ve PWM sinyallerinin üretilmesi
4. İnvertere PWM sinyallerinin uygulanması

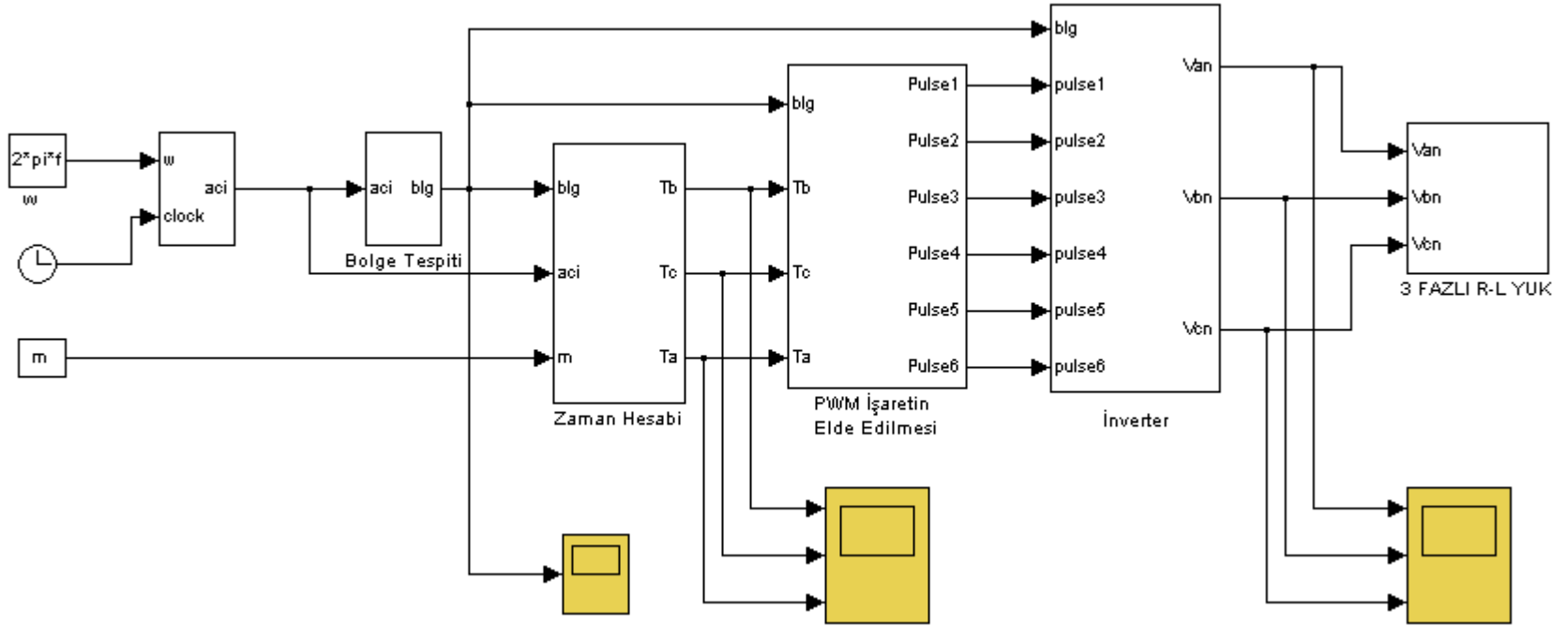
Oluşturulan modelde ve tüm benzetim sonuçları için $R = 10 \Omega$ ve $L = 0.3H$ olan üç fazlı üçgen bağlı bir yük kullanılmıştır.

Simülasyonda anahtarlama süreleri hesaplanırken aşağıdaki formüller kullanılmıştır;

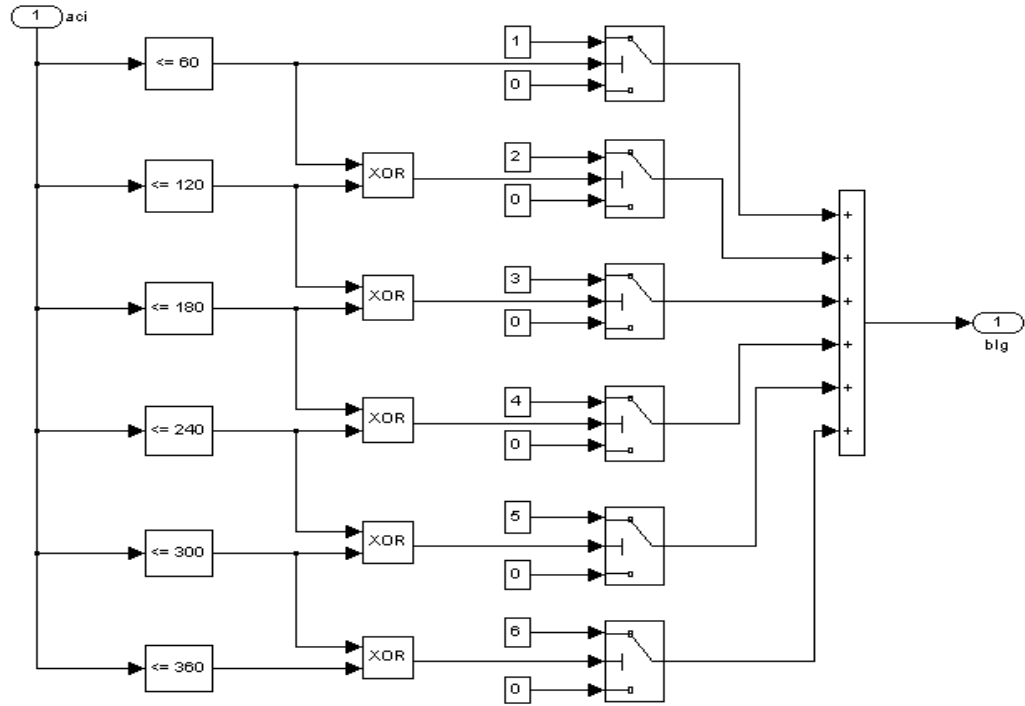
$$T_z * \frac{1}{2} = T_a$$

$$T_{z+1} * \frac{1}{2} = T_b$$

$$T_0 * \frac{1}{2} = T_c$$

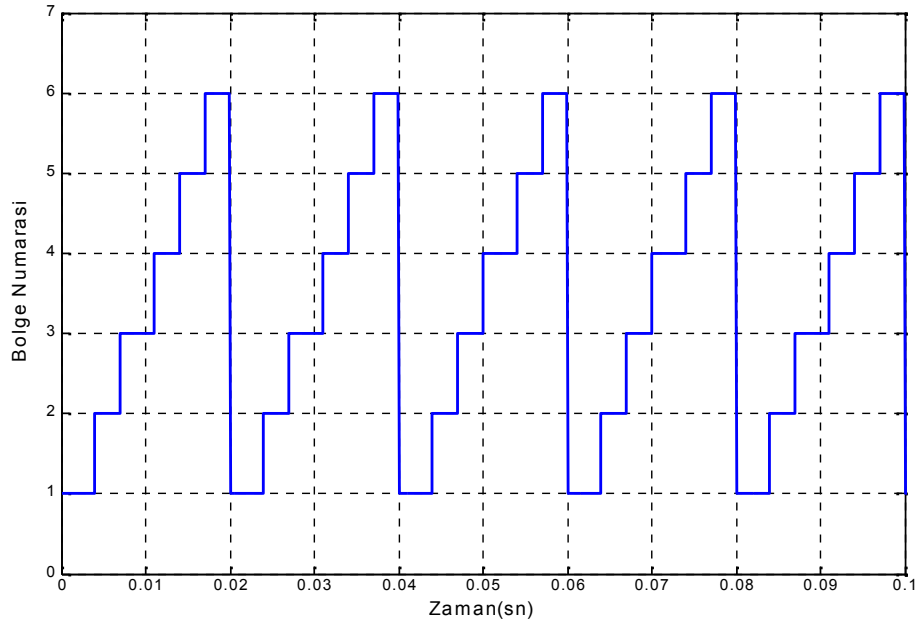


Şekil 5.1. İki Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonunun MATLAB/Simulink Modeli



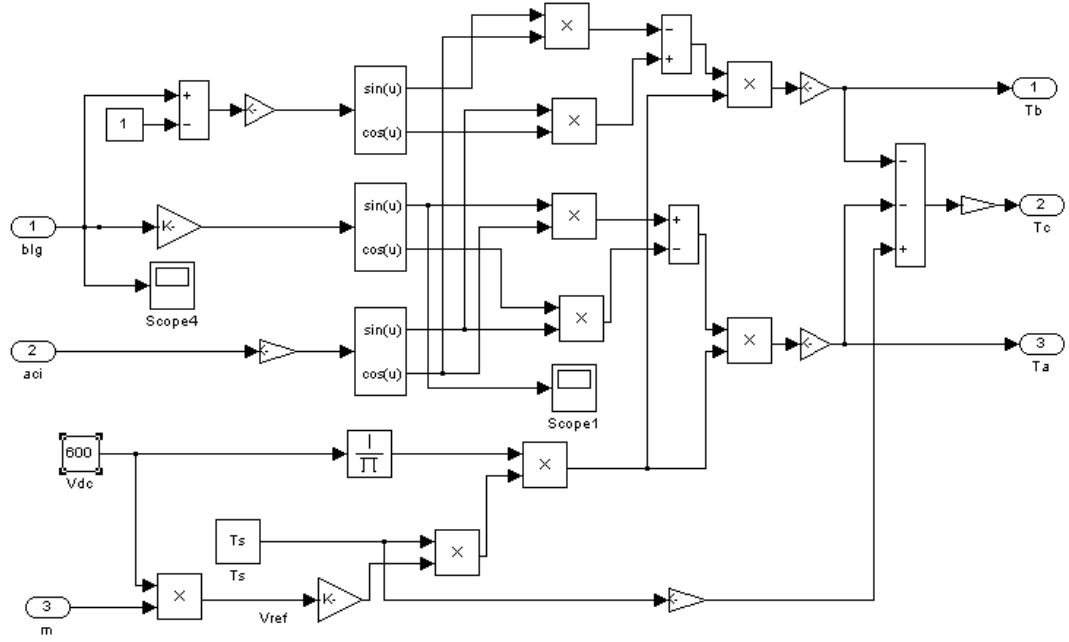
Şekil 5.2. Bölge Tespitinin Yapıldığı Simulink Bloğunun İç Yapısı

Şekil 5.2’ de görüldüğü üzere aç değeri girilerek çıkışta bölge numarası elde edilir. Bunun için XOR operatörü kullanılarak karşılaştırma yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar bir switch yardımıyla bölge numarası olarak elde edilmiştir.

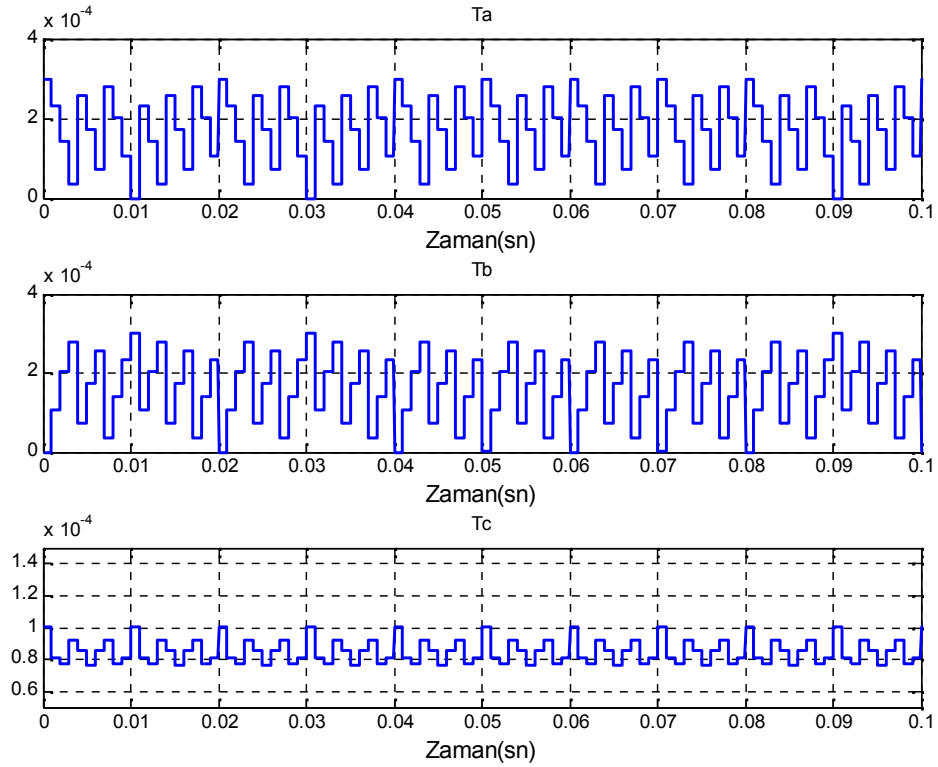


Şekil 5.3. Bölge Tespiti Çıkışı ($f_0 = 50$ Hz)

Şekil 5.4’de üretilen T_a , T_b ve T_c süreleri Denklem (4.22) ve Denklem(4.23)’ lerinin matematiksel modelidir.



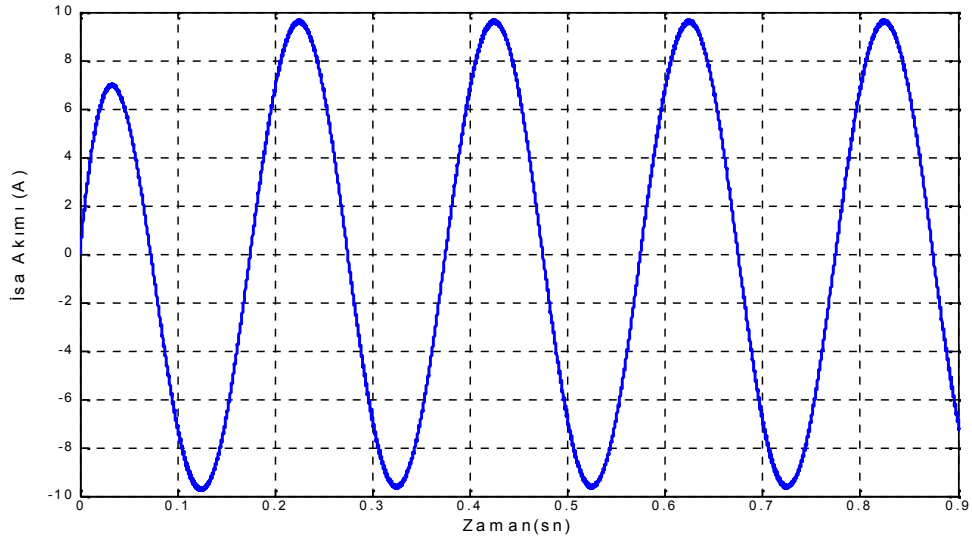
Şekil 5.4. Anahtarlama Sürelerinin Hesaplandığı Simulink Bloğu



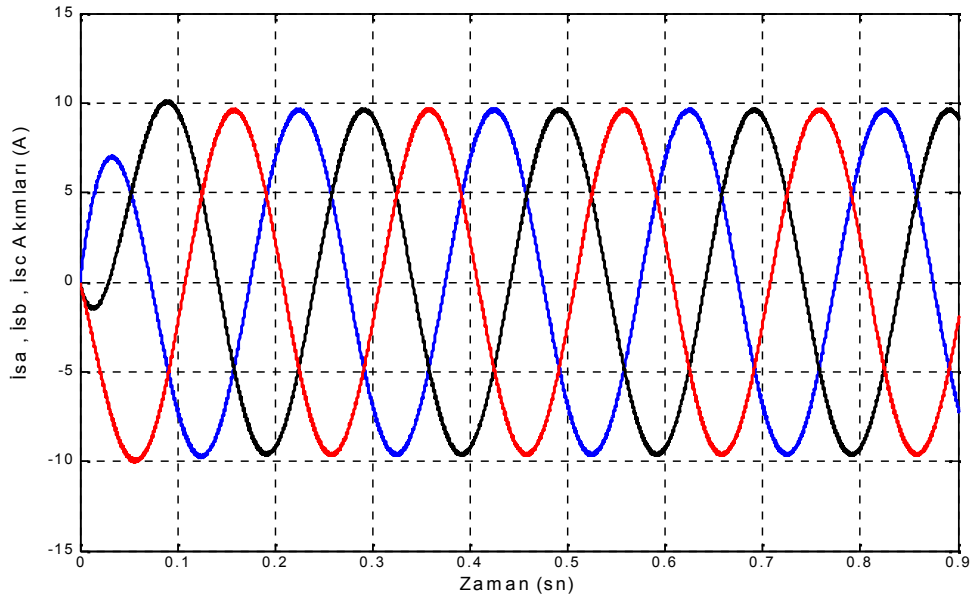
Şekil 5.5. Anahtarlama Süreleri olan T_a , T_b , T_c 'nin Elde Edilişi

5.1. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetim Sonuçları

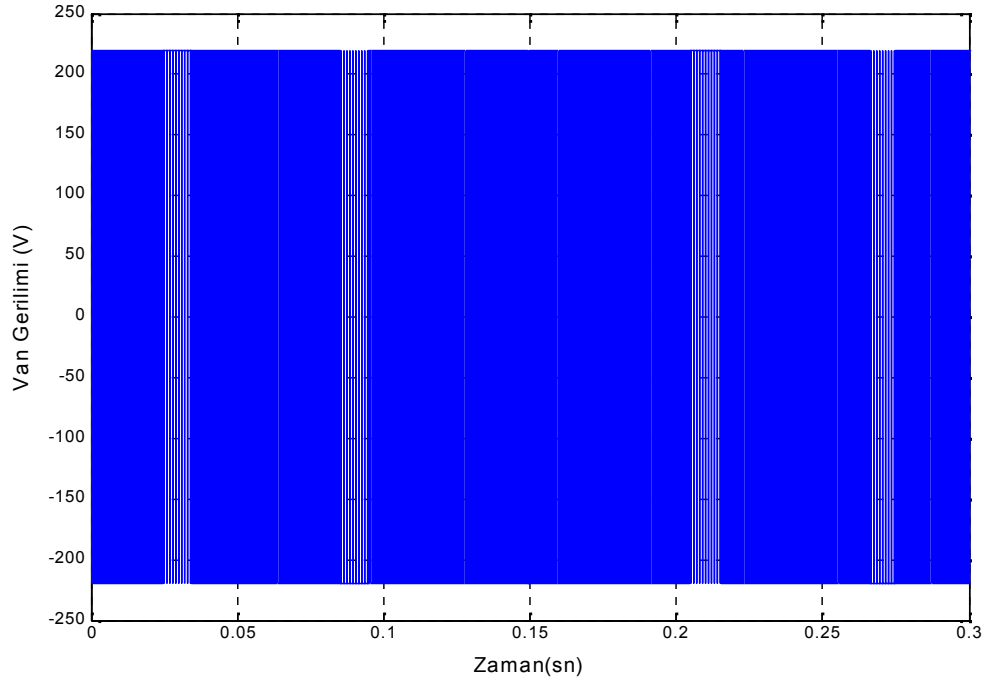
Şekil 5.6 ile Şekil 5.10 arasında verilen simülasyon sonuçları $V_{dc} = 220V$, $f_0 = 5$ Hz ve $m_a = 0.2$ için elde edilmiştir.



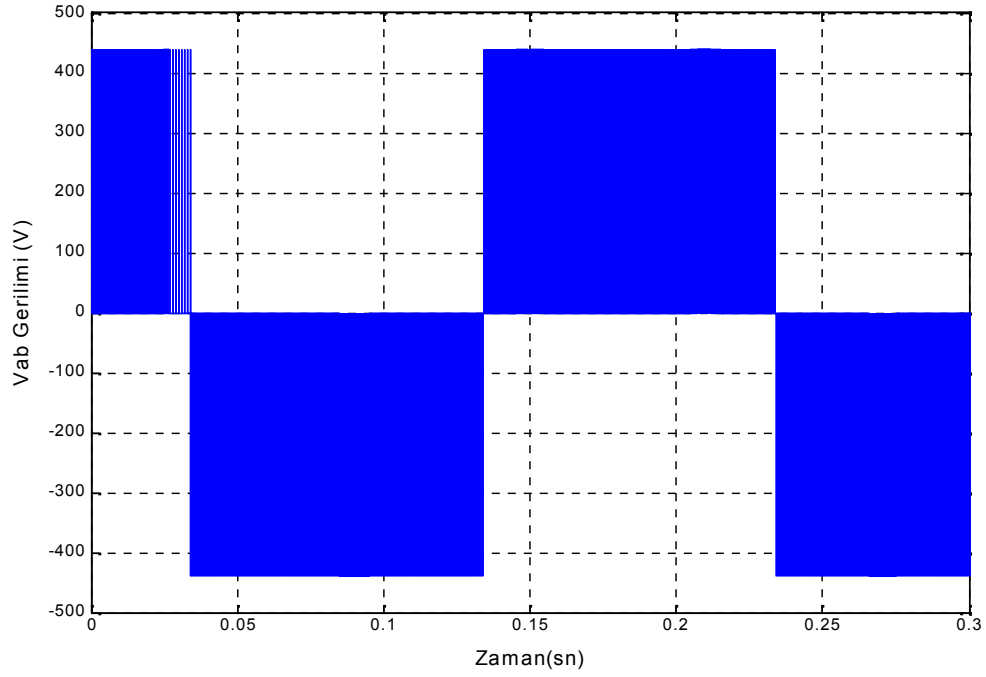
Şekil 5.6. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Faz Akımı
($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 5$ Hz, $m_a = 0.2$)



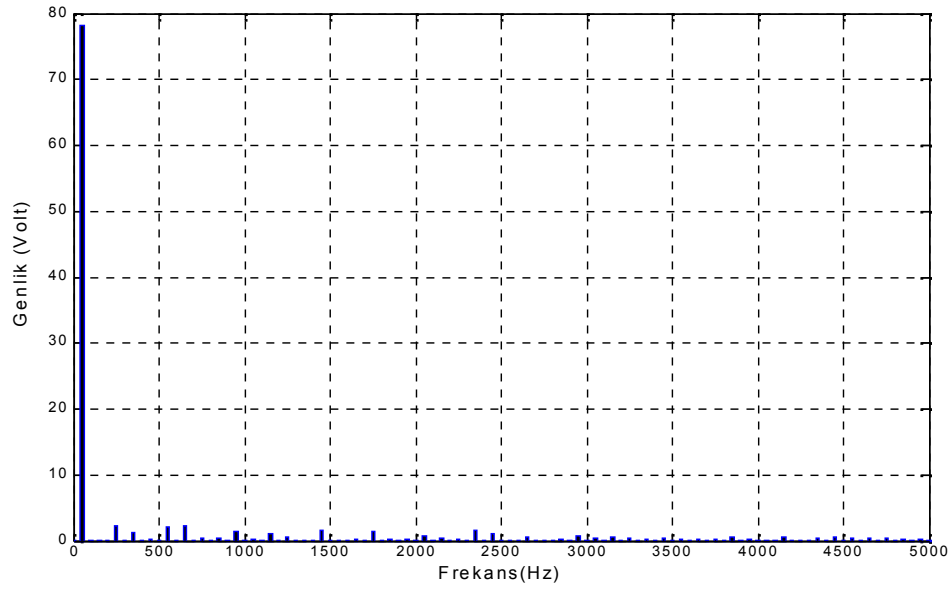
Şekil 5.7. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Faz Akımları
($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 5$ Hz, $m_a = 0.2$)



Şekil 5.8. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{an} Faz Gerilimi
 ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 5\text{ Hz}$, $m_a = 0.2$)

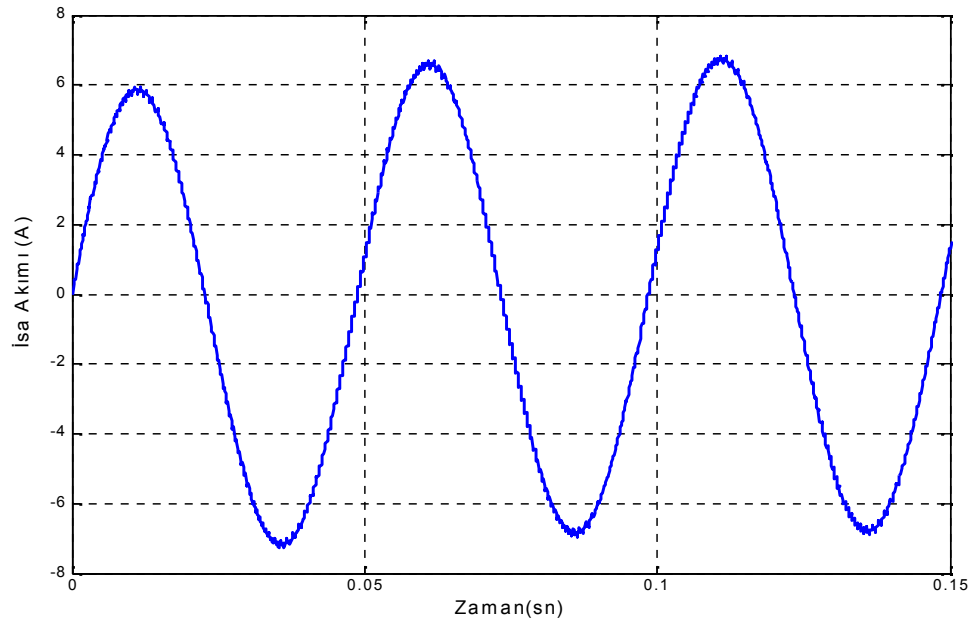


Şekil 5.9. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
 ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 5\text{ Hz}$, $m_a = 0.2$)

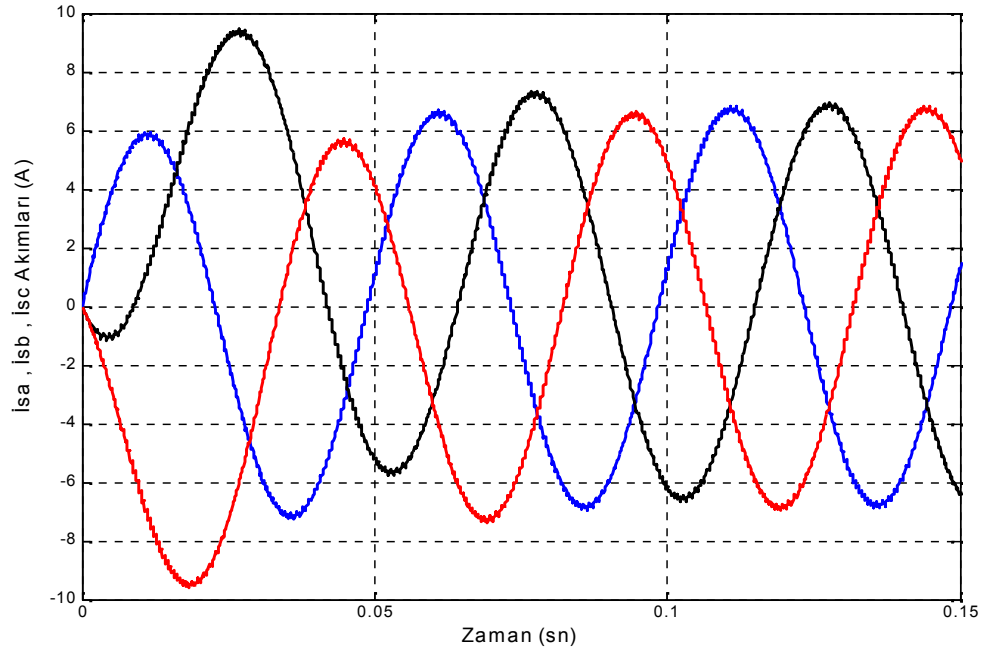


Şekil 5.10. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Geriliminin Harmonik Analizi ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 5\text{ Hz}$, $m_a = 0.2$)

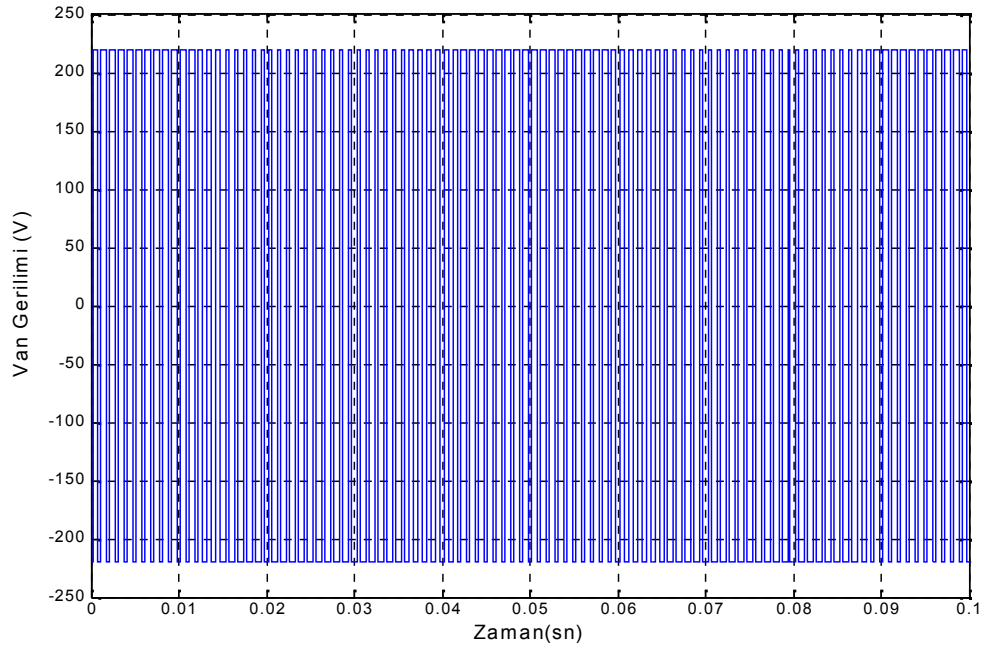
Şekil 5.11 ile Şekil 5.15 arasında verilen simülasyon sonuçları $V_{dc} = 220\text{V}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$ ve $m_a = 0.4$ için elde edilmiştir.



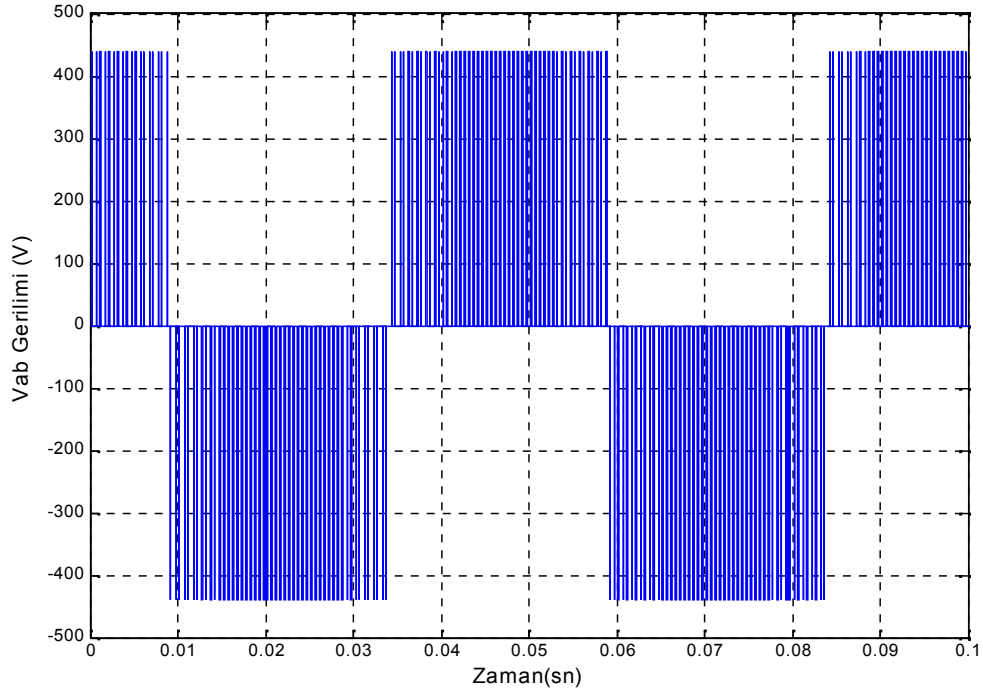
Şekil 5.11. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Faz Akımı ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$, $m_a = 0.4$)



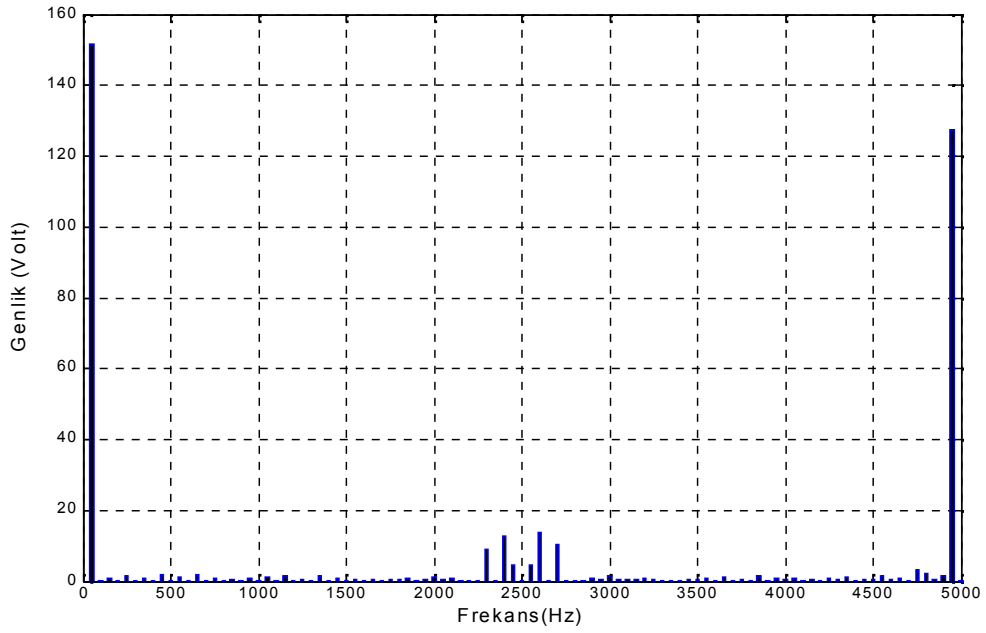
Şekil 5.12. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Faz Akımları
($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{ Hz}$, $m_a=0.4$)



Şekil 5.13. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{an} Faz Gerilimi
($f_s=1\text{kHz}$, $f_0=20\text{ Hz}$, $m_a=0.4$)

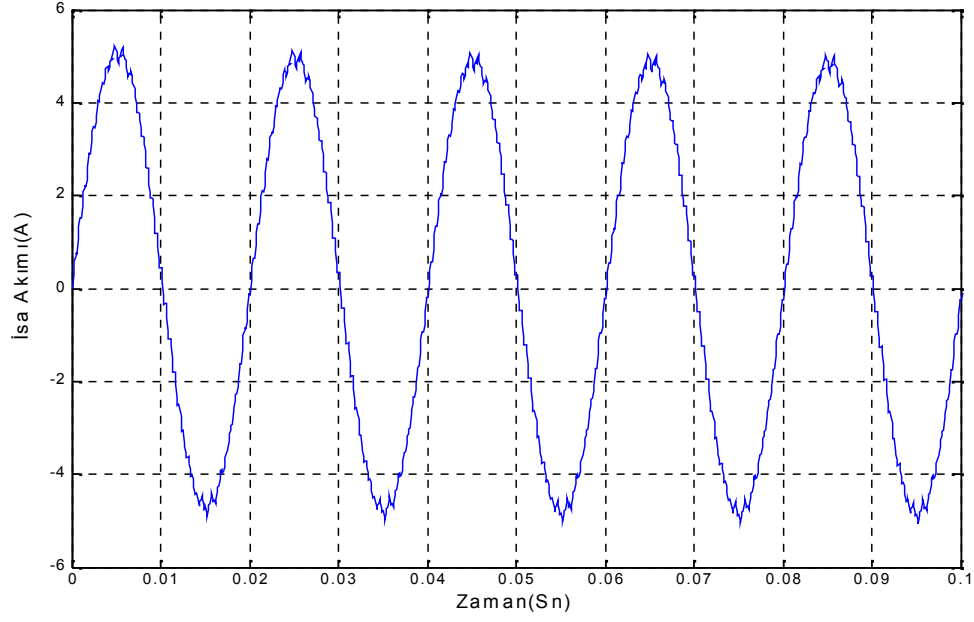


Şekil 5.14. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$, $m_a = 0.4$)

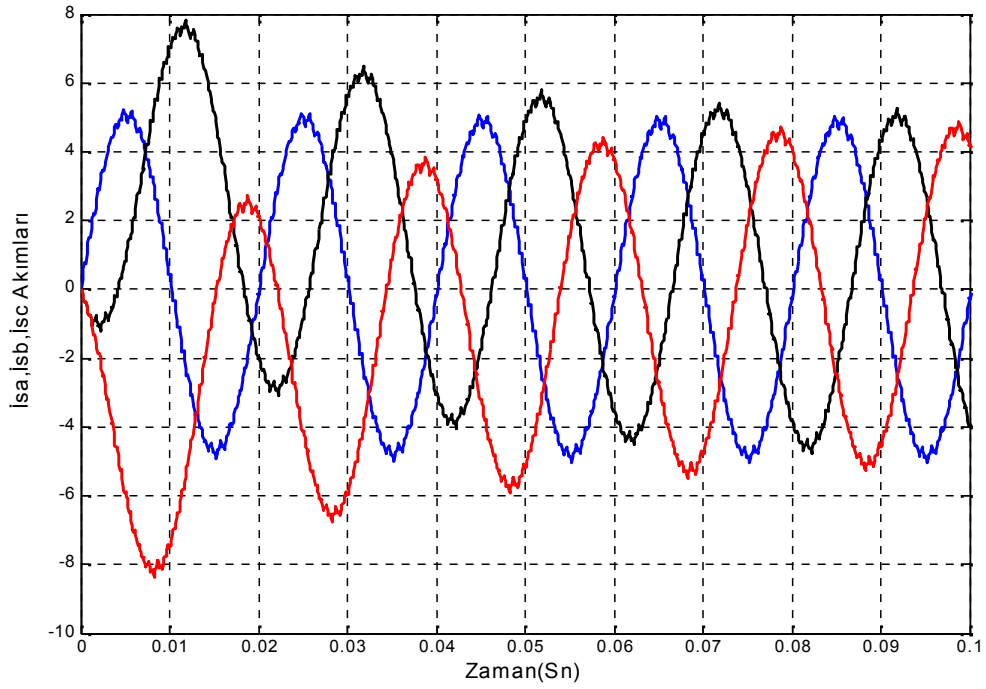


Şekil 5.15. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Geriliminin
Harmonik Analizi ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$, $m_a = 0.4$)

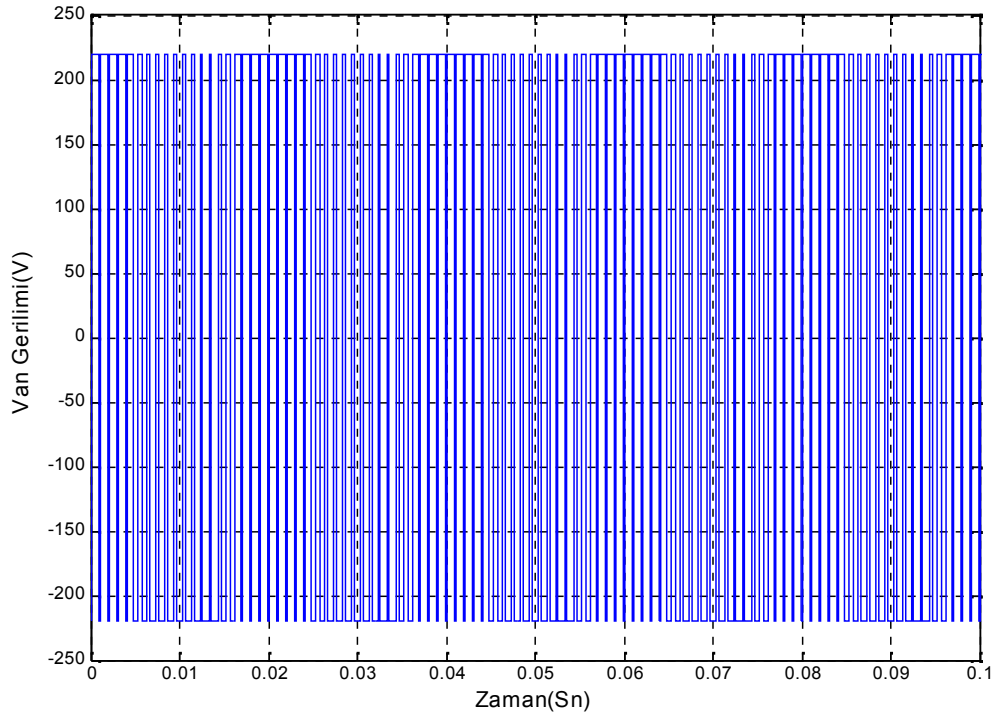
Şekil 5.16 ile Şekil 5.20 arasında verilen simülasyon sonuçları $V_{dc} = 220V$, $f_0 = 50$ Hz ve $m_a = 0.7$ için elde edilmiştir.



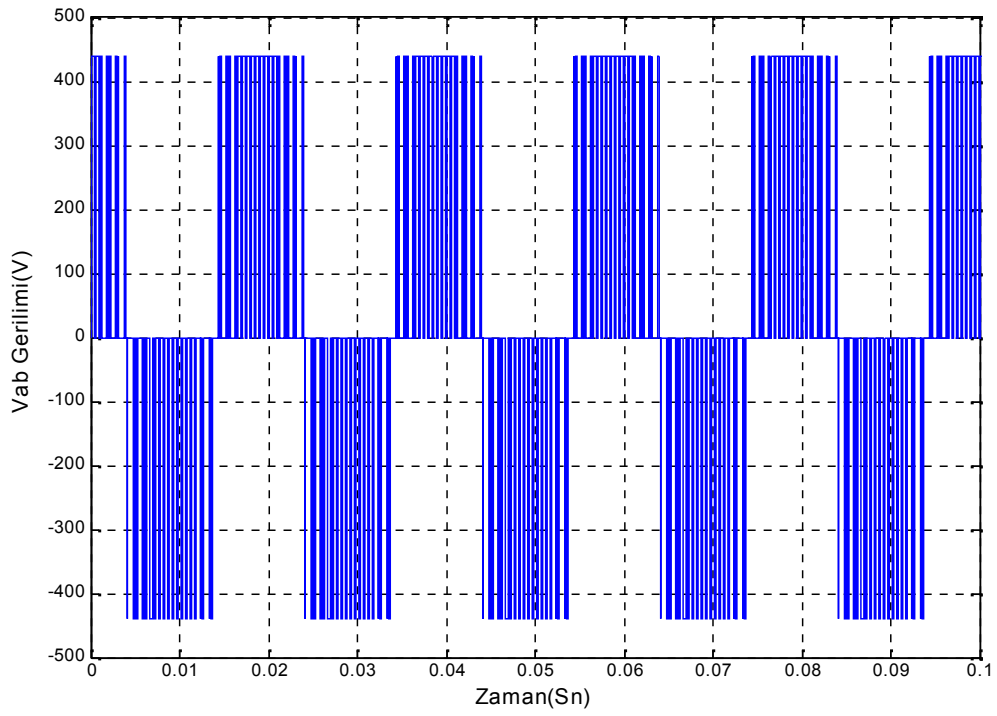
Şekil 5.16. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Faz Akımı
($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 50$ Hz, $m_a = 0.7$)



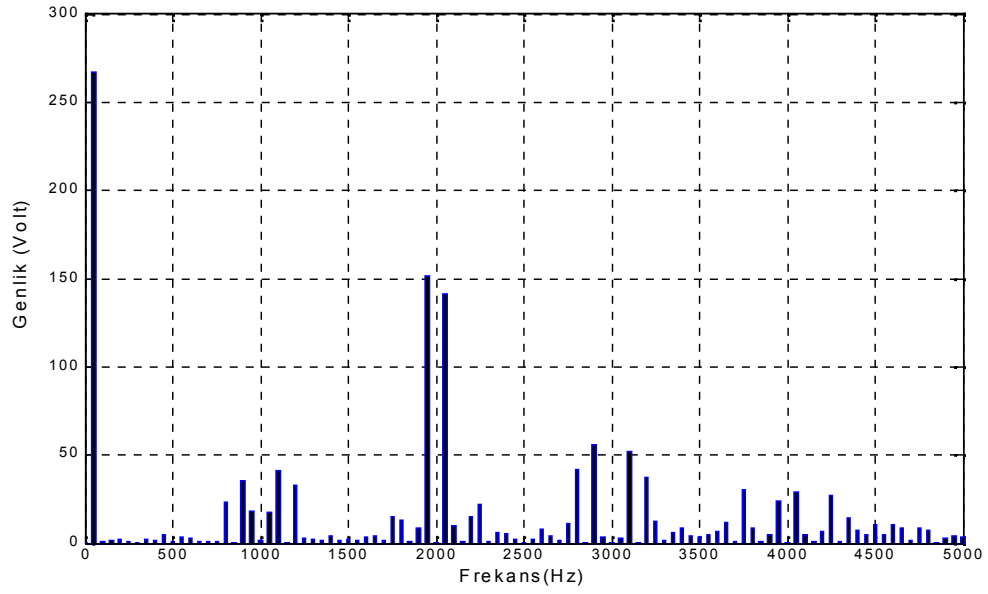
Şekil 5.17. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Faz Akımları
($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 50$ Hz, $m_a = 0.7$)



Şekil 5.18. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{an} Faz Gerilimi
 ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{ Hz}$, $m_a = 0.7$)

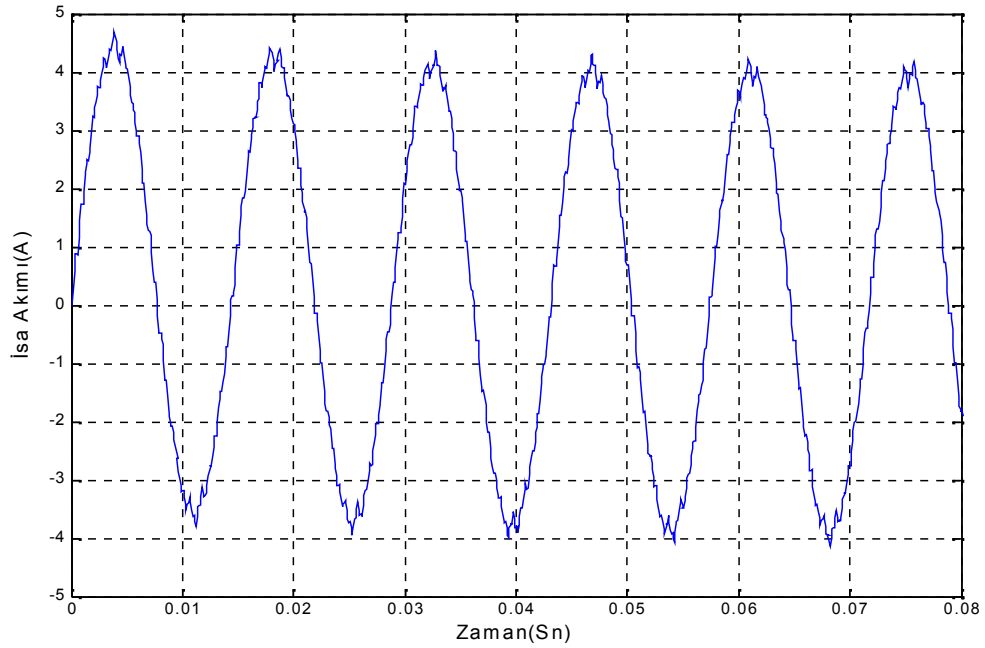


Şekil 5.19. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
 ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{ Hz}$, $m_a = 0.7$)

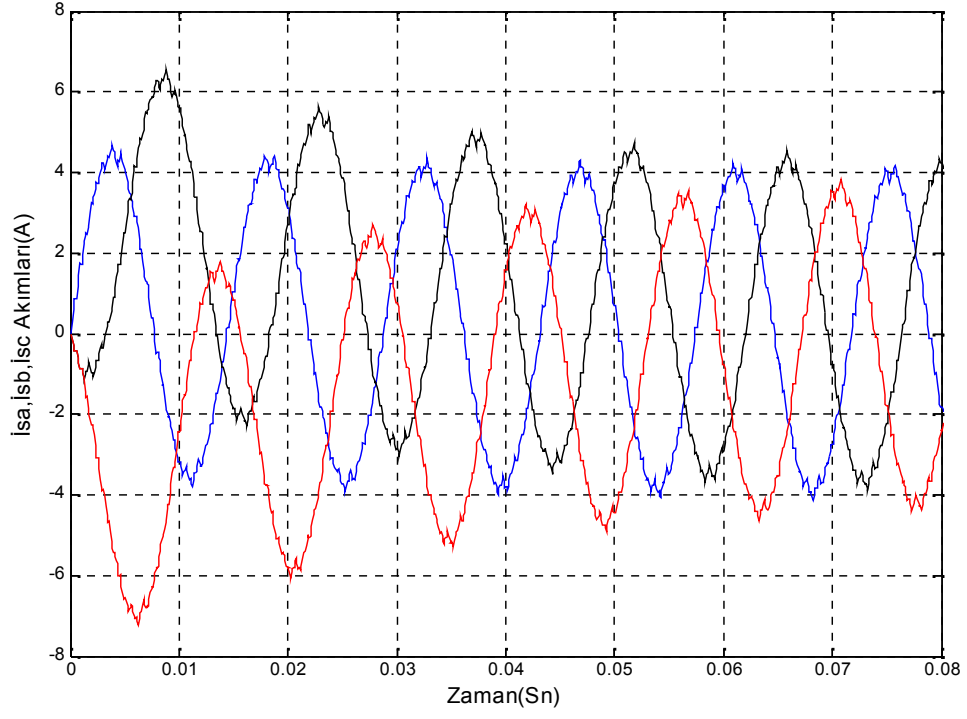


Şekil 5.20. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Geriliminin Harmonik Analizi ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{ Hz}$, $m_a = 0.7$)

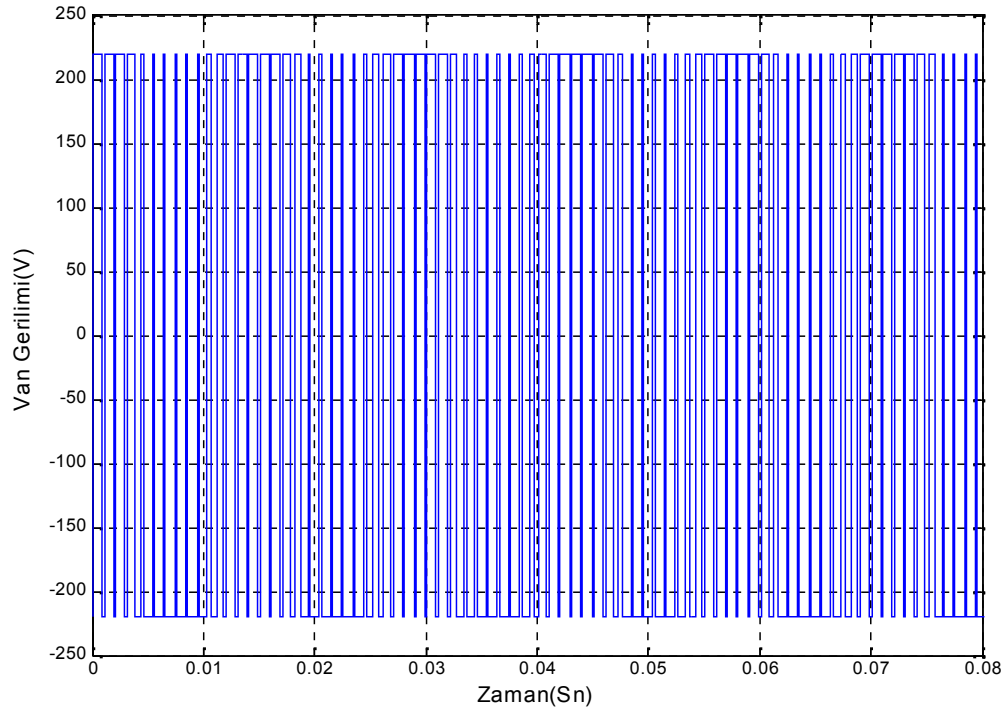
Şekil 5.21 ile Şekil 5.25 arasında verilen simülasyon sonuçları $V_{dc} = 220\text{V}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$ ve $m_a = 0.8$ için elde edilmiştir.



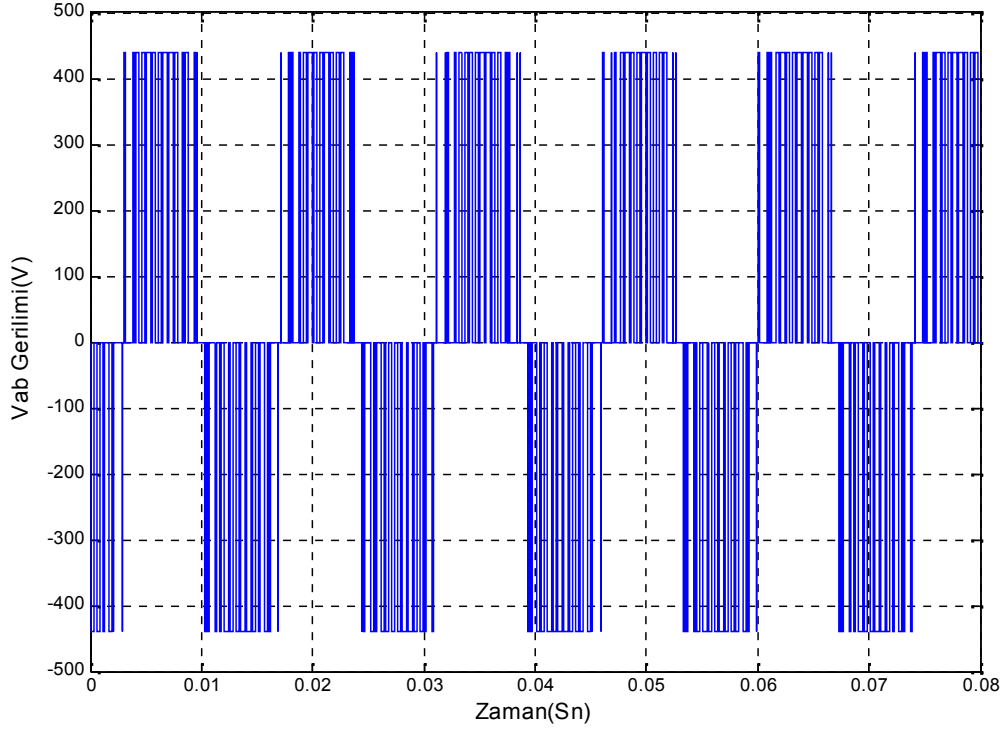
Şekil 5.21. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Faz Akımı ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$)



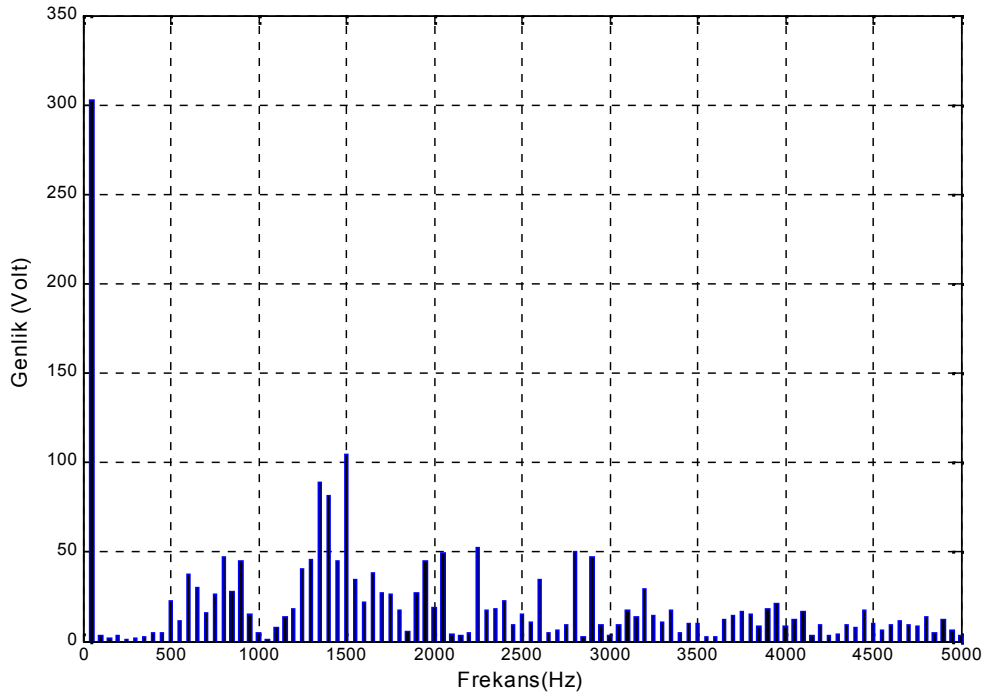
Şekil 5.22. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Faz Akımları
($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$)



Şekil 5.23. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{an} Faz Gerilimi
($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$)



Şekil 5.24. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$)



Şekil 5.25. R-L Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Geriliminin
Harmonik Analizi ($f_s = 1\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$, $m_a = 0.8$)

Akım dalga şekilleri dikkatlice incelendiğinde modülasyon indeksinin küçük, çıkış frekansının düşük olduğu $f_0=5$ Hz ve $m_a=0.2$ 'lik çalışmada akım dalga şekillerinin oldukça düzgün sinüzoidal işaretler olduğu görülür. $f_0=20$ Hz ve $m_a=0.4$ 'lük çalışmada akım dalga şekillerinde çok az da olsa dalgalanmanın olduğu görülmektedir. Bu çalışma da faz gerilimlerinde üçüncü harmonik bileşenleri bulunmaktadır. Bunun nedeni UVDGM tekniğinde modülasyon indeksinin büyük olmasından dolayı üçüncü harmonikleri içeriyor olmasıdır.

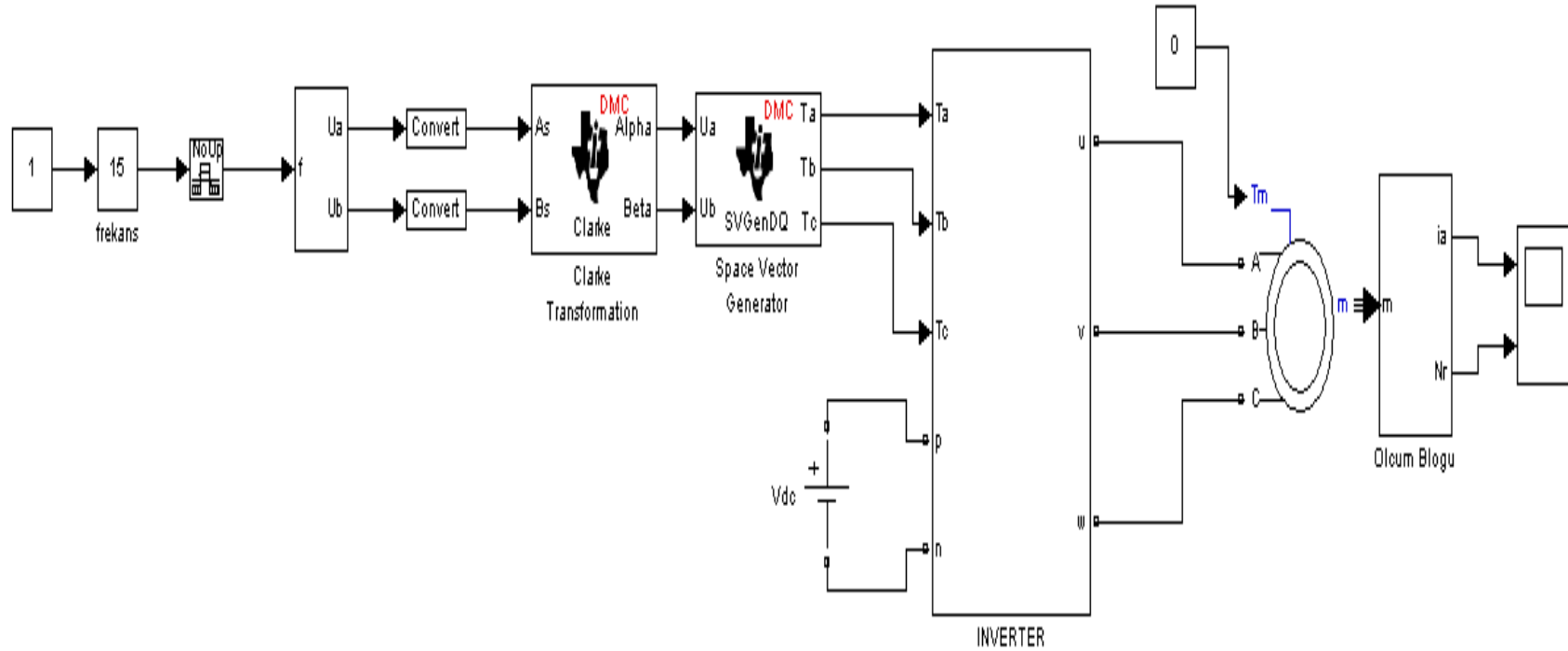
Modülasyon indeksi arttıkça akım dalga şekillerindeki tepe noktalarının dalgalandığı ve tepelerinin yuvarlıktan çıkıp biraz daha üçgenimsi bir hal aldığı gözlenir.

5.2. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverterin Simulink Benzetim Sonuçları

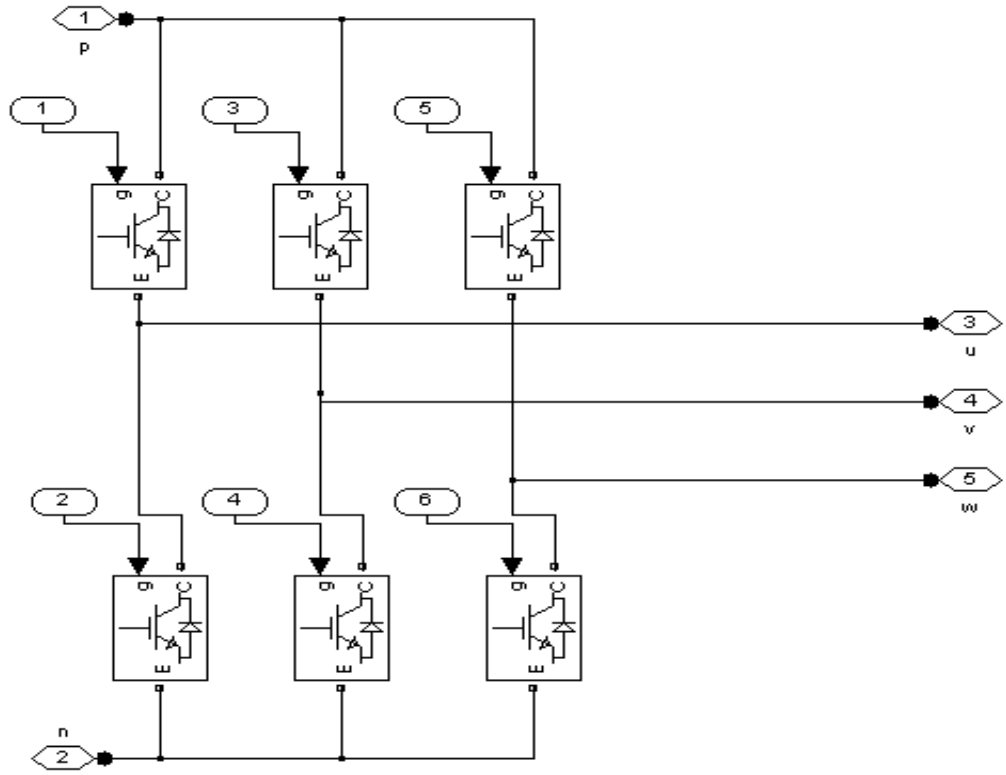
İki seviyeli UVDGM inverterin bir asenkron motoru beslemesi durumunda oluşturulan MATLAB/Simulink modeli Şekil 5.26'da görülmektedir.

Yük olarak motor kullanıldığı için, motor sürekli duruma erişinceye kadar sistem çalıştırılarak moment ve hız değişimleri sonuçlara eklenmiştir. Motor boşta çalıştırılmıştır ve motor parametreleri EK-1' de verilmiştir. İnverter modeli tasarlanırken anahtar olarak IGBT seçilmiştir.

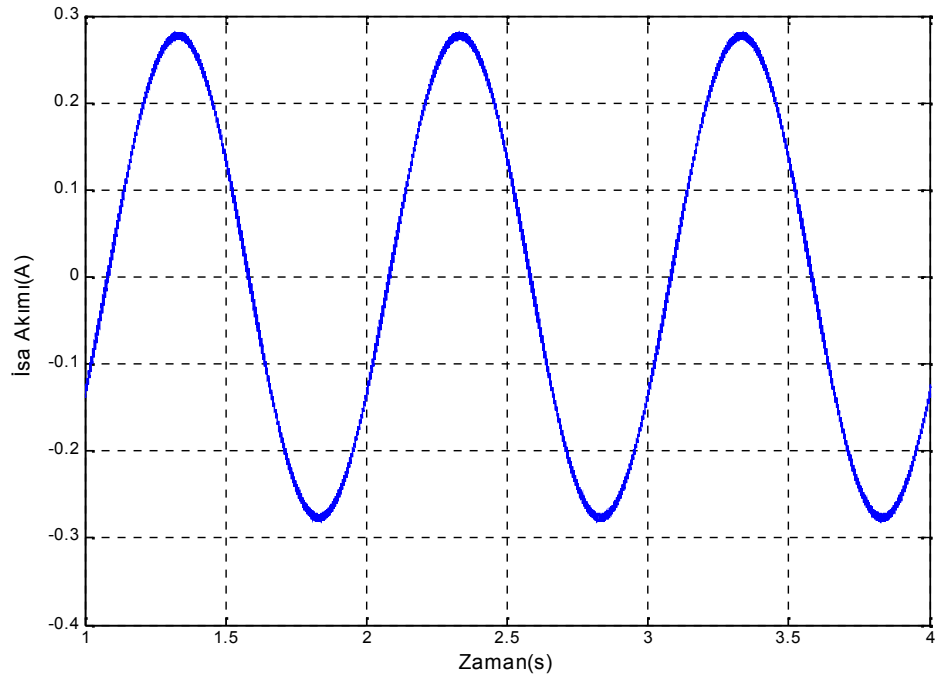
Simülasyon da V/f kontrolü yapılarak motor akımları sabit tutulmuştur. DC link gerilimi $V_{dc} = 200$ V seçilmiştir.



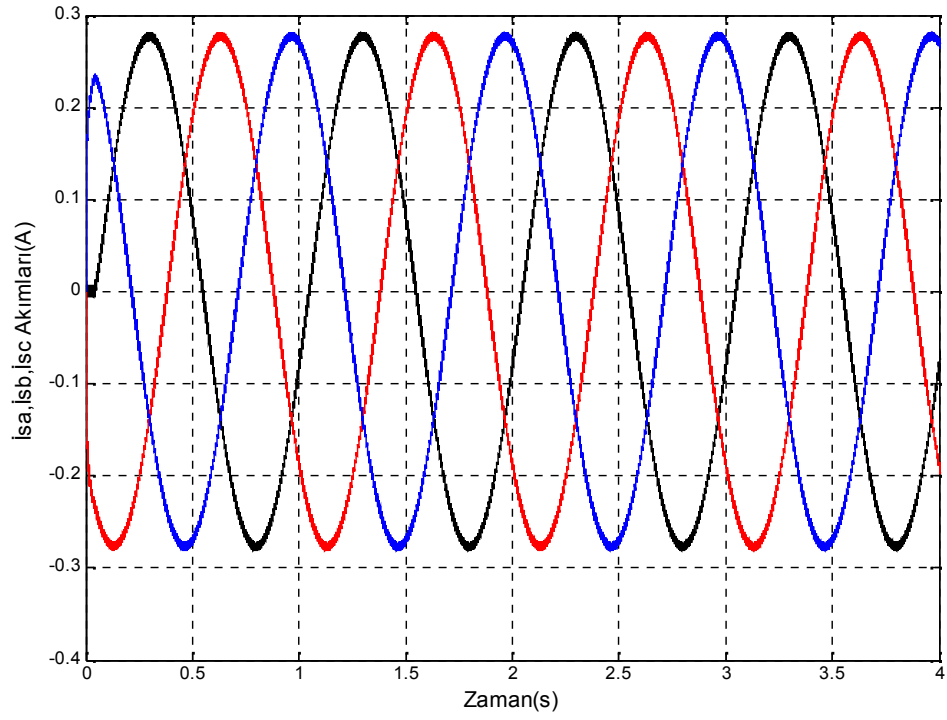
Şekil 5.26. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonunun Matlab/Simulink Benzetimi



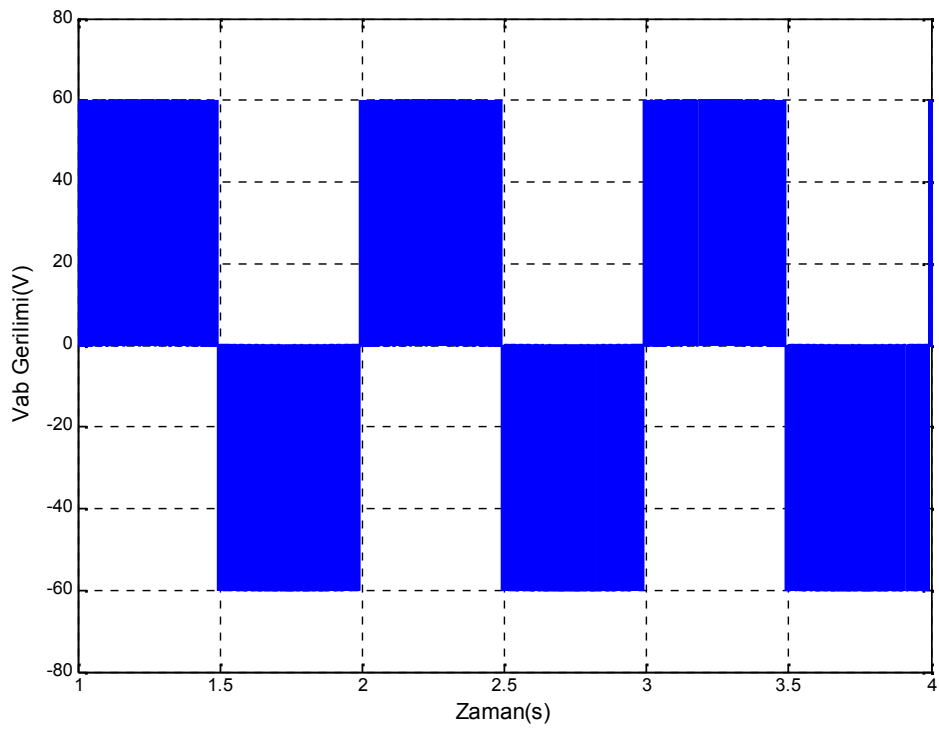
Şekil 5.27. İnverter Bloğunun İç



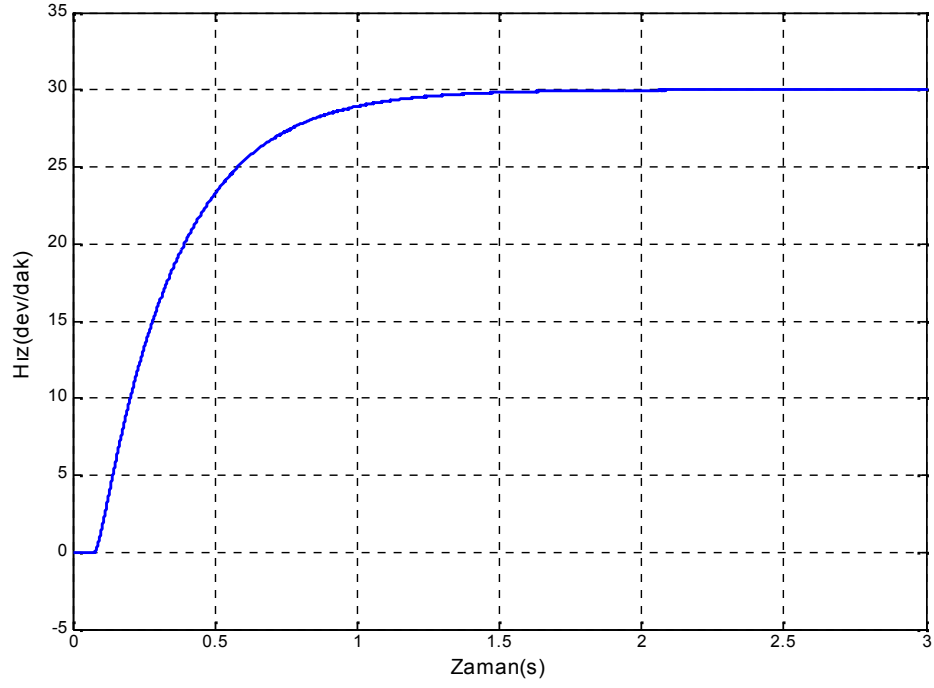
Şekil 5.28. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı
($f_s = 4.4$ kHz, $f_0 = 1$ Hz, $m_a = 0.9$)



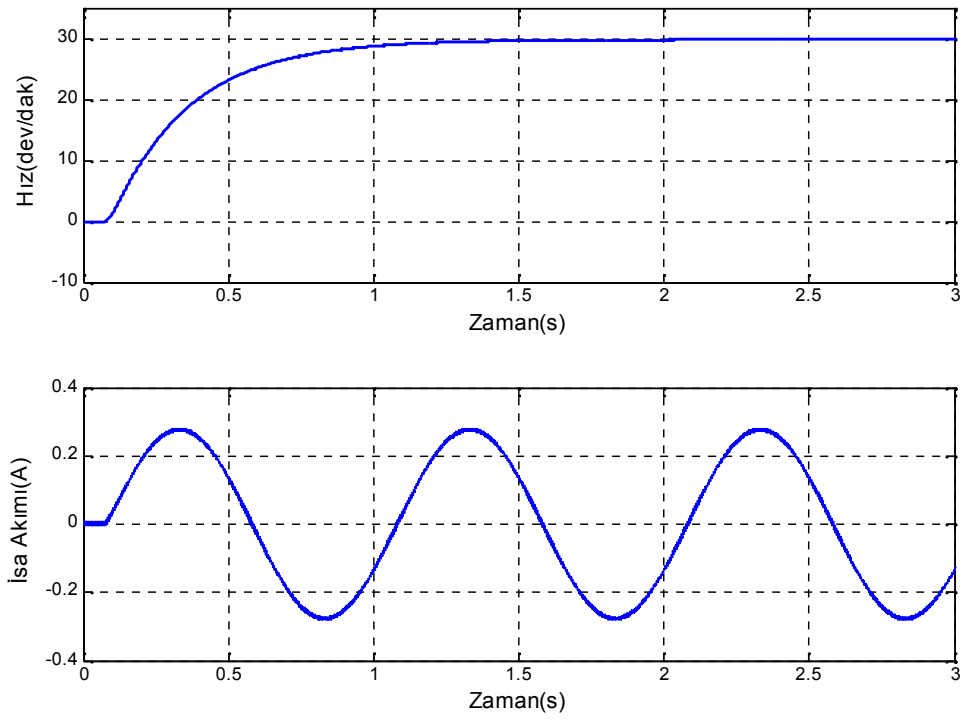
Şekil 5.29. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)



Şekil 5.30. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)



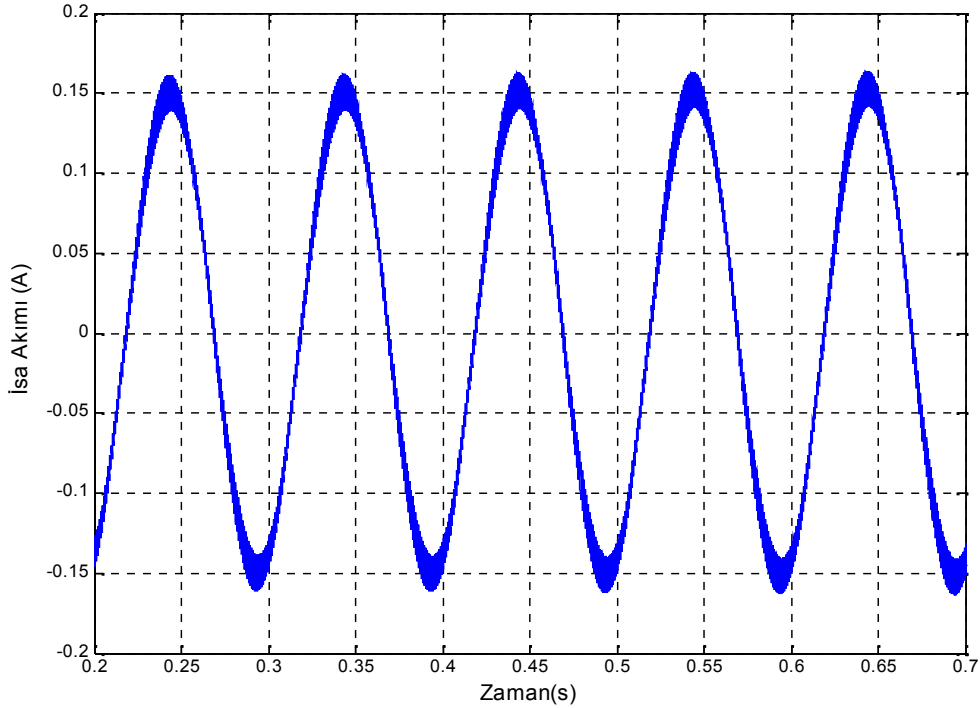
Şekil 5.31. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)



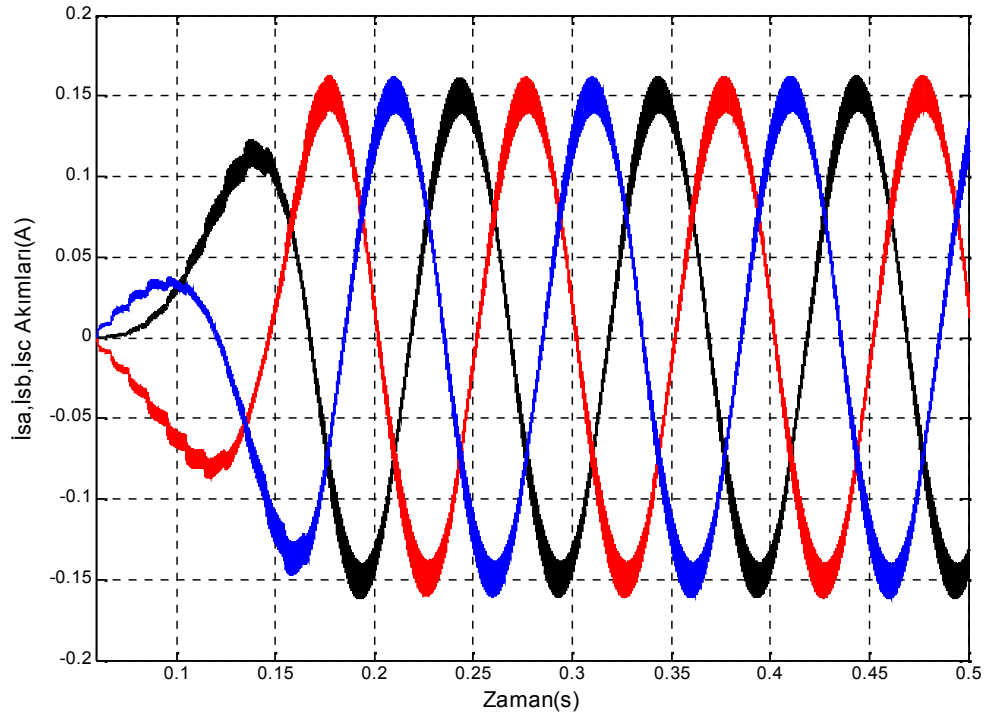
Şekil 5.32. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa} Akım Değişimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 1\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)

Şekil 5.28 ile Şekil 5.32 arasında verilen simülasyon sonuçları $f_0=1$ Hz ve $m=0.9$ için elde edilmiştir.

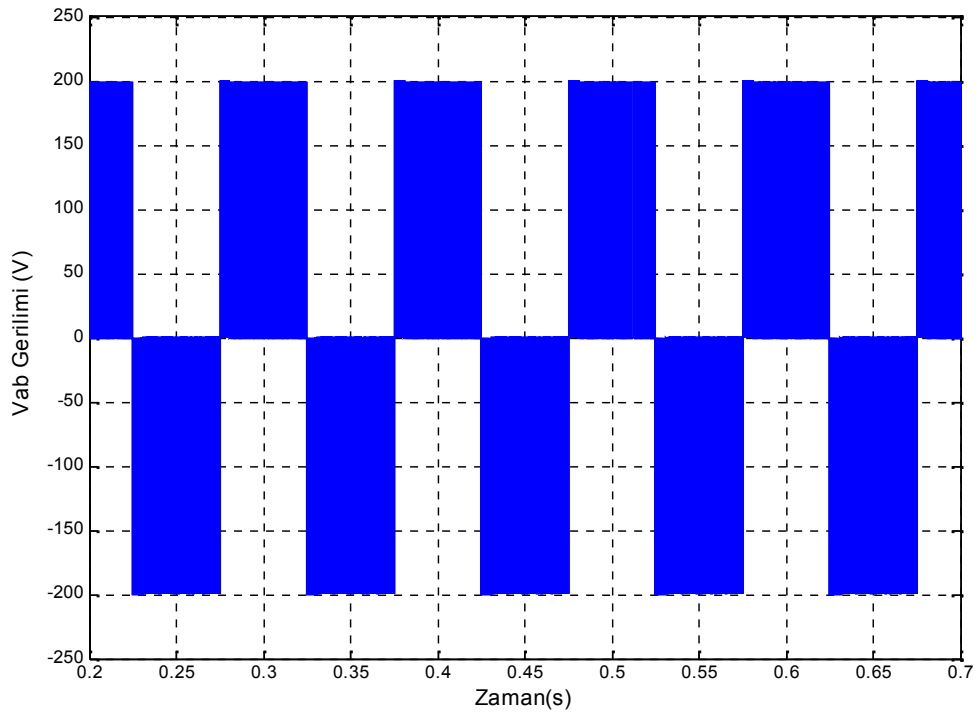
Şekil 5.28 i_{sa} akımının, Şekil 5.29 ise i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} akımlarının zamana göre değişimini göstermektedir. $f_0=1$ Hz 'de $V_{dc} = 60V$ ve $m_a=0.9$ alınarak voltage boost yapılmıştır. Şekiller dikkatli incelenirse motor boşta çalıştırıldığı için sürekli duruma oldukça kısa sürede ulaşmaktadır ve akımlar sinüzoidaldir. Şekil 5.31'deki hız değişimi dikkat edilirse; çıkış frekansının küçük olmasından dolayı motorun nominal hızının yaklaşık 30d/d olduğu görülmektedir.



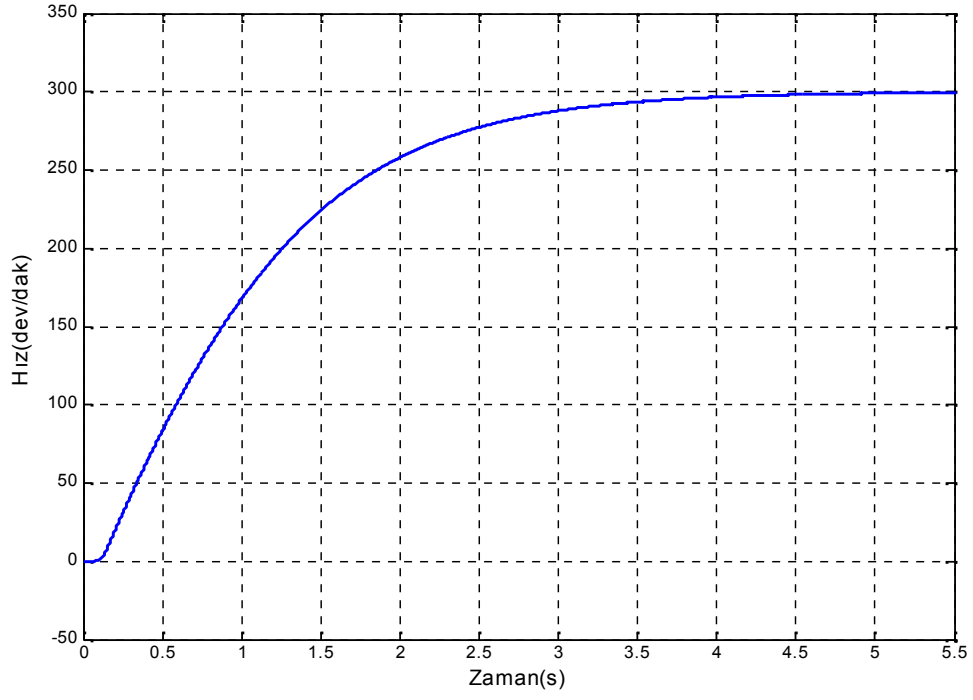
Şekil 5.33. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı
($f_s=4.4\text{kHz}$, $f_0=10$ Hz)



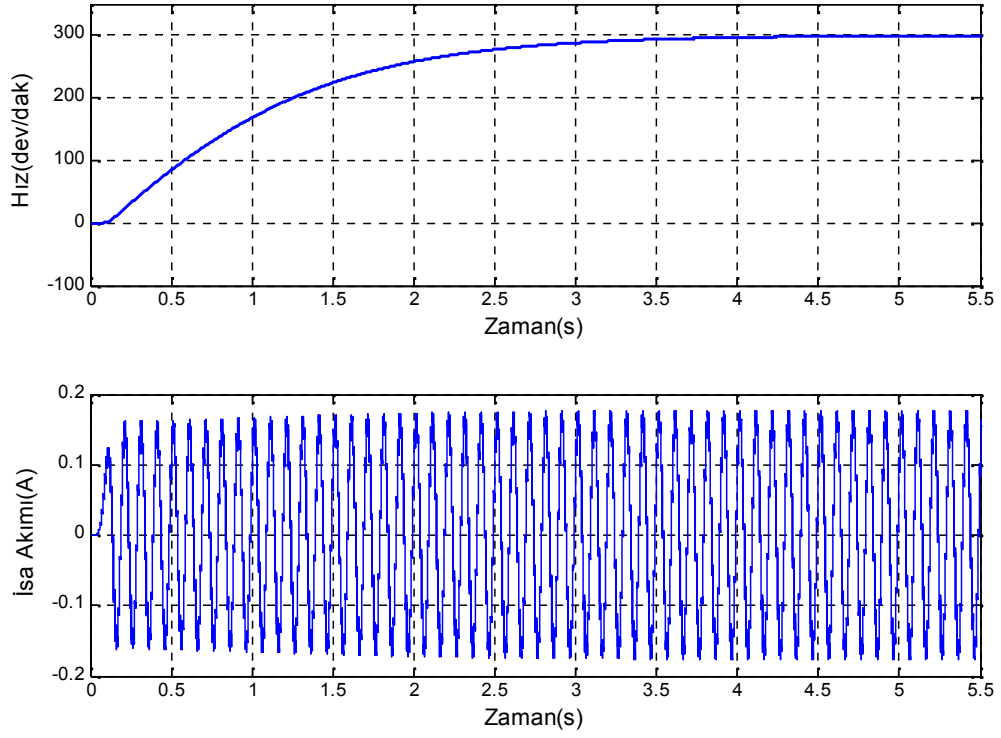
Şekil 5.34. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{ Hz}$,)



Şekil 5.35. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{Hz}$)



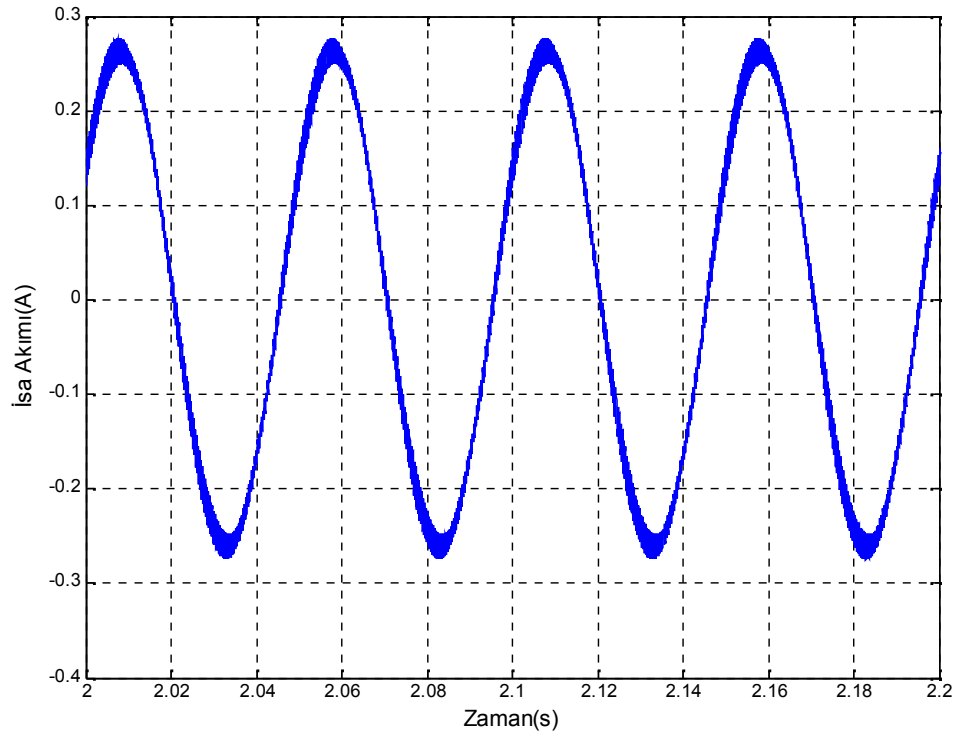
Şekil 5.36. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{ Hz}$)



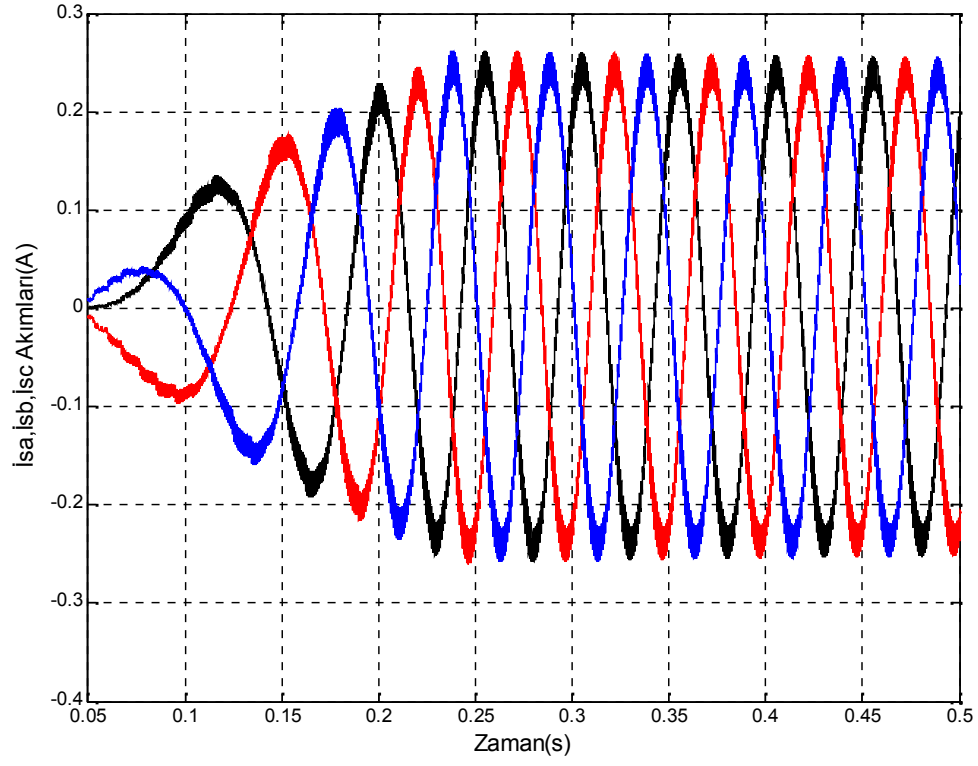
Şekil 5.37. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa} Akım Değişimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 10\text{ Hz}$)

Şekil 5.33 ile Şekil 5.37 arasındaki simülasyon sonuçları, motorun $f_0=10\text{Hz}$ 'de çalıştırılmasıyla elde edilmiştir.

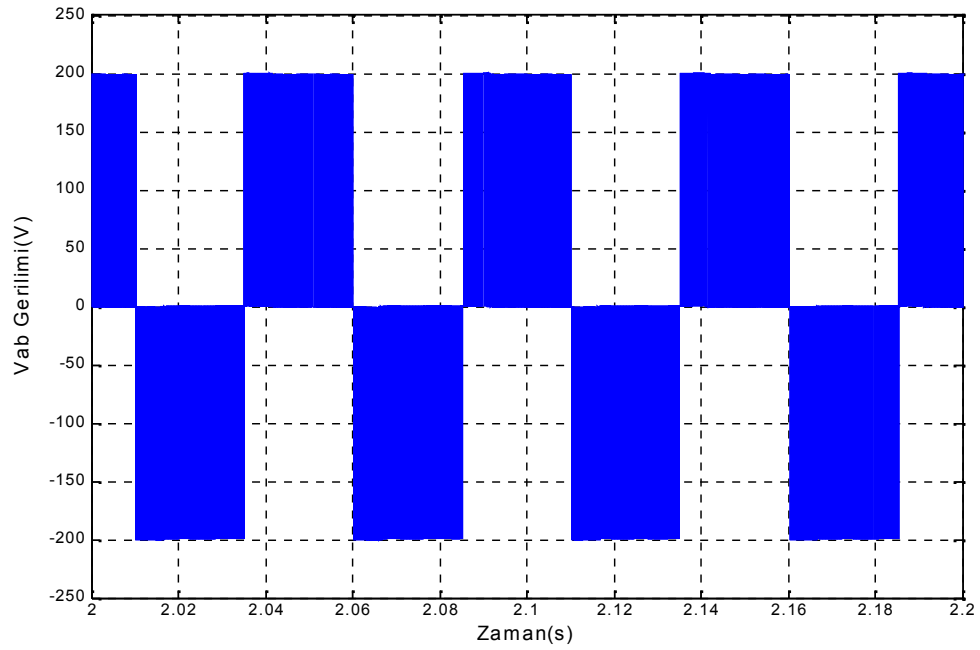
Çıkış frekansının artmasından dolayı motorun nominal hızı artmaktadır. Bu durumdaki çalışma için; motorun hızı yaklaşık 300d/d civarındadır.



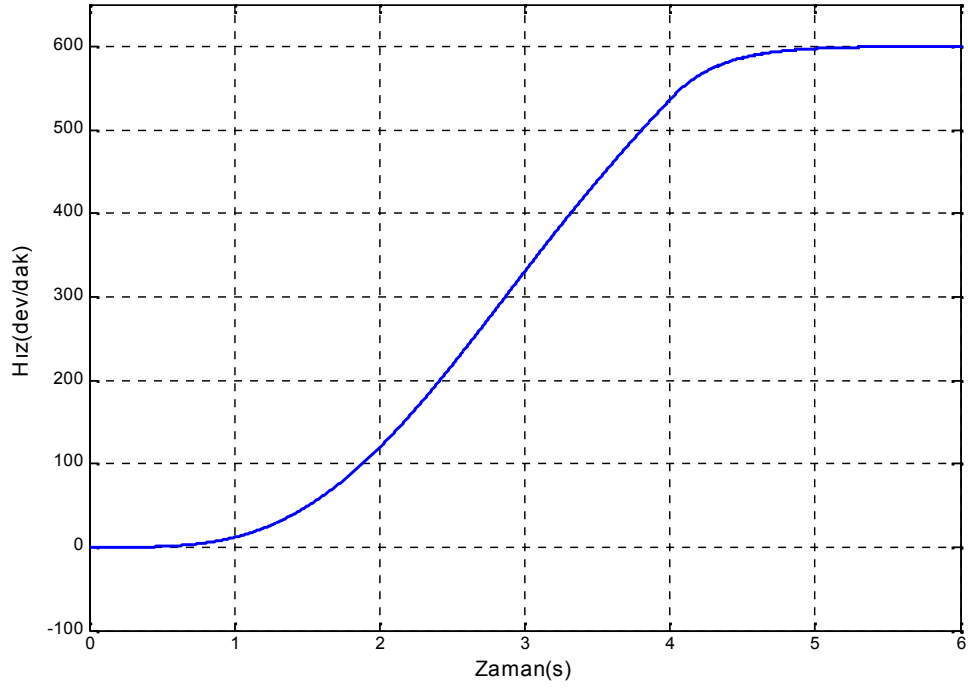
Şekil 5.38. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı
($f_s=4.4\text{kHz}$, $f_0=20\text{Hz}$)



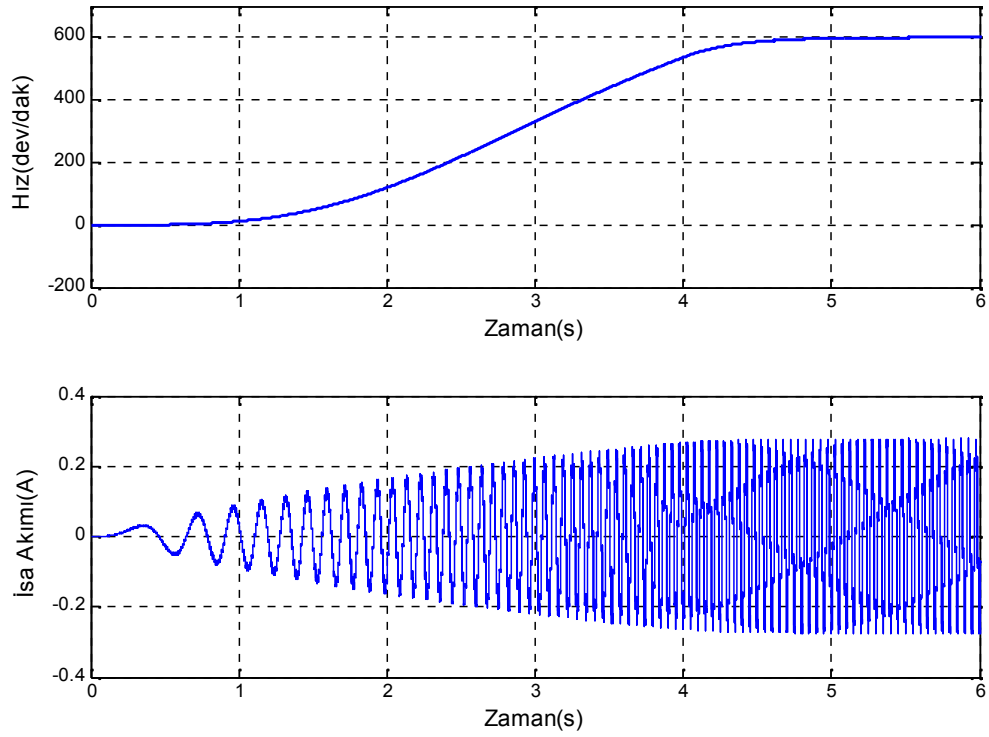
Şekil 5.39. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$)



Şekil 5.40. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{Hz}$)



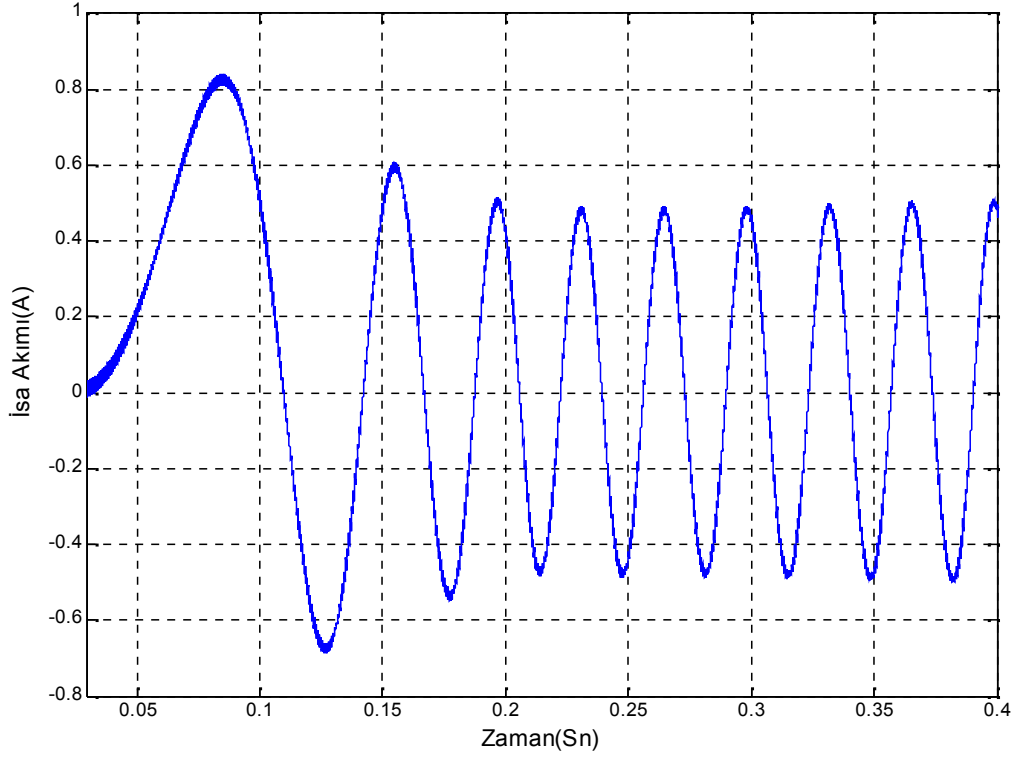
Şekil 5.41. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$)



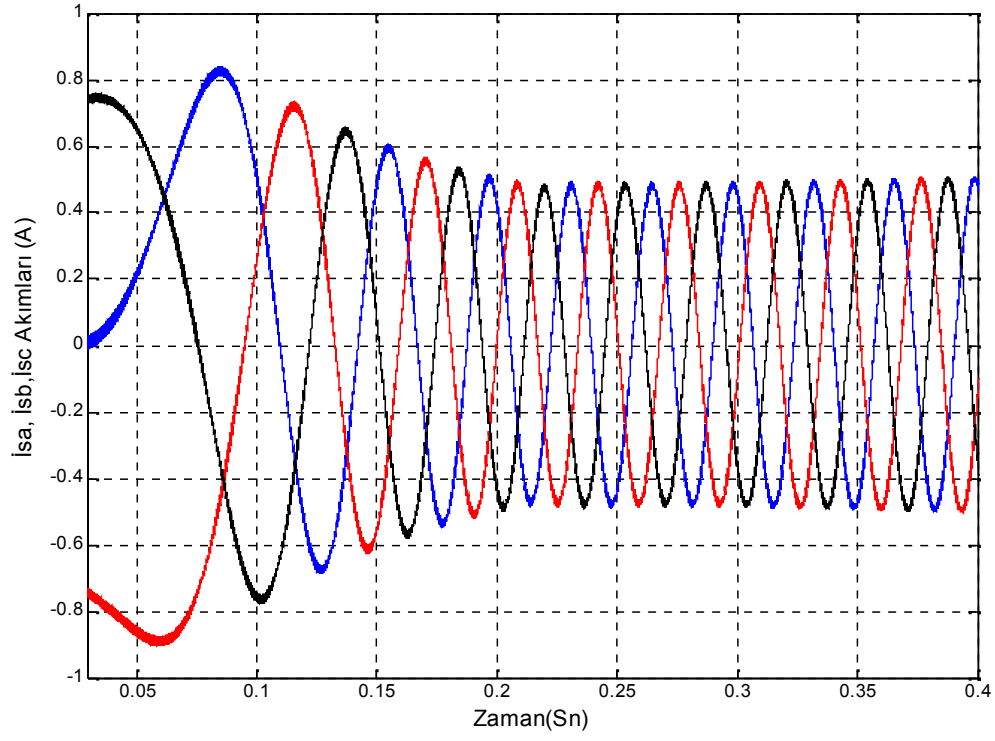
Şekil 5.42. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa} Değişimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 20\text{ Hz}$)

Şekil 5.38 ile Şekil 5.42 arasındaki simülasyon sonuçları, motorun $f_0=20$ Hz’de çalıştırılmasıyla elde edilmiştir.

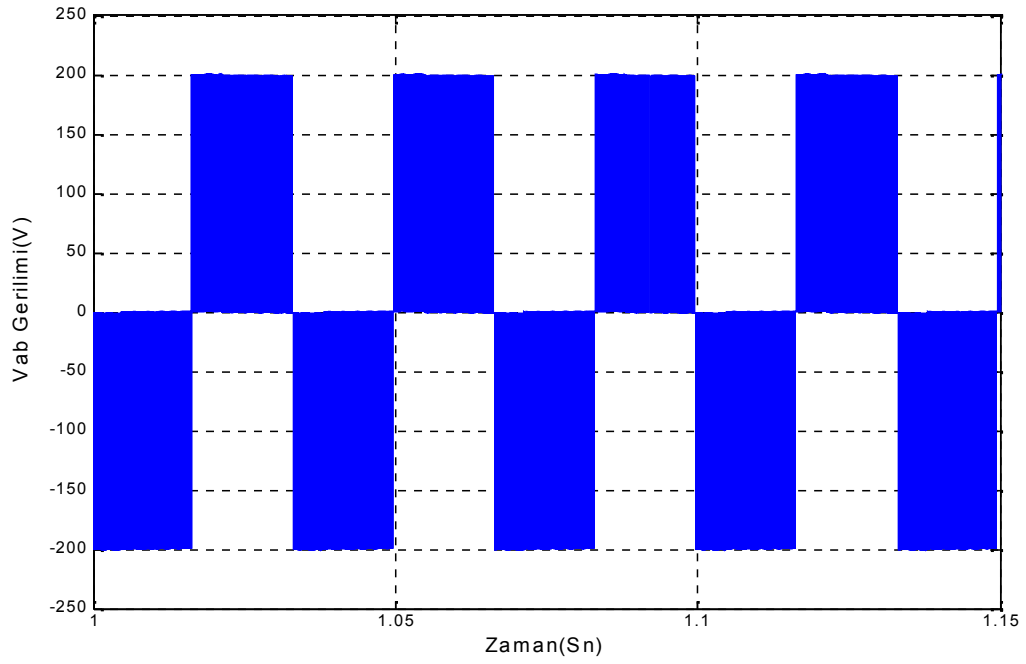
Şekiller incelenirse bu çalışma durumu için; çıkış frekansının artmasıyla motorun hızının da arttığı görülmektedir.



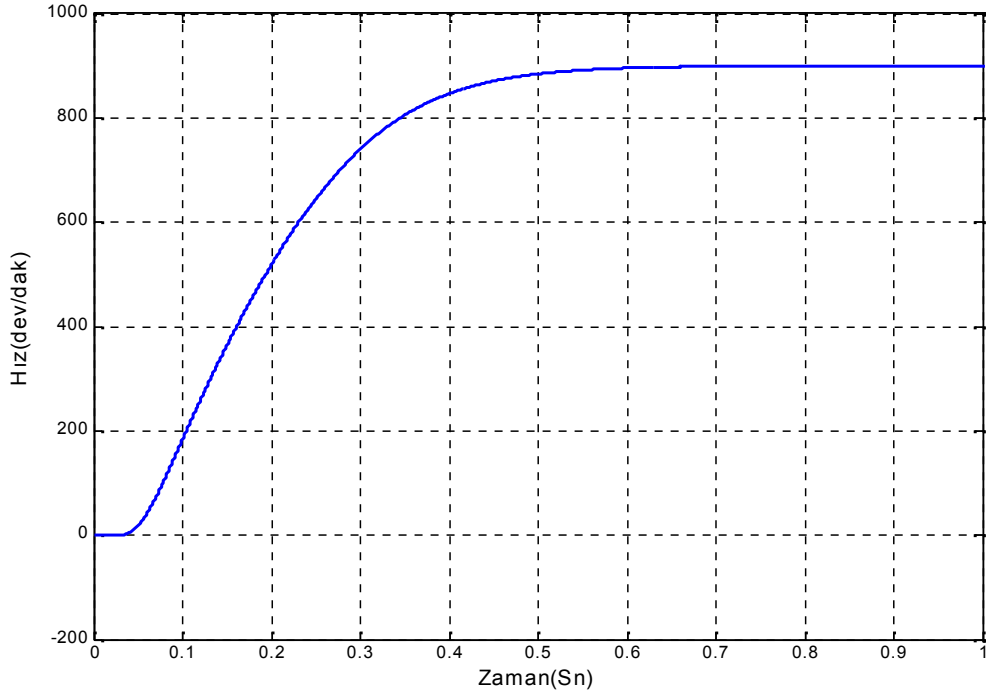
Şekil 5.43. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı
($f_s = 4.4$ kHz, $f_0 = 30$ Hz , $m_a = 0.9$)



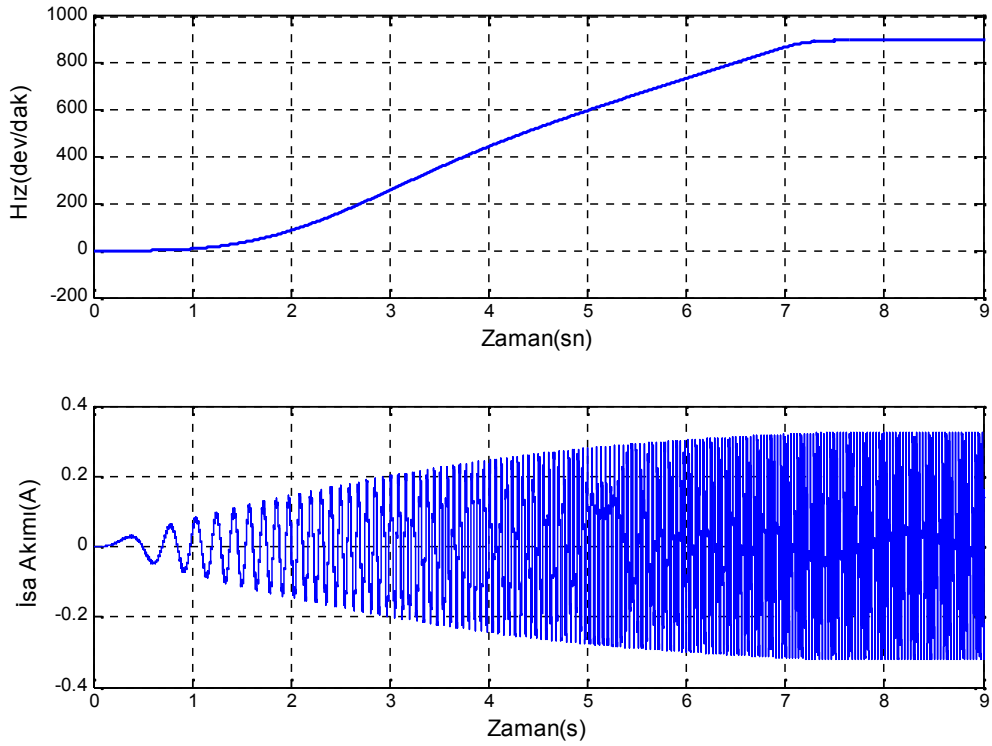
Şekil 5.44. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları
($f_s = 4.4$ kHz, $f_0 = 30$ Hz, $m_a = 0.9$)



Şekil 5.45. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
($f_s = 4.4$ kHz, $f_0 = 30$ Hz, $m_a = 0.9$)



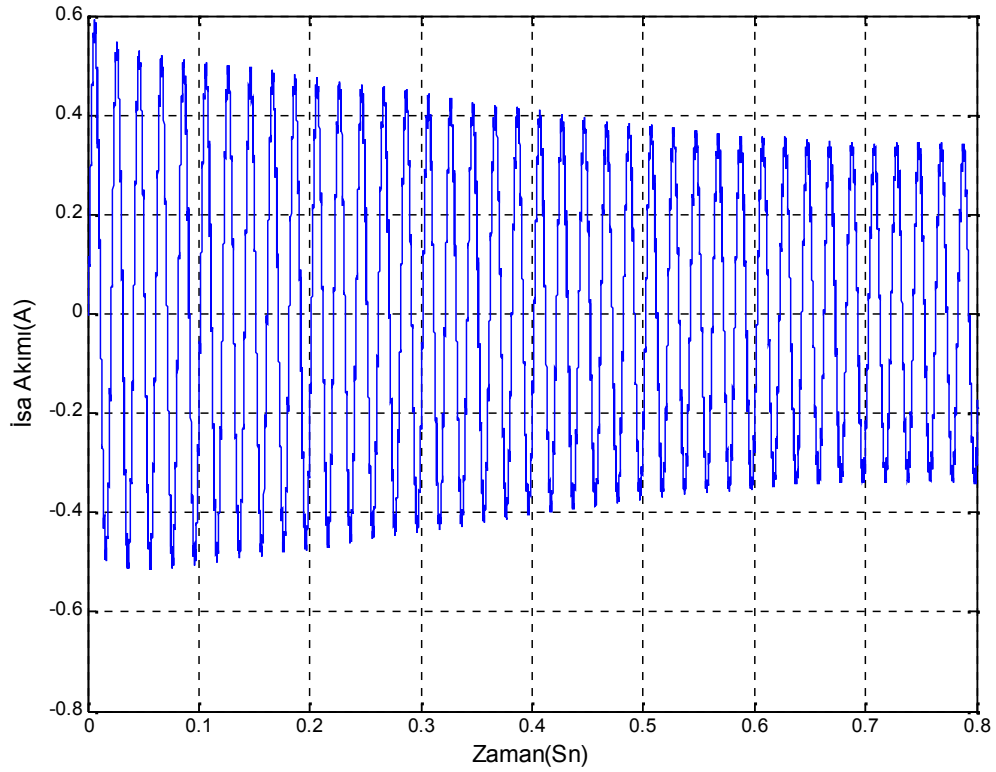
Şekil 5.46. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 30\text{ Hz}$, $m_a = 0.9$)



Şekil 5.47. Motor Yüklü V/f Kontrollü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa}
Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 30\text{ Hz}$)

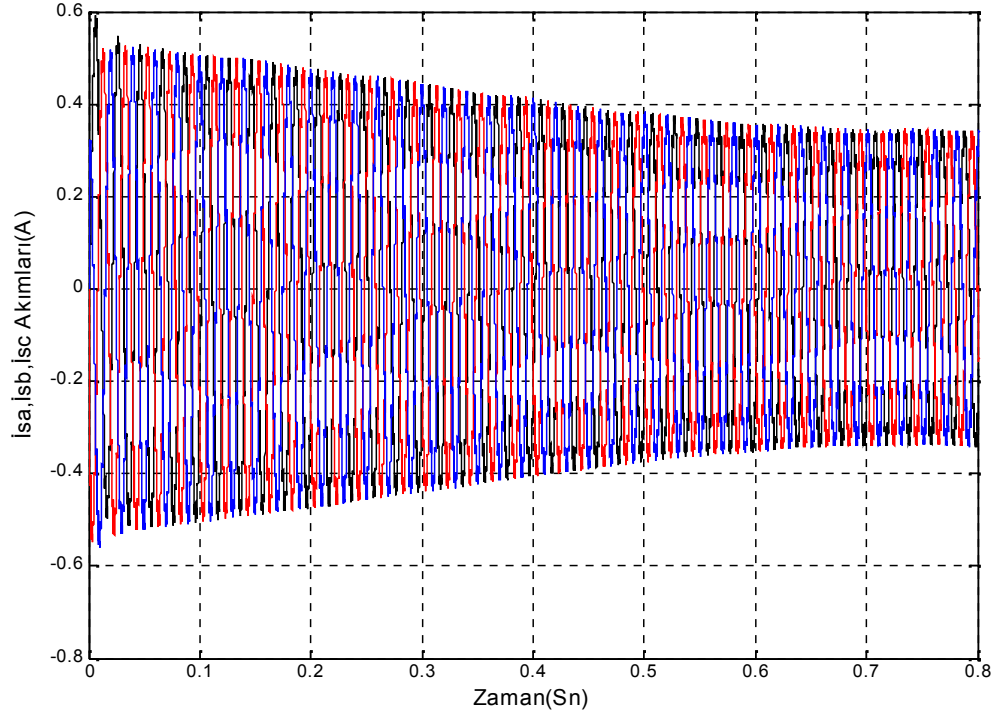
Şekil 5.43 ile Şekil 5.47 arasındaki simülasyon sonuçları, motorun $f_0=30\text{Hz}$ 'de çalıştırılmasıyla elde edilmiştir.

Şekil 5.47'de V/f kontrollü olarak motor frekansı artırıldığında motorun daha uzun bir sürede kalkış yaptığı görülmektedir. Akımların sinüzoidal olup bozulmadığı görülmektedir. Motor hızının, çıkış frekansı arttığı için arttığı ve yaklaşık 900 d/d civarında olduğu görülmektedir.

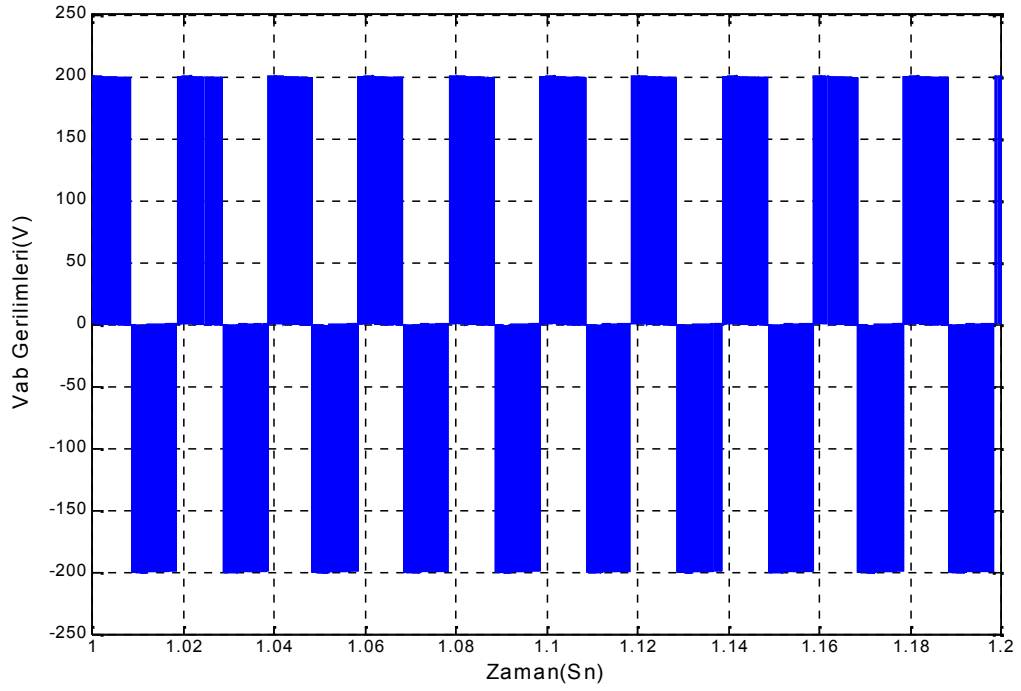


Şekil 5.48. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı

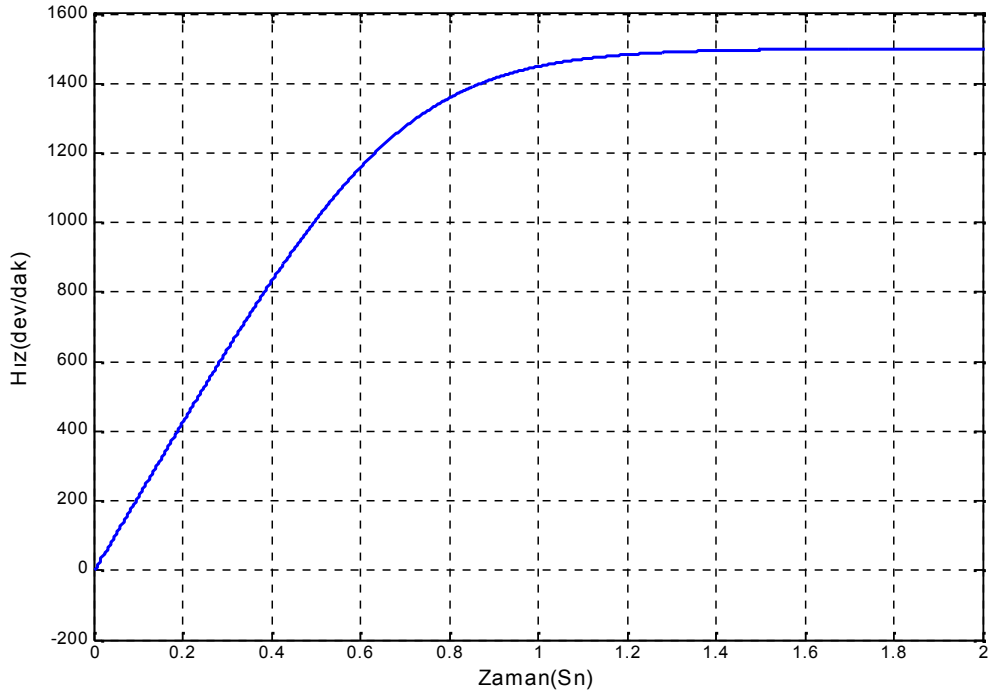
$$(f_s = 4.4\text{kHz}, f_0 = 50\text{Hz}, m_a = 0.9)$$



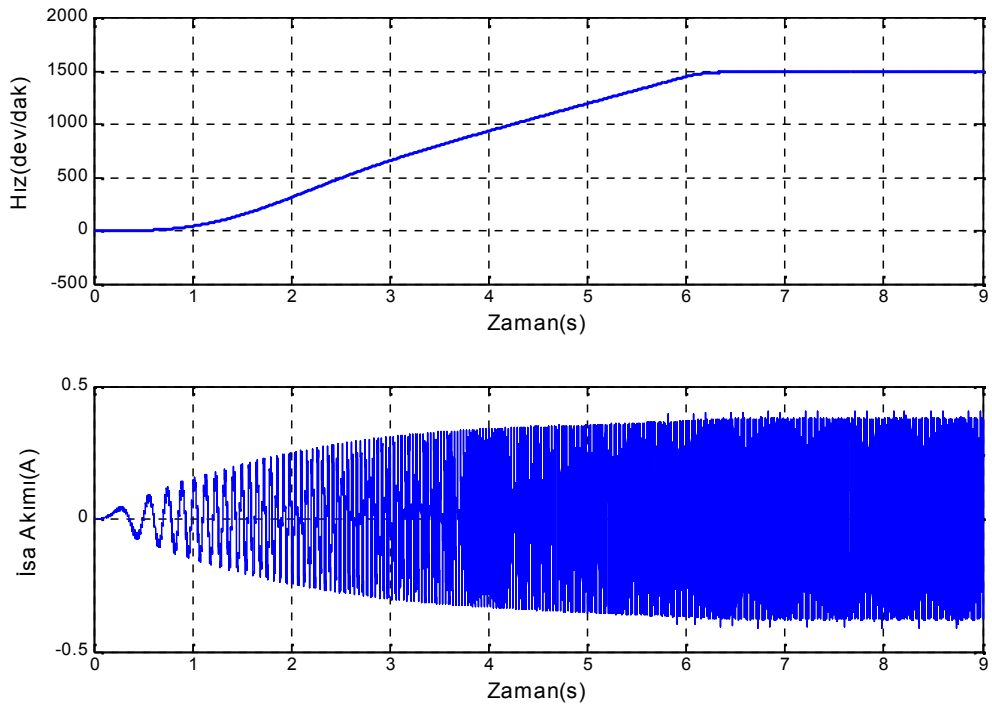
Şekil 5.49. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)



Şekil 5.50. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzak Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)



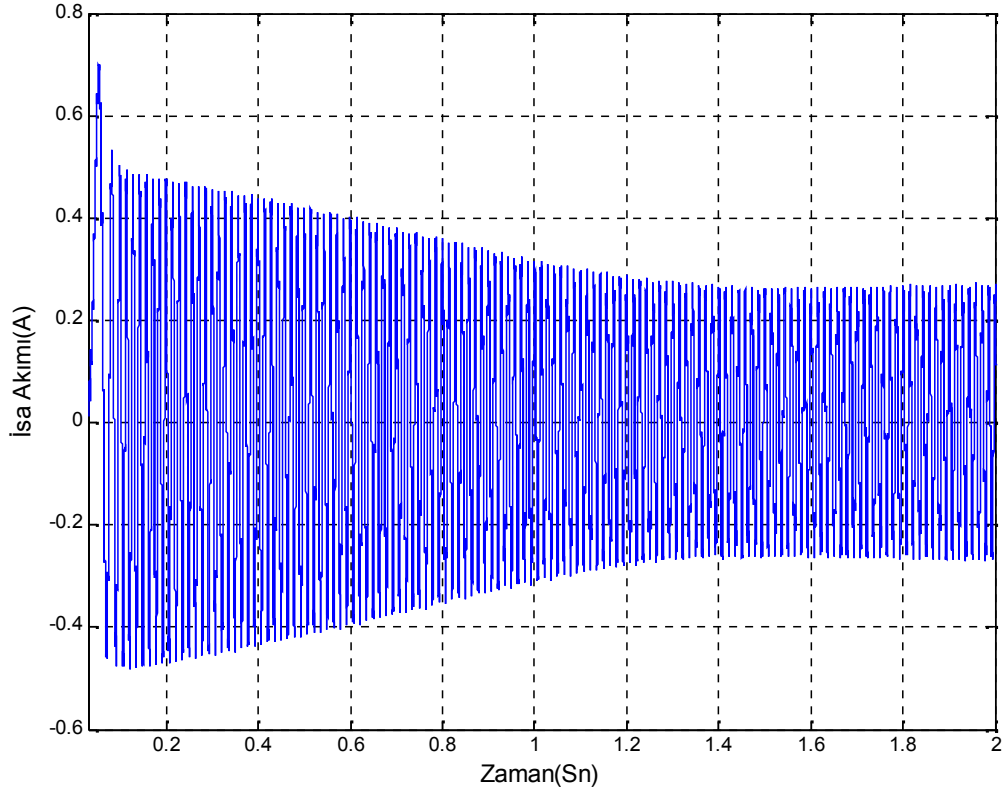
Şekil 5.51. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi
 ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)



Şekil 5.52. Motor Yüklü V/f kontrollü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa}
 Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 50\text{Hz}$)

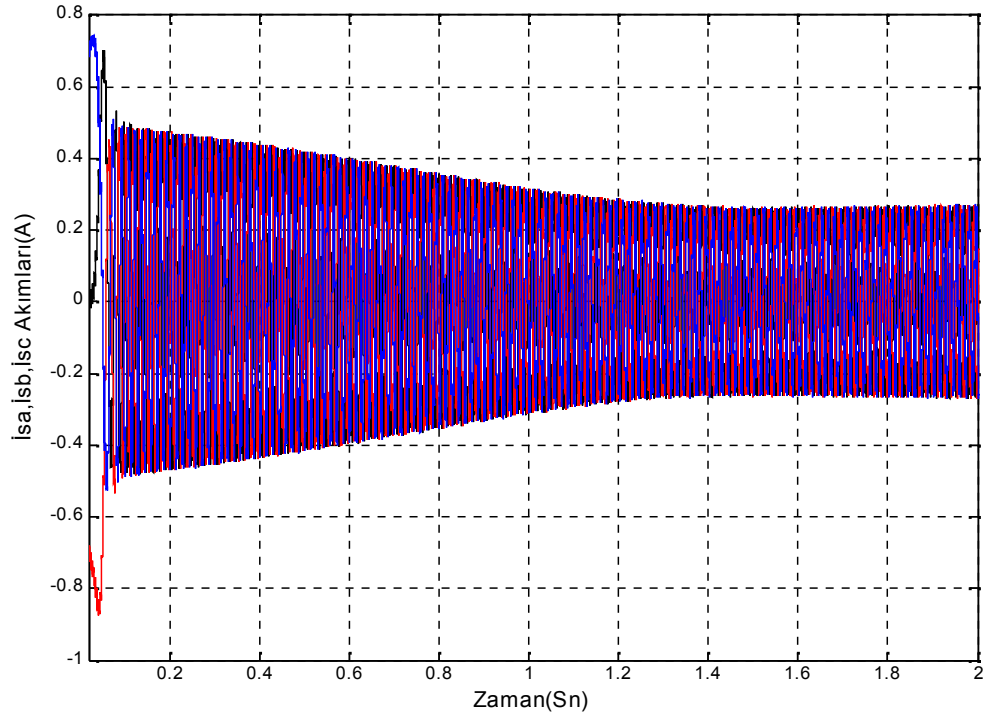
Şekil 5.48 ile Şekil 5.52 arasındaki simülasyon sonuçları, motorun $f_0=50\text{Hz}$ 'de çalıştırılmasıyla elde edilmiştir.

Şekil 5.52 dikkatlice incelenirse kalkış anında i_{sa} hat akımının frekansının ve genliğinin sürekli duruma geçinceye kadar arttığı görülmektedir.

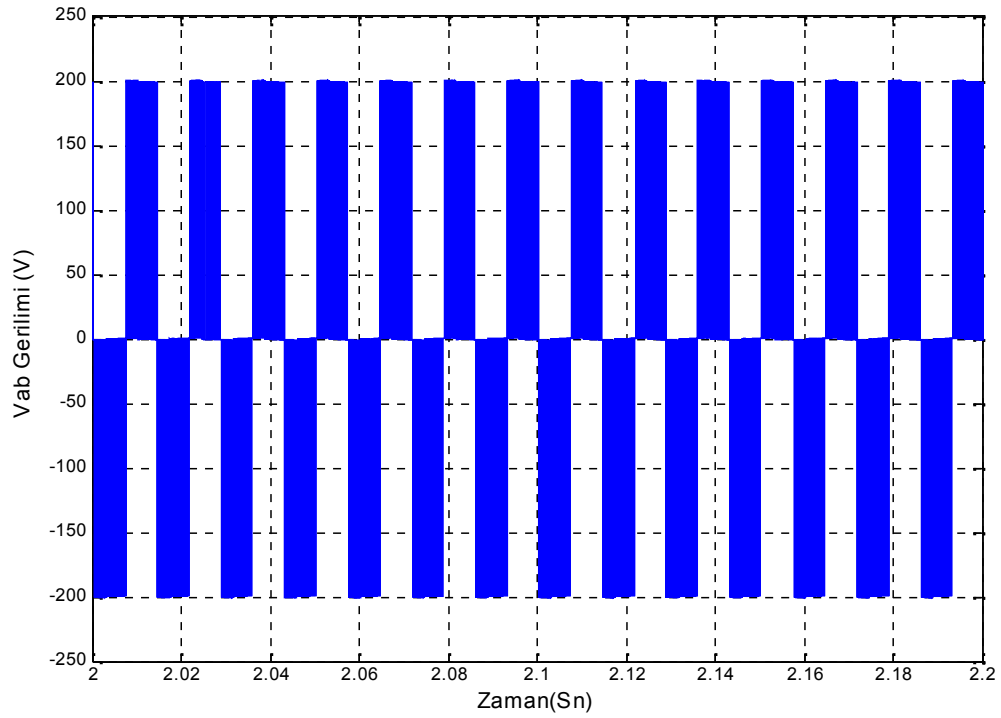


Şekil 5.53. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} Hat Akımı

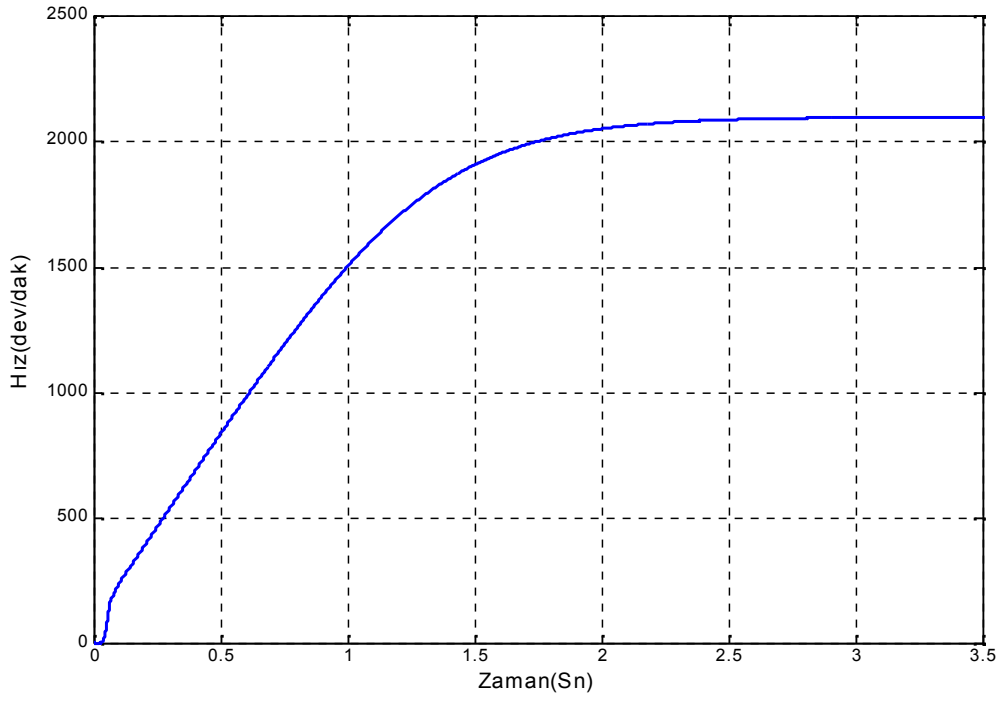
$$(f_s = 4.4\text{kHz}, f_0 = 70\text{Hz}, m_a = 0.9)$$



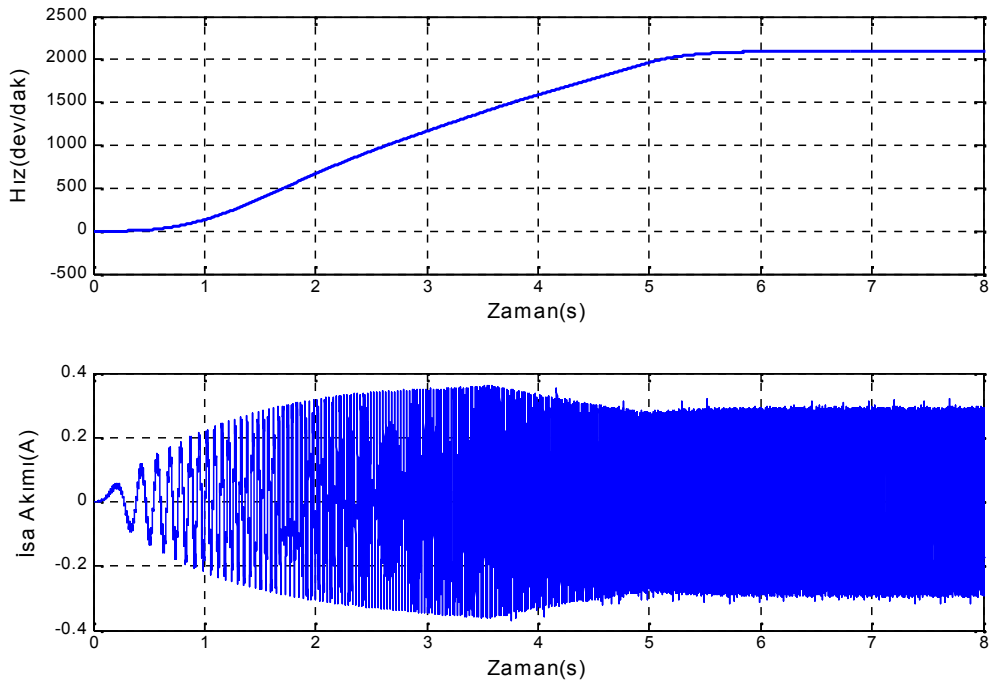
Şekil 5.54. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} Hat Akımları
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)



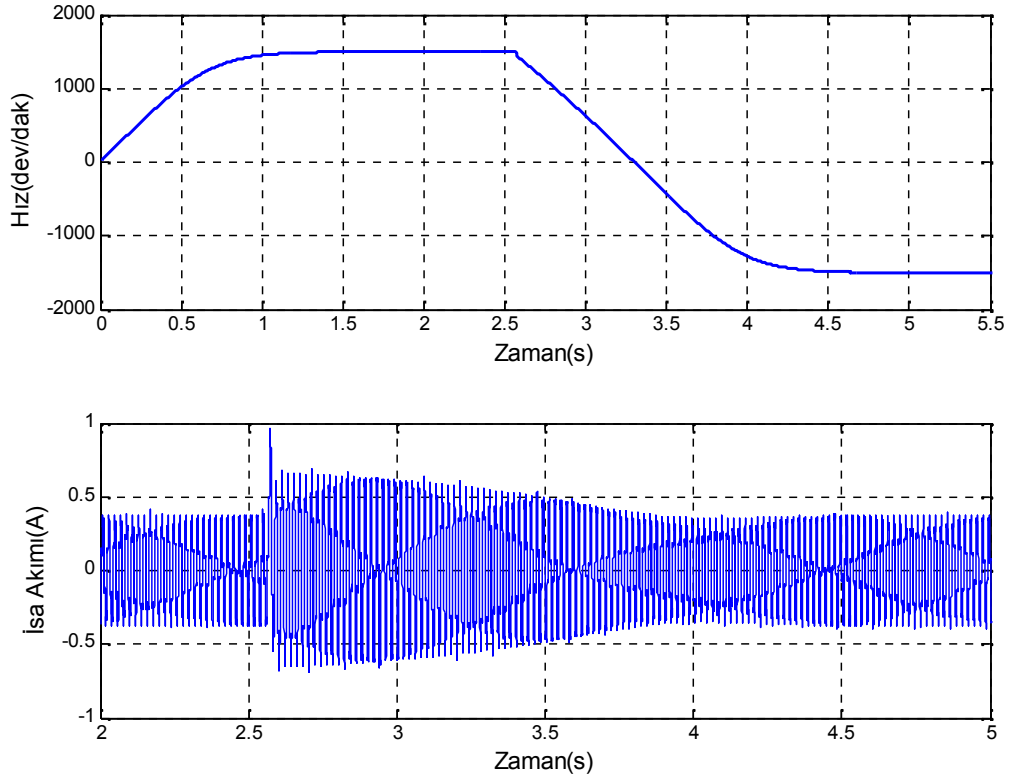
Şekil 5.55. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin V_{ab} Hat Gerilimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)



Şekil 5.56. Motor Yüklü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız Değişimi
($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{Hz}$, $m_a = 0.9$)



Şekil 5.57. Motor Yüklü V/f Kontrollü İki Seviyeli Uzay Vektör PWM İnverter İçin Hız ve i_{sa}
Değişimi ($f_s = 4.4\text{kHz}$, $f_0 = 70\text{ Hz}$)



Şekil 5.58. $f_0=50$ Hz iken Motor Ters Döndürüldüğünde Elde Edilen i_{sa} Akımı
($f_s=4.4$ kHz, $f_0=50$ Hz)

Şekil 5.53 ile Şekil 5.57 arasındaki simülasyon sonuçları, motorun $f_0=70$ Hz’de çalıştırılmasıyla elde edilmiştir.

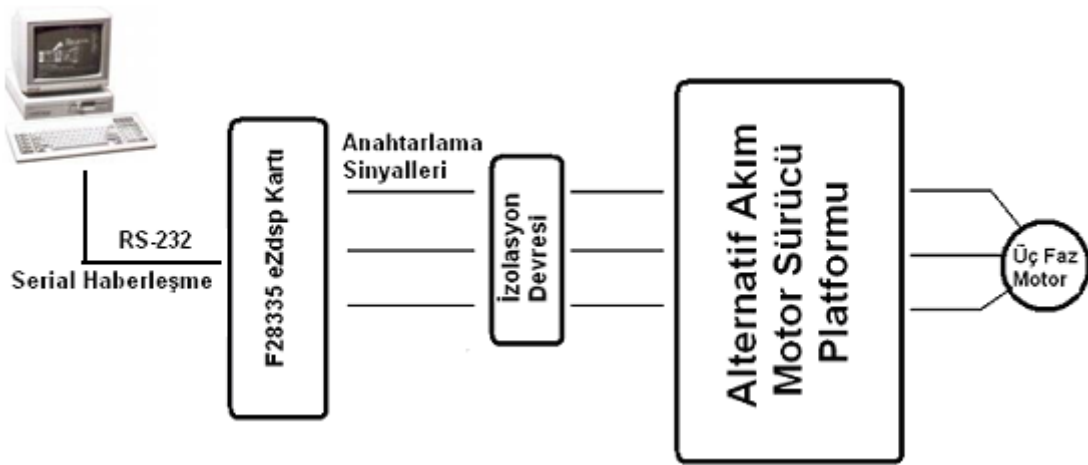
Şekil 5.53 dikkatlice incelenirse kalkış anında i_{sa} hat akımının frekansının ve genliğinin sürekli duruma geçinceye kadar arttığı görülmektedir.

Şekil 5.58’de motor 1500d/d ile dönerken ters yönde 1500d/d ile döndürüldüğünde akımın sürekli duruma geçinceye kadar arttığı görülmektedir.

6. ALTERNATİF AKIM MOTOR SÜRÜCÜ DÜZENEĞİNİN GELİŞTİRİLMESİ İÇİN TASARLANAN DEVRE VE DENEYSEL SONUÇLAR

6.1. Geliştirilen Donanım Platformu

Alternatif akım motor sürücü düzeneği için oluşturulan devrede ilk olarak AA motor sürücülerinin donanımsal gereksinimleri belirlenmiş ve platformda güvenlik ve koruma üst seviyede ele alınmıştır. Şekil 6.1 tasarlanan sürücü sistemin blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 6.1. Alternatif Akım Motor Sürücü Düzeneği İçin Oluşturulan Donanım Düzeneği

Anahtarlama sinyalleri için “Texas Instruments” firması tarafından geliştirilen işaret işleme ve sistem kontrol alanının da yeni ve güçlü bir işlemci olan TMS320C2000-F28335 eZdsp DSC kartı kullanılmıştır[17]. Şekil 6.2 ‘de tasarımda kullanılan F28335DSC kartının fotoğrafı gösterilmektedir.

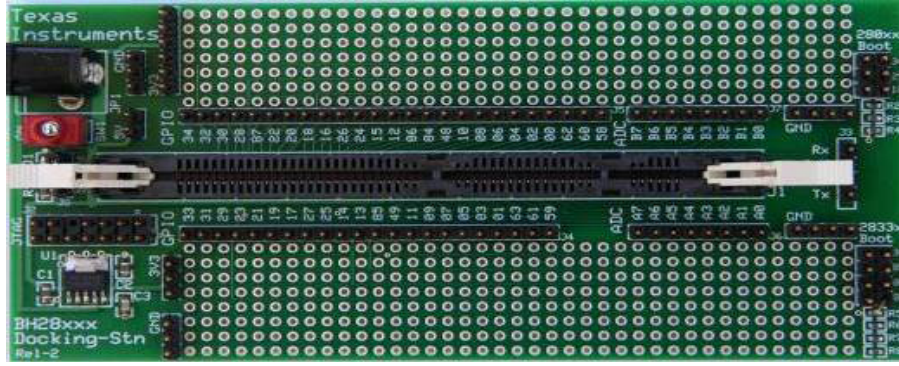


Şekil 6.2. F28335 eZdsp Kontrol Kartı

F28335 kontrol kartı 100 pinli olup DIMM (Dual In Line Memory Module) stil TMS320C serisi karttır. Bu kontrol kartının güvenli çalışması için “yaşam destek (clock, supply LDO, decoupling, pull-ups)” devreleri bulunmaktadır.

Barındırdığı bu devrelerin yanı sıra DSC kartı oldukça güçlü ve elektriksel olarak gürültülerden arınmış olup aşağıdaki özellikleri içermektedir;

1. Küçük boyutludur. (90 mm * 25 mm)
2. Bütün analog ve dijital giriş ve çıkış pinleri altın kaplamalıdır.
3. Besleme gerilimleri L ve C kullanılarak filtrelenmiştir.
4. ADC girişlerinde “Gürültü Filtresi” vardır.
5. RS232 seri bağlantı pinleri bulunmaktadır.
6. 6 adet PWM modül çıkışı bulunmaktadır.
7. 150 MHz çalışma frekansına sahip olup 30 MHz 'lik osilatör bulunmaktadır.



Şekil 6.3. F28335 eZdsp Docking Station Kartı

Şekil 6.3’de hızlı, küçük ve düşük fiyatlı F28335 kontrol kartlarını kullanmak için gerekli olan “Docking Station” kartının bir fotoğrafı gösterilmektedir. F28335 kontrol kartı dikey olarak üzerine takılır. Direkt olarak USB’ den beslenerek hem veri hem de gerekli olan DC gerilim USB’den sağlanır. Ayrıca 5 V ve 3V gerilimleri çıkış pinleri vasıtasıyla alınabilmektedir. Analog-dijital çıkışları, PWM ve RS232 çıkış pinleri bu kartta yer almaktadır.

TMS320C2000 DSC kartını kullanıma hazırlamak için aşağıdaki sıra takip edilmelidir;

1. İlk olarak temin edilen DSP ile birlikte gelen cd'yi bilgisayara takarak "Code Comprasion Studio"nun yüklenmesi gerekmektedir. Yükleme tamamlandıktan sonra "Code Comprasion Studio Setup" açılarak kullanılacak olan board 'ın modeli seçilmelidir.
2. Tüm yüklemelerden sonra Matlab açılır. Matlab' da ekrana "c2000lib" yazılır. Burada amaç Matlab / Simulink ' te kullanacağımız kontrol kartına ait kütüphanenin oluştuğunu görmektir.
3. Daha sonra yine ekrana "ccsboardinfo" yazılır. Burada amaç Matlab'ın kartı tanıyıp tanımadığını görmektir.
4. Matlab / Simulink'te yapacağımız tüm modeller "discrete-time" ve "no continuous states" olmalıdır.
5. Matlab/Simulink'te File > New > Model seçilir. Daha sonra library 'den kullanacağımız board sürüklenerek yeni modele bırakılır. Bu alınır alınmaz ekranda otomatik olarak ayar yapılınsın mı diye bir soru belirir. Burada "yes" seçeneği seçilerek otomatik ayar yapılır.
6. Modeli tamamlandıktan sonra Tools> Real Time Workshop'un içinde "Build model" açılarak (Ctrl+ B) simulink'in otomatik olarak kodları oluşturması sağlanır.
7. Model oluştuktan sonra Matlab bir .pjt uzantılı dosya oluşturacaktır. Bu dosya "Code Comprasion Studio" açılarak Project> open' dan seçilir ve proje açılır.

6.2 Anahtarlama Sinyallerinin Üretilmesi İçin Geliştirilen Matlab/ SIMULINK Modeli

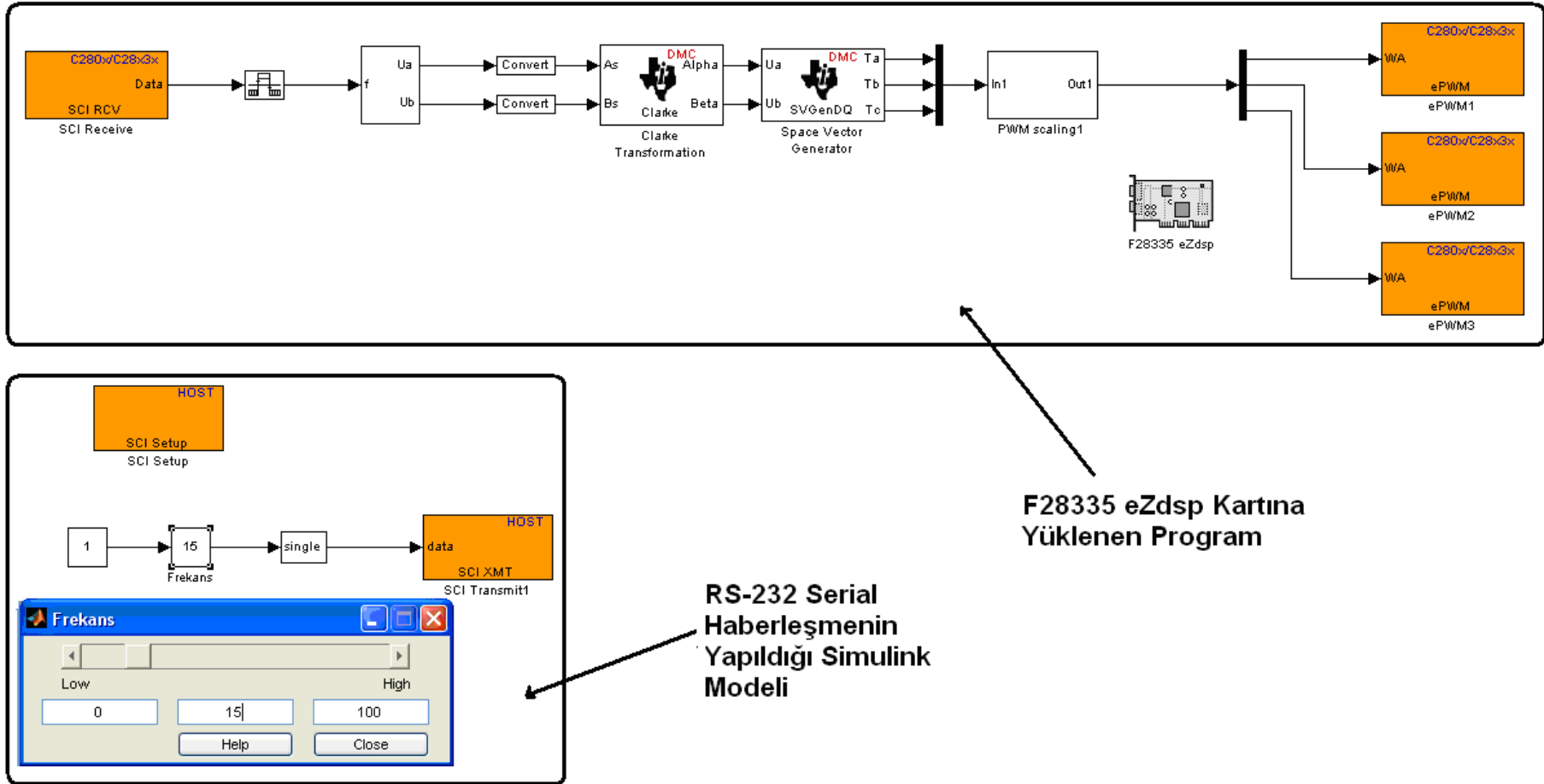
Oluşturulan simulink modelinde U_a ve U_b referans gerilimleri düşünülerek açık çevrim kontrol sağlanmaktadır. Referans gerilimler olan U_a ve U_b sinüs gerilimlerinin, frekansı değiştirilerek çıkış frekansı, genliği değiştirilerek çıkış genliği değiştirilmektedir.

Anahtarlama frekansı 4.4 kHz 'dir. SCI (Serial Communication Interface) haberleşme modülü kullanılarak DSC kartı ile bilgisayar haberleştirilerek çıkış frekansı değiştirilmektedir. SCI haberleşme için DSC kartı ile bilgisayarın RS-232 portu arasına seri kablo bağlanarak haberleşme sağlanmıştır. Kullanılan SCI modülünde aşağıdaki ayarlar seçilmiştir;

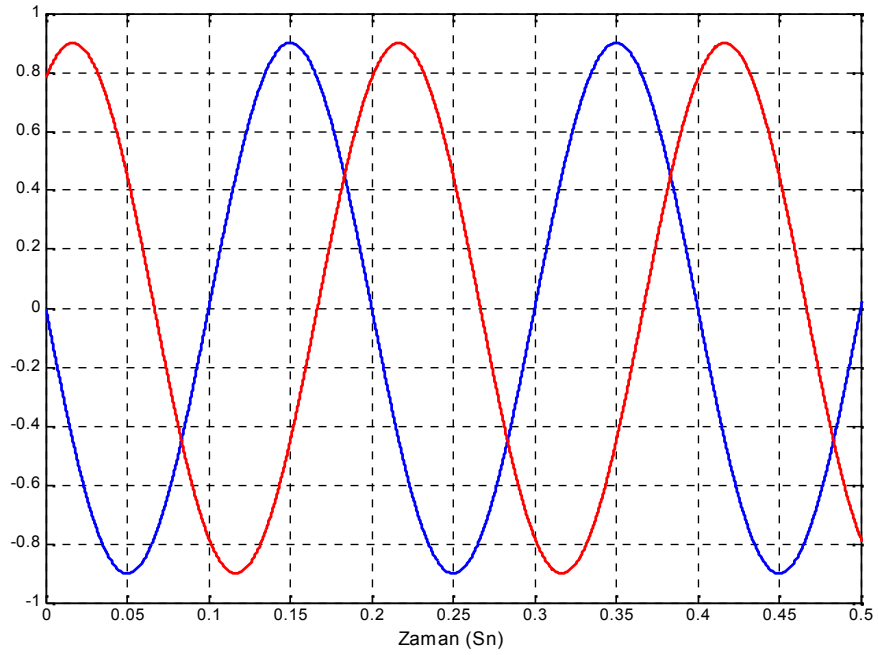
Baund Rate	: 38400
Stop Bits	: 1

Parity : None

Oluşturulan simulink modeli F28335 kontrol kartına yüklenerek PWM4, PWM5 ve PWM6 çıkışlarından uygun anahtarlama sinyalleri üretilir.

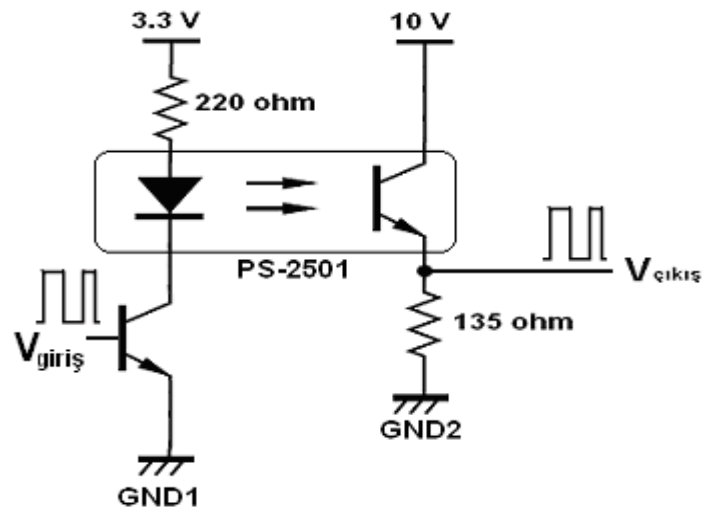


Şekil 6.4. Anahtarlama Sinyallerinin Üretilmesi İçin Oluşturulan Matlab/ Simulink Modeli



Şekil 6.5. U_a ve U_b Referans Gerilimleri ($f_0 = 5$ Hz ve $m_a = 0.9$)

DSP ile üretilen sinyaller koruma amacı ile Şekil 6.6'daki gibi bir izolasyon devresinden geçirilir. İzolasyon devresinde PS-2501 optocoupler'ı kullanılmıştır.

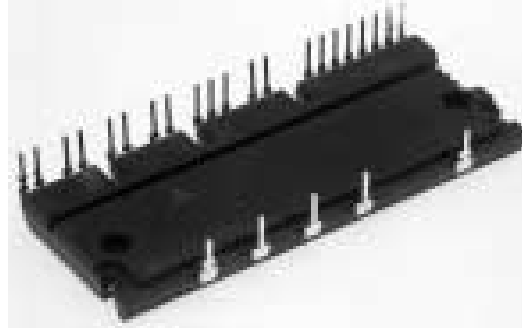


Şekil 6.6. PS 2501 Optocoupler İzolasyon Devresi

Bu devrede giriş sinyali bir transistör vasıtasıyla kuvvetlendirilerek optocoupler'ın giriş ucuna verilir. Bu uç lojik 1 olduğunda optocouplerdaki diyot iletme geçer ve çıkış ucunda yalıtılmış olarak giriş sinyalinin aynısı görülür. Kullanılan optocoupler PS- 2501'in iletme ve kesime girme zamanları oldukça küçüktür. Bu sayede giriş sinyali daha düzgün

bir şekilde çıkışta görülmektedir. Şekil 6.6 ‘daki devreden 6 adet yapılarak ortak topraklar ve gerilimler birleştirilir ve optocouplerlerin çıkışı IPM in bacaklarına verilir.

Kullanılan IPM’in modeli Mitsubishi PS21869- P/AP olup fotoğrafı Şekil 6.7’de gösterilmiştir[17].



Şekil 6.7. Mitsubishi PS21869 IPM

600V / 50A ‘lık üç fazlı inverter içeren bu güç modülünün iç yapısı ve çevre birimleri Şekil 6.8’ de gösterilmiştir.

High-side giriş sinyalleri minumun $2.5\text{ k}\Omega$ ‘luk pull-down direnci ile IPM’e bağlanmaktadır. Harici bir RC filtresi kullanıldığında, yeterli eşik geriliminin sağlanmış olduğuna dikkat edilmelidir.

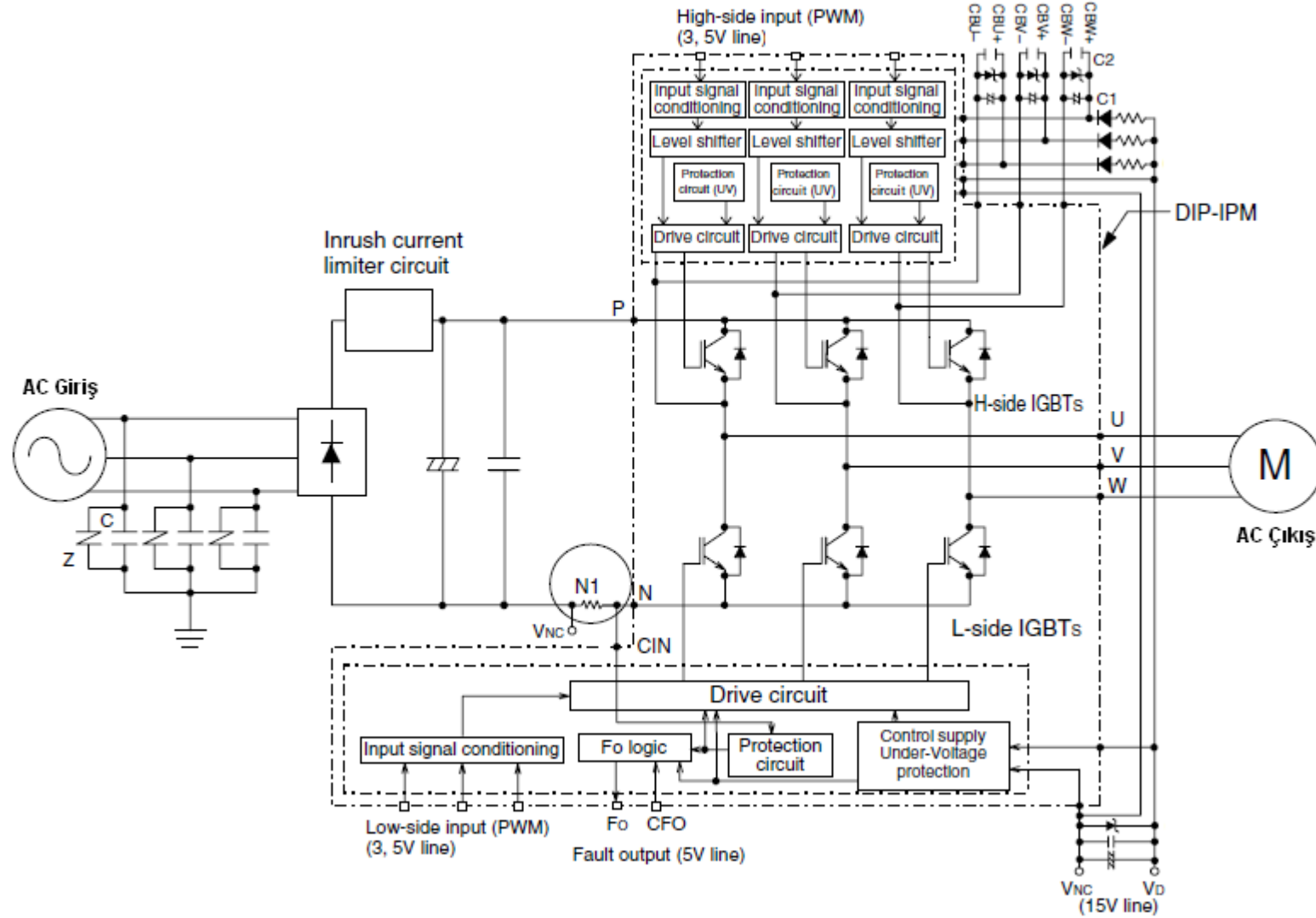
Low-side uçlarına gelen lojik sinyaller direkt olarak IPM’e bağlanır ve herhangi bir yalıtım devresi yoktur.

Fault out ucu $10\text{ k}\Omega$ ‘luk bir direnç ile 5V’luk kaynağa bağlıdır. Bu ucun sıfıra inmesi IPM’ de bir hata oluştuğunu gösterir. Fault out’un süresi CFO ve VNC terminalleri arasına yerleştirilen bir harici kapasite ile belirlenebilir.(Örnek:CFO=22nF ise tFO=1.8ms olur)

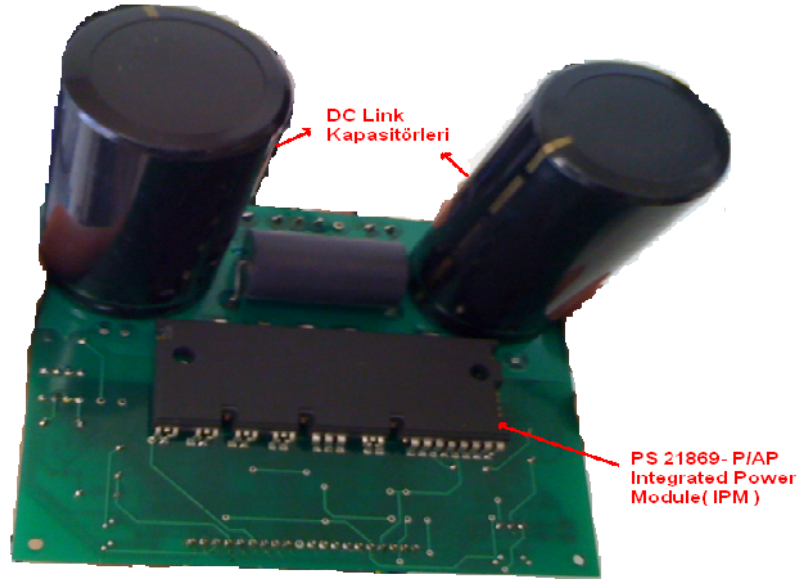
DC link kapasitörleri ile P ve N1 terminalleri arasındaki kablo IPM’i korumak için olabildiğince kısa tutulmalıdır. Koruma için küçük film tip snubber kapasitesi ($0.1\sim 0.22\mu\text{F}$) DC linkte P ve N1 arasına bağlanabilir.

Yüksek gerilimli ve hızlı düzelmeli(100ns den daha az) diyotlar bootstrap devresinde kullanılmalıdır. Gerilim kaynağı terminallerinde aşırı gerilim dalgalanmalarını önlemek için 24V/1W’lık bir zener diyot terminallerin yanına yerleştirilmelidir.

DC-link kapasitörlerinin şarj akımını sınırlaması için “Inrush Current Limiter” devresi kullanılmalıdır.



Şekil 6.8. IPM'in İç Yapısı Ve Çevre Birimleri



Şekil 6.9. IPM ve DC Link Kapasitörlerini İçeren Devrenin Fotoğrafı

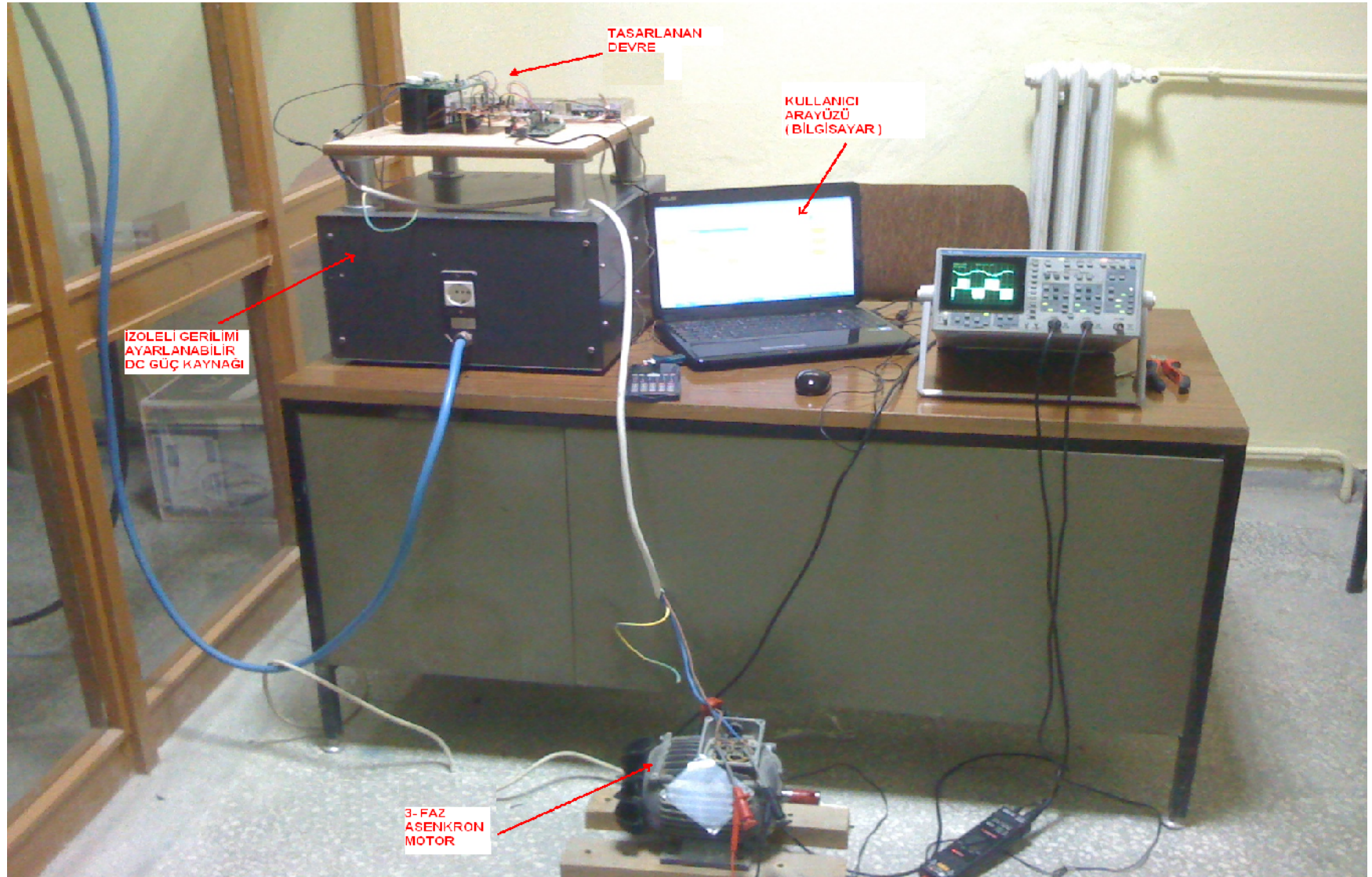
Şekil 6.10 ORCAD programında tasarlanan uygulama devre şemasını göstermektedir. Tasarlanan bu şema karta bastırılarak elektronik elemanlar üzerine lehimlenmiştir.

Bu devrede P N terminalleri arasında doğrultulmuş DC link gerilimini düzeltmek için 600V/1500 μF 'lık 2 adet kondansatör kullanılmıştır. Ayrıca buna ek olarak 2000V/0.1 μF snubber kondansatörü kullanılmıştır. DC link kondansatörlerinin deşarj olması için 5 k Ω , 5W'lık taş dirençler paralel bağlanmıştır. Devre içerisindeki entegreleri beslemek için gerekli olan 5 voltluk gerilim, +15 V ' dan 7805 entegresi ile elde edilmiştir. 5V elde edilirken C27, C28, C29, C30 kapasiteleri tarafından giriş ve çıkış gerilimleri filtrelenmiştir. Şekil 6.8'de görüldüğü gibi kontrolörden gelen sinyaller IPM'e uygulanmaktadır. U_p , V_p , W_p ve U_N , V_N , ve W_N PWM giriş sinyalleri 22nf ve 100nf'lık kondansatörler ile filtrelenmiştir. Devrenin girişinde 5V, 15V ve DSC kartının aktif olduğunu gösteren mavi, yeşil ve kırmızı led'ler kullanılmıştır.

DC-link kapasitörlerinin şarj akımını sınırlaması için "inrush current limiter (ICL_B57364)" kullanılmıştır. Gerilim kaynağı terminallerinde aşırı gerilim dalgalanmalarını önlemek için 24V/1W'lık US1J zener diyot kullanılmıştır.

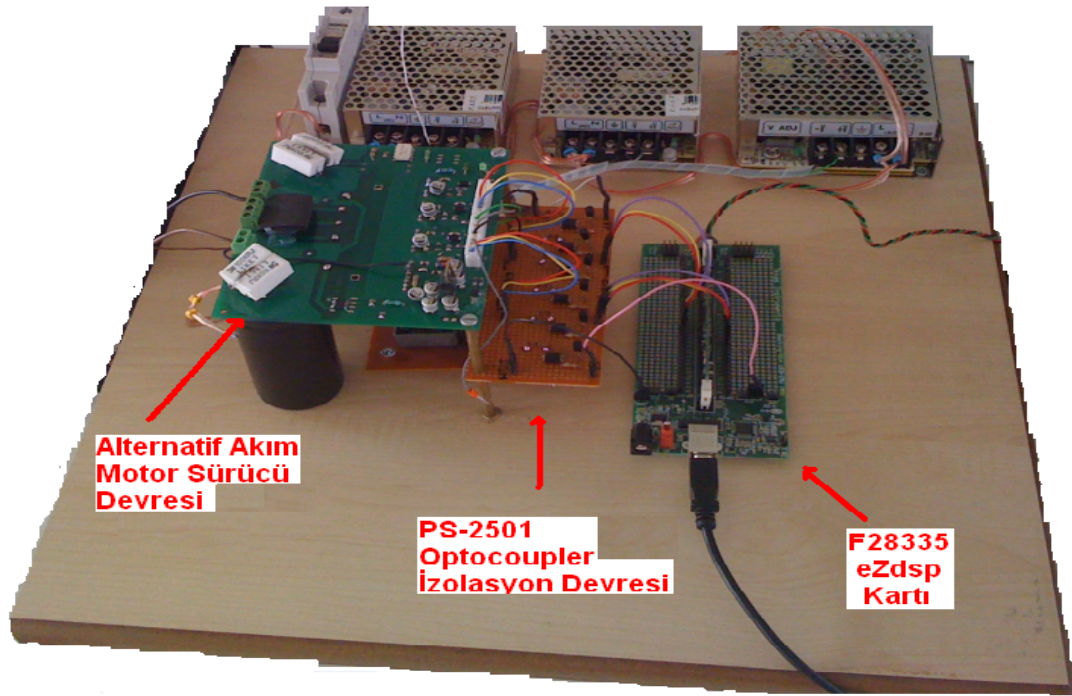
HCPL7840, izoleli analog gerilim okuma devresidir. MAX 4462 ise bir opamp'tır. Ayrıca kısa devre koruması olarak ACS712 entegresi kullanılmıştır. Devrede kullanılan diyotlar hızlı düzelmeli diyotlardır.

Şekil 6.10. Devre Şeması



Şekil 6.11. Tasarlanan Sürücünün Fotoğrafi

Şekil 6.11’de görüldüğü gibi bilgisayarın seri portu ile DSC kartı arasına yerleştirilen bir RS-232 kablosu bulunmaktadır. Bilgisayardan sağlanan haberleşme ile çıkış frekansı değiştirilmektedir. DSC’den alınan anahtarlama sinyalleri izolasyondan geçirilerek IPM ‘in girişine verilmektedir. IPM çıkışından 3 fazlı çıkış elde edilmektedir. IPM çıkışına bir asenkron motor bağlanarak motor akım ve gerilim değişimleri osiloskoptan gözlemlenmiştir.



Şekil 6.12. Pratik Devre Düzeneği

6.3 Deneysel Sonuçlar

Yük olarak kullanılan asenkron motor üçgen bağlı olup, motor akımını sabit tutmak için V/f kontrolü gerçekleştirilmiştir.

$$\frac{Gerilim(V)}{Frekans(f)} = Sabit$$

Eğer frekans ile orantılı olarak gerilim değiştirilirse bunun sonucunda sabit bir motor akımı elde edilir. Bu oran aynı zamanda hava aralığı akısının da bir ifadesi olduğundan sonuçta sabit V/f ile çalışma motorun sabit bir moment üretmesine neden olacaktır.

Yüksek frekanslarda V/f'i sabit tutmak için motora uygulanabilecek maksimum gerilimin üzerine çıkılacağından dolayı V/f oranı sabit tutulamaz. Örneğin 50 Hz'lik bir motorun çalışma gerilimi 380 V iken bu motorun frekansı 75Hz (1.5 kat) çıkarıldığında gerilimi de V/f oranını sabit tutmak için arttırılamaz. Arttırıldığı takdirde motor yanacaktır. Bu yüzden yüksek frekanslarda V/f oranı düşeceğinden; motorun hava aralığı akısı azalacak ve dolayısıyla motorun üreteceği moment de azalacaktır.

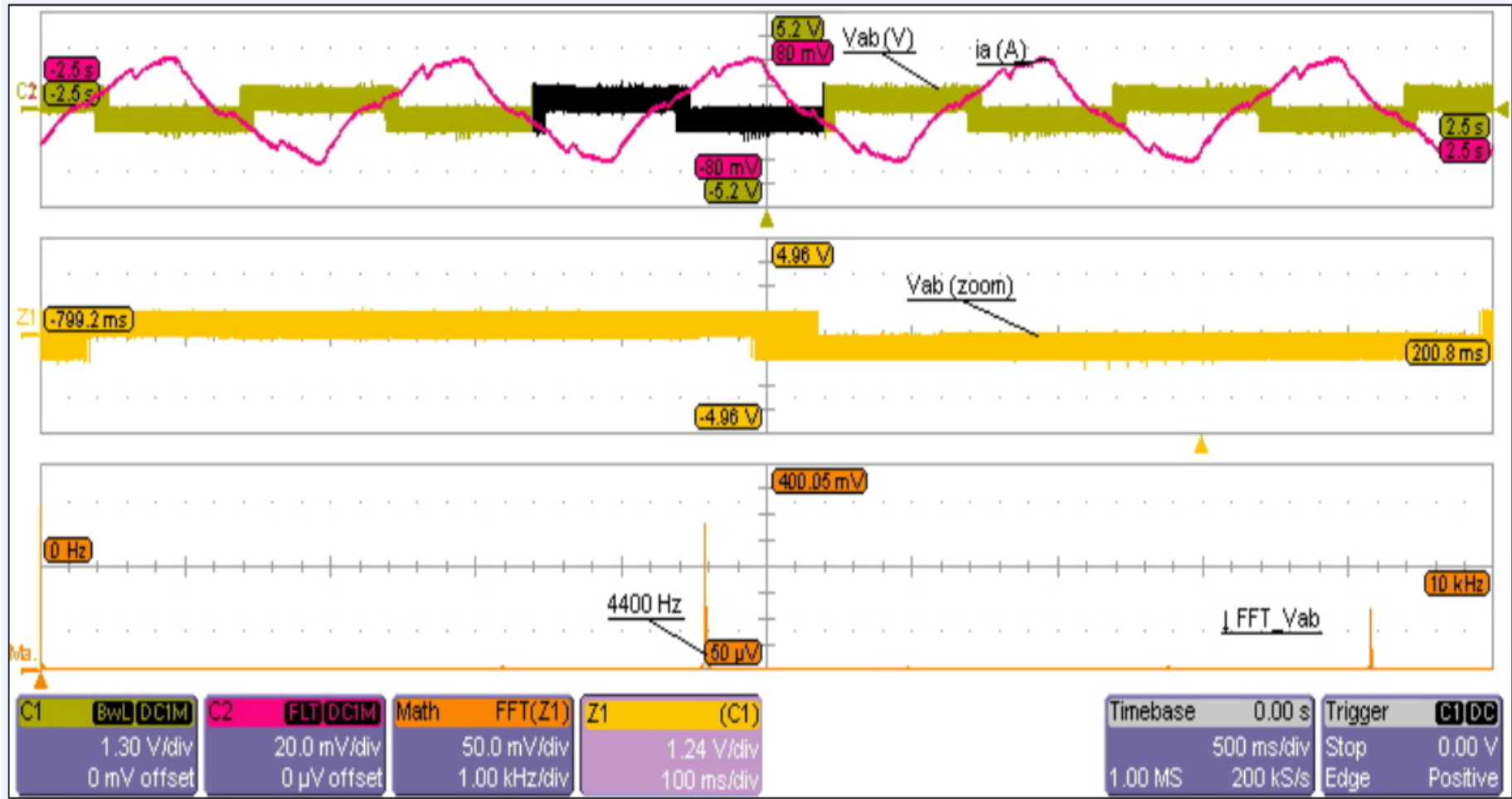
Düşük frekanslarda motora uygulanan gerilim V/f oranını sabit tutmak için azaltılacağından R stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü ($I \cdot R$) motora uygulanan gerilimin yanında ihmal edilmeyecek bir seviyeye ulaşır. Bu da motora sağlanan akımı azaltacağından motorun kalkış performansını etkileyecektir. Düşük hızlardaki bu dezavantajı gidermek için motora uygulanan gerilim, stator sargı direncindeki gerilim düşümünü kompanze edecek oranda arttırılır. Bu olaya “**Voltage Boost**”(Gerilim Yükseltimi) denilir.

Deneyisel sonuçlar alınırken $V/f = 4$ kabul edilmiş olup $V=200$ volt, $m_f=0.9$ $f=50$ Hz için bu oran sağlanmıştır. $f=25$ Hz iken $m_a=0.45$, $f=10$ Hz için $m_a=0.18$...v.b. olacaktır.

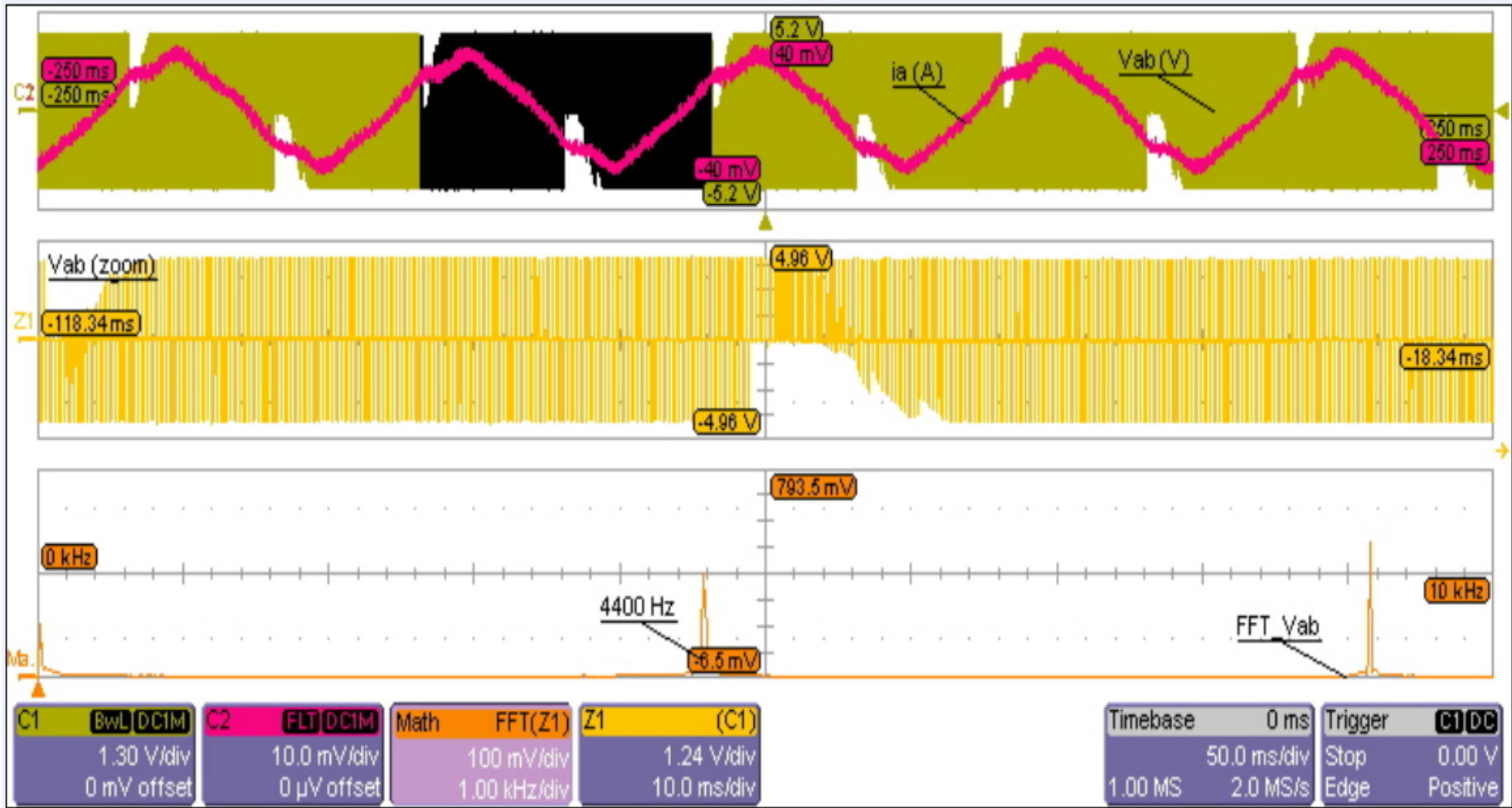
Ayrıca deneyisel sonuçlar alınırken aşağıdaki eşitlikler göz önüne alınmalıdır;

$$1 V = 1000 d / d$$

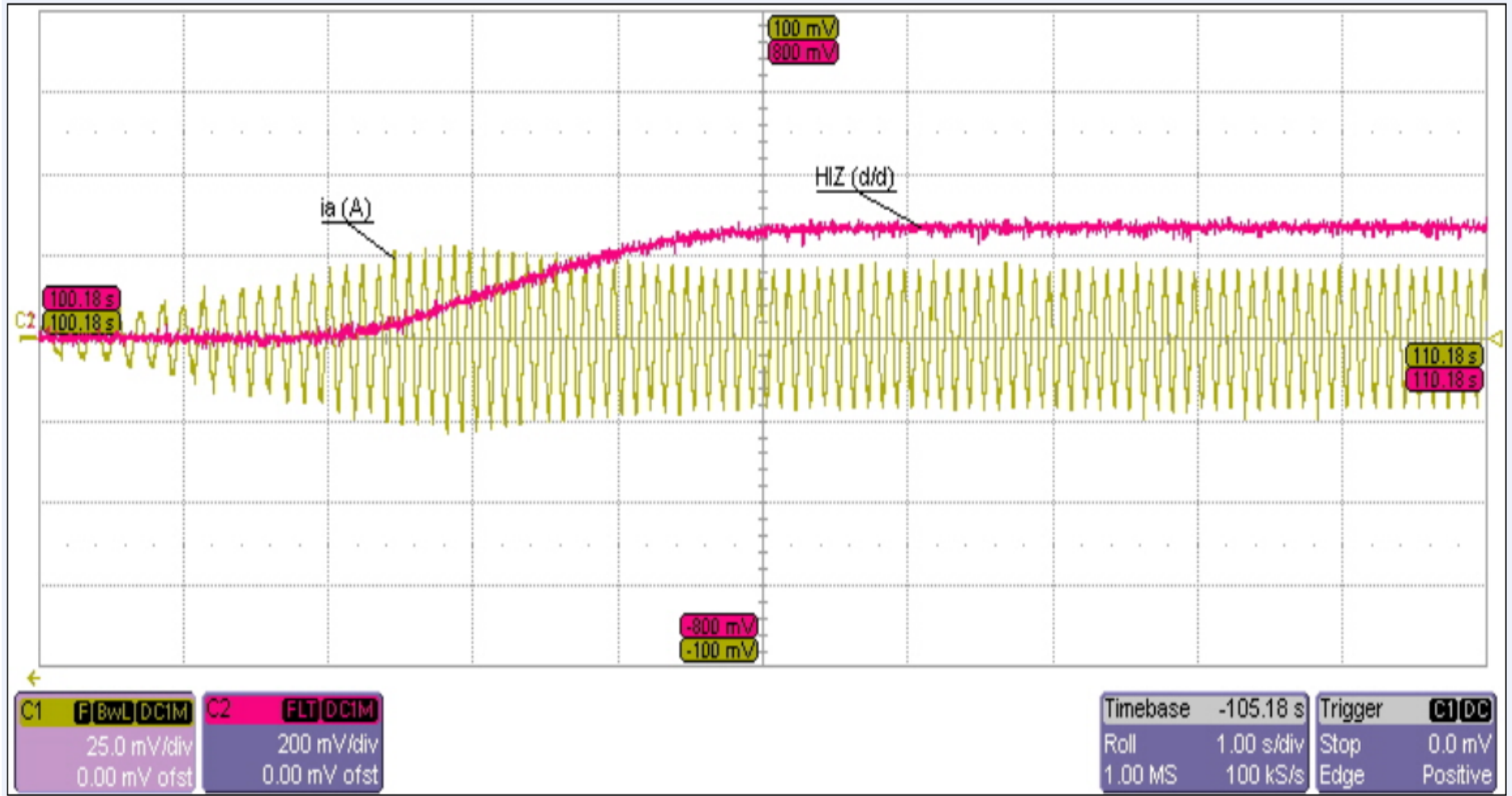
$$100 mV = 1 A$$



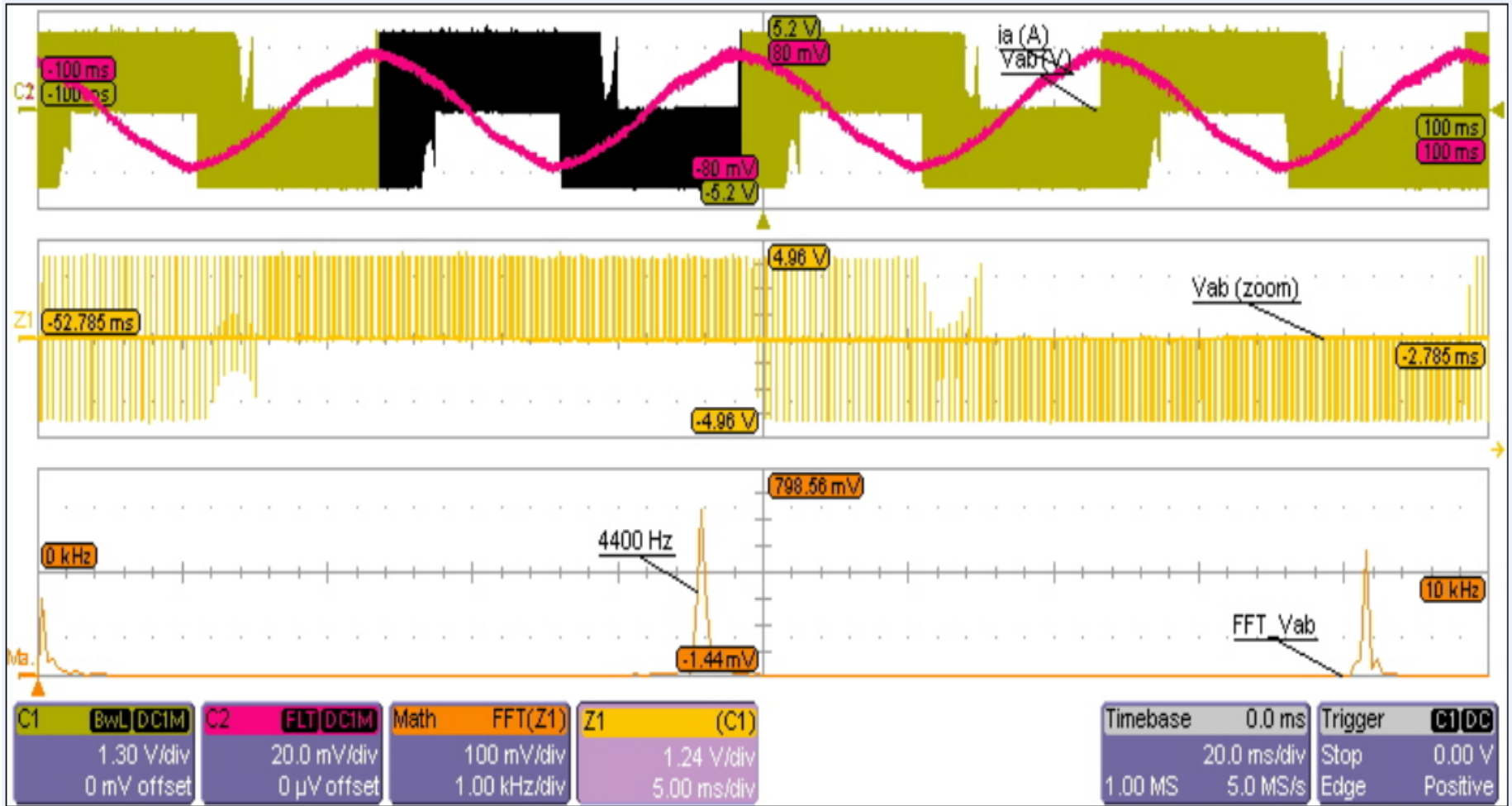
Şekil 6.13. $f = 1$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi



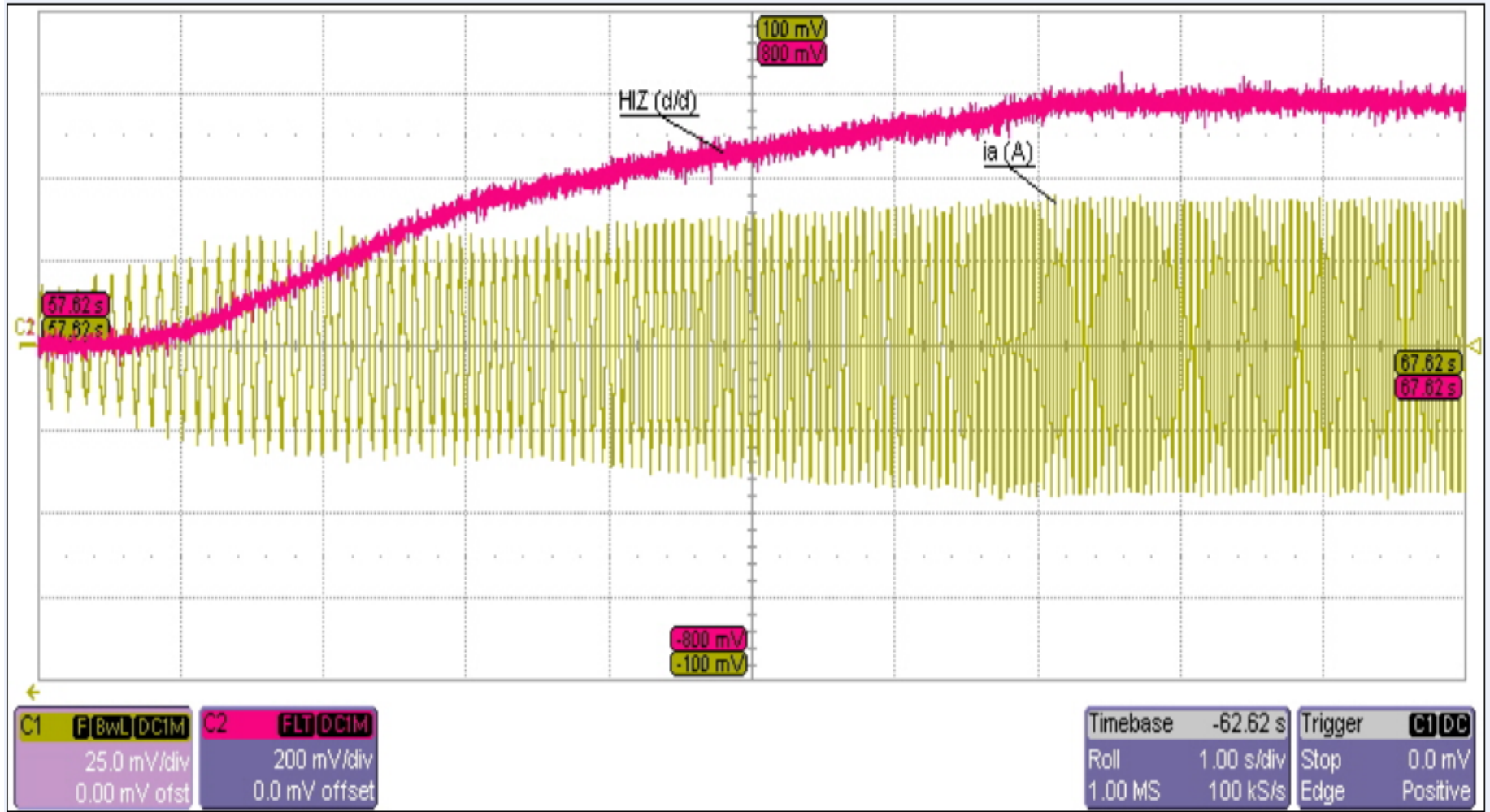
Şekil 6.14. $f = 10$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi



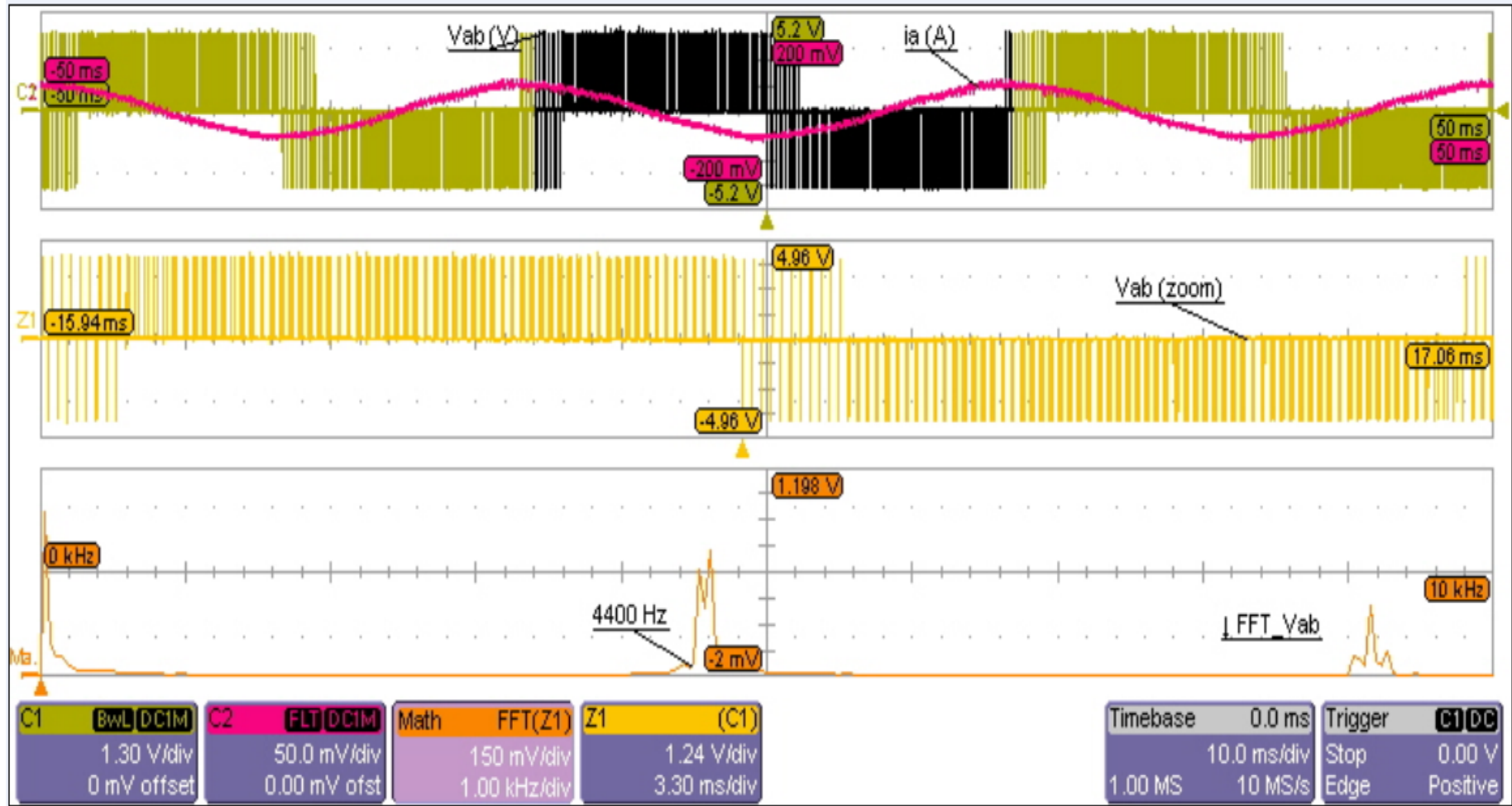
Şekil 6.15. $f = 10$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi



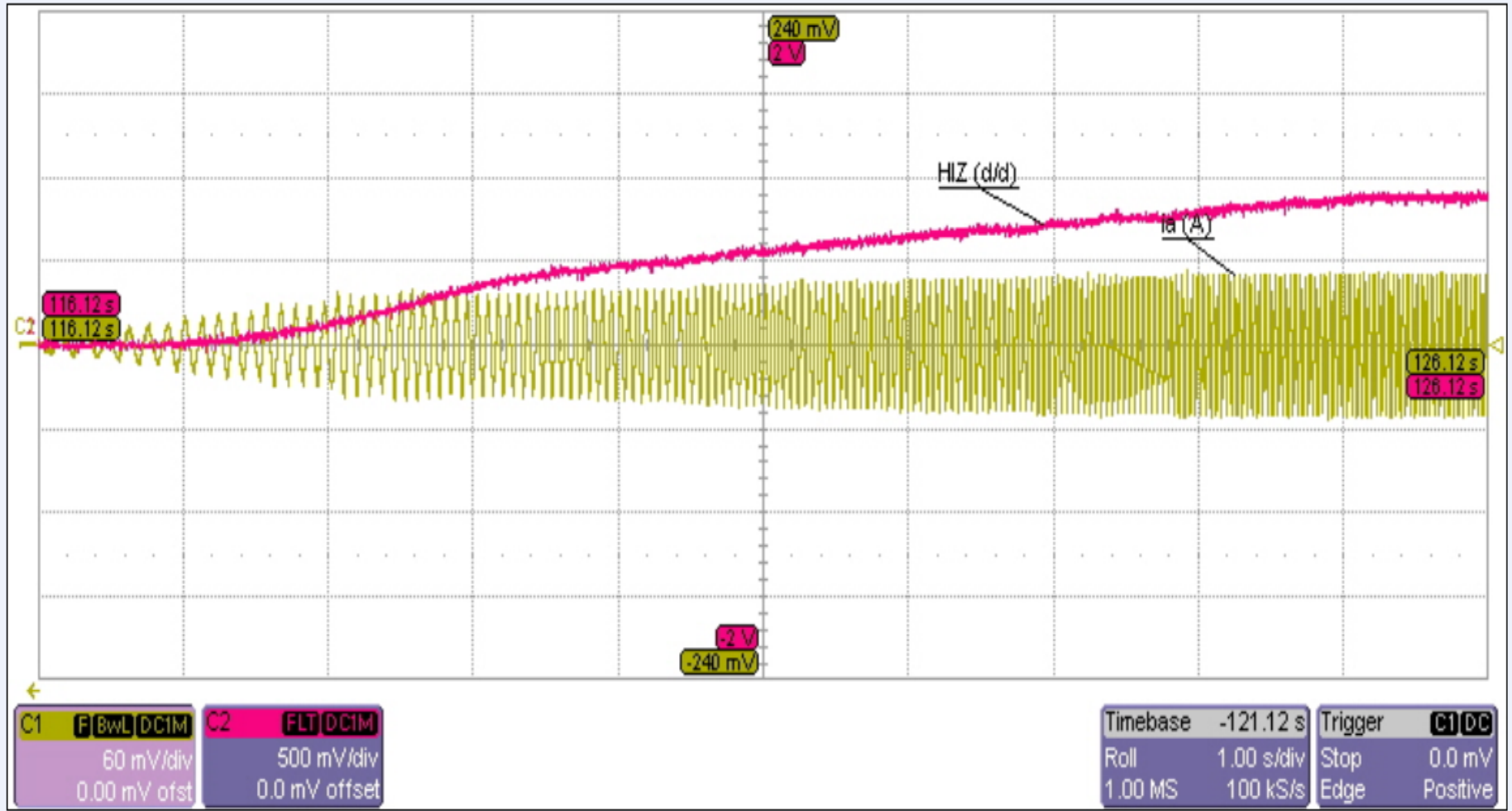
Şekil 6.16. $f = 20$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalgı Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi



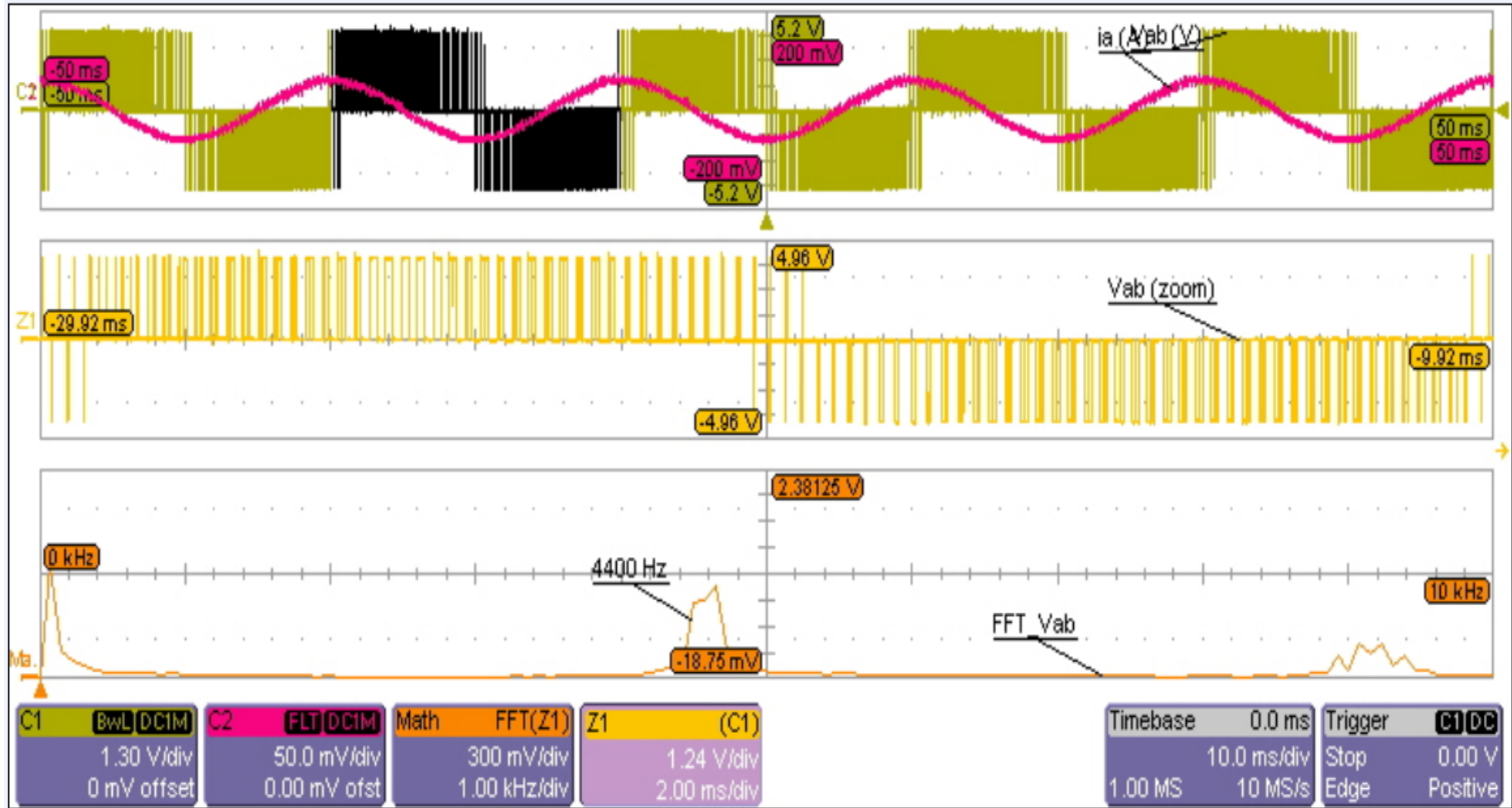
Şekil 6.17. $f = 20$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi



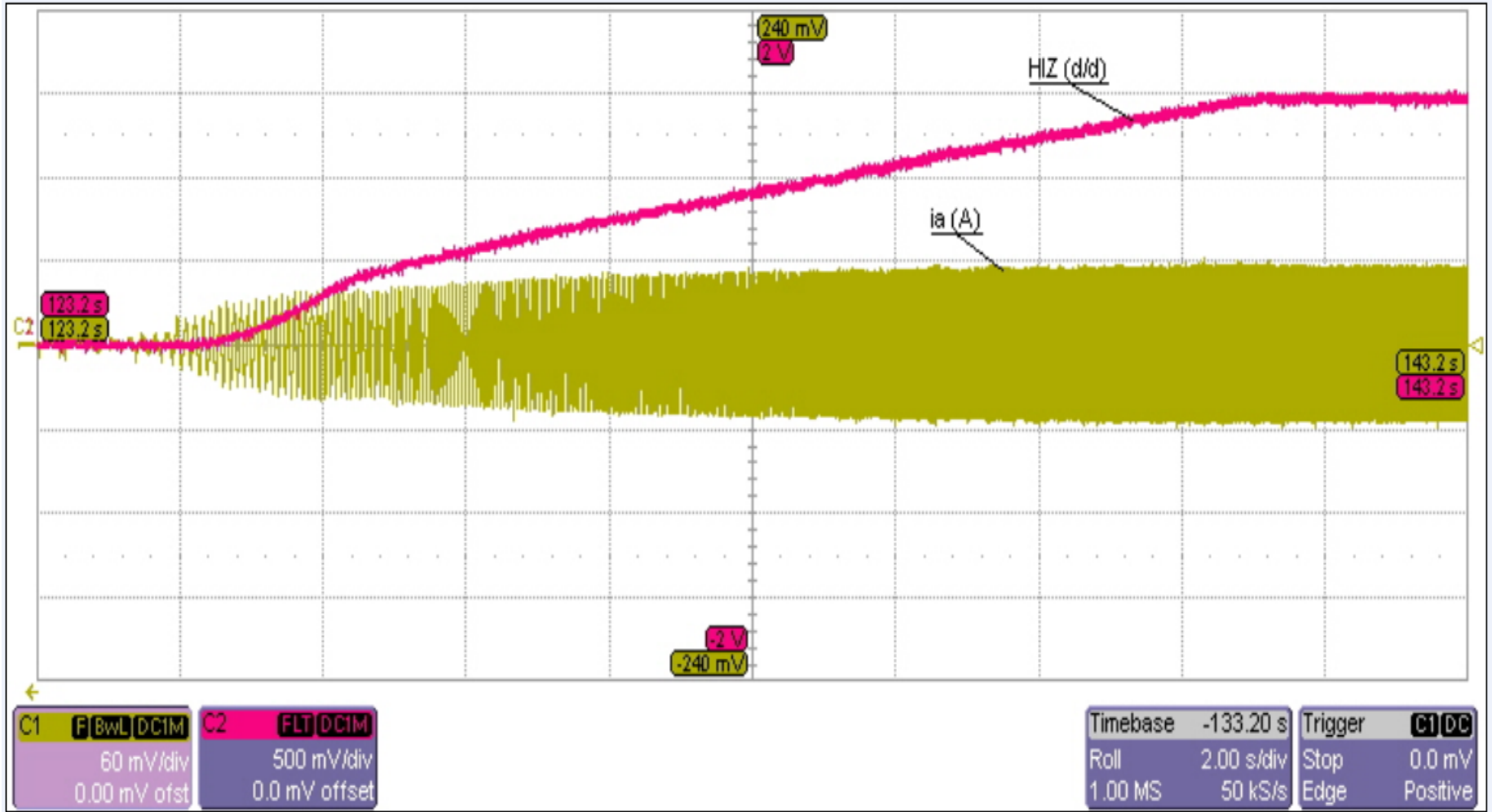
Şekil 6.18. $f = 30$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalgı Şekılleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi



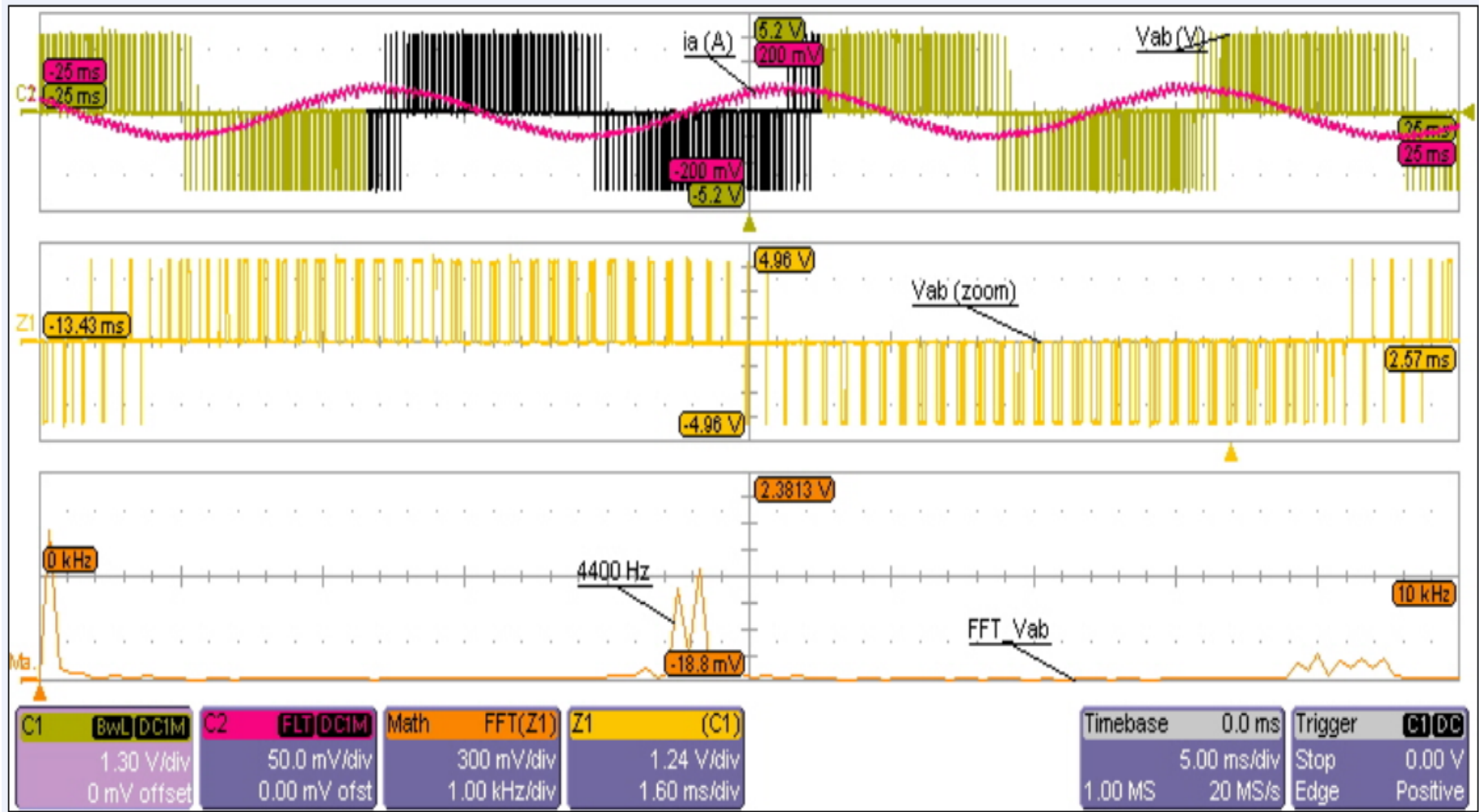
Şekil 6.19. $f = 30$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi



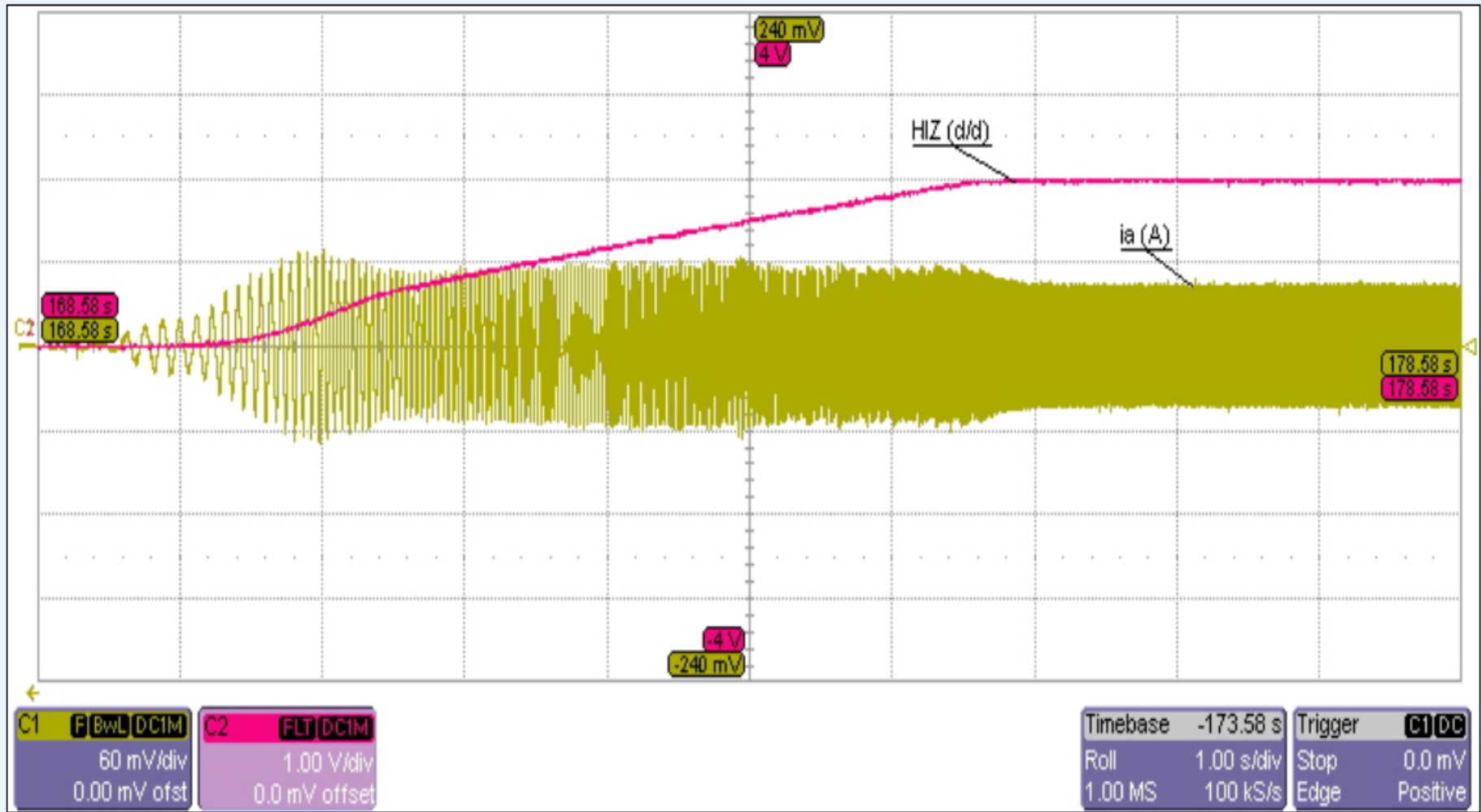
Şekil 6.20. $f = 50 \text{ Hz}$ 'de V_{ab} , I_a Dalgı Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi



Şekil 6.21. $f = 50$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi



Şekil 6.22. $f = 70$ Hz'de V_{ab} , I_a Dalga Şekilleri ve V_{ab} Geriliminin FFT Analizi



Şekil 6.23. $f = 70$ Hz'de Hız ve I_a Değişimi

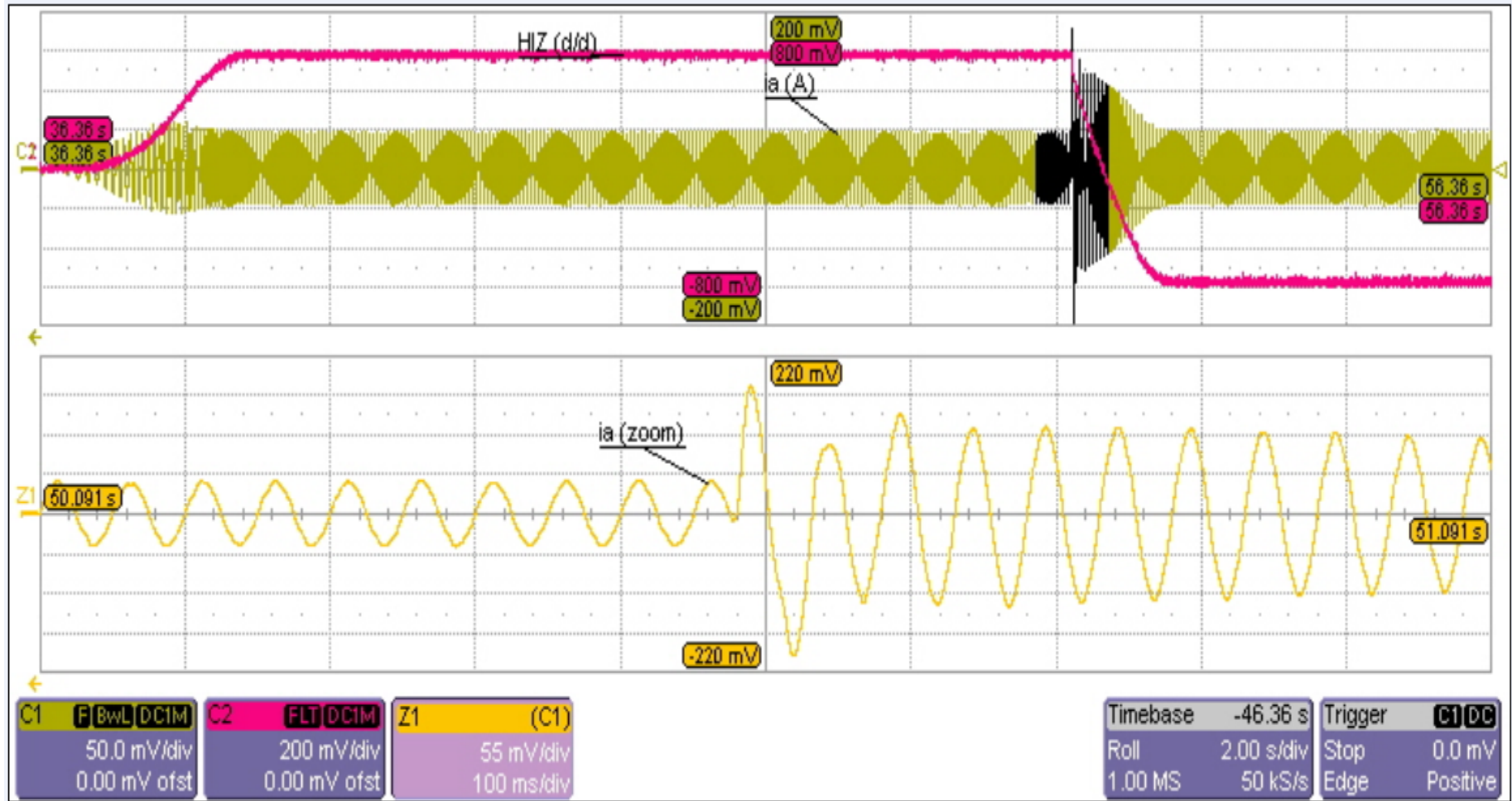
Şekil 6.22’de 70 Hz’lik bir inverter çıkış frekansı için motor hat akım, gerilim dalga şekilleri ile hat geriliminin frekans spektrumu gösterilmiştir. Benzer sonuçlar 50 Hz, 30 Hz, 20 Hz ve 10Hz için sırasıyla Şekil 6.20, Şekil 6.18, Şekil 6.16 ve Şekil 6.14’de gösterilmiştir. Motor akım dalga şekillerinin oldukça düzgün olduğu görülmekte ve ana harmoniğe en yakın baskın harmoniklerin $4,4\text{ kHz}$ ’lik anahtarlama frekansı civarında olduğu frekans spektrumunda görülmektedir. $f=1\text{ Hz}$ ’de motora uygulanan gerilimin çoğu stator sargı direnci üzerine düşeceğinden motor kalkış yapmakta zorlanacaktır. Bu durumu düzeltmek için voltage boost yapılarak modülasyon indeksi artırılmış ve dolayısıyla uygulanan gerilimde artırılarak motorun daha kolay bir şekilde yol alması sağlanmıştır.

Şekil 6.24’da motora uygulanan frekans; ilk önce sabit bir eğimle 0 Hz ’den 50 Hz ’e ardından 50 Hz ’den 0 Hz ’e ve 0 Hz ’den ters yönde 50 Hz ’e çıkarılarak I_a akım dalga şekli gözlenmiştir. Şekil 6.19(b) devir yönünün değiştiği aralığı detaylı olarak göstermektedir. Bu sonuç dikkatlice incelendiğinde motorun I_a akımının ters yönde dönerken fazını değiştirdiği görülecektir.

Şekil 6.25’de motora uygulanan frekans 20 Hz ’den -20 Hz ’e ani(step) olarak değiştirilmiştir. Bu durumda motor sabit 20 Hz ’lik bir frekansla dönerken ters yönde 20 Hz ’lik bir frekans uygulanarak hızı aniden yön değiştirmiştir. Rotor akımı dikkatlice incelendiğinde motor I_a akımının faz değiştirdiği ve geçici rejimde akımın arttığı sonra tekrar eski değerine ulaştığı gözlenmiştir.



Şekil 6.24. Motorun Yön Değişimi Sırasında I_a Akımı ($f=50\text{Hz}$)



Şekil 6.25. $f = 20$ Hz'de iken Motor Ters Döndürüldüğünde Elde Edilen I_a Akımı

7.SONUÇLAR

Bu tezde ucuz maliyet ile herkes tarafından(öğrenci, laboratuvar) kullanılabilecek V/f kontrollü inverter motor sürücüsü yapılmıştır. Kontrolör olarak ucuz bir DSC kullanılarak anahtarlama sinyalleri üretilmiştir. DSC ile bilgisayar arasında seri iletişim kullanılarak herkesin kendi bilgisayarıyla (benzetim programı varsa) motor sürücü sisteminin kontrol edilebilmesi sağlanmıştır ve tasarlanan sürücü düzeneği piyasa değerinden %50 daha ucuza mal olmuştur.

İlk olarak tek fazlı ve üç fazlı inverterlere genel bir bakış yapılmıştır. İlk olarak tek fazlı inverterler anlatılarak konuya giriş yapılmış daha sonra üç fazlı inverterler anlatılmıştır. Üçüncü bölümde inverterlerde kullanılan darbe genişlik modülasyon teknikleri, çalışmaları ve birbirine göre avantaj ve dezavantajları verilmiştir. Daha sonra iki seviyeli UVDGM tekniği üzerinde durulmuştur.

Bilindiği gibi sinüsoidal darbe genişlik modülasyon tekniğinin gerçek zamanda uygulaması oldukça güçtür. Bu nedenle yeni darbe genişlik modülasyon teknikleri geliştirilmiştir. Günümüzde UVDGM tekniği, mikroişlemci tekniğinin ilerlemesiyle oldukça yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. UVDGM tekniği ile çıkış gerilimi istenilen değerlere ayarlanmaktadır ve mikroişlemciler yardımıyla oldukça kolay bir şekilde uygulanabilmektedir. UVDGM tekniğinde modülasyonda ulaşılabilen maksimum çıkış gerilimi, inverter kapasitesinin %90,6'sının kullanılmasını sağlamaktadır. Aynı zamanda bu modülasyon tekniği geliştirilerek inverter kapasitesinin tamamı kullanılabilir.

Bu tezde iki seviyeli uzay vektör PWM inverterin MATLAB/Simulink modeli oluşturulmuştur. İlk olarak sabit R-L yükü için, değişik çalışma şartlarında iki seviyeli UVDGM tekniğinin benzetimi yapılmıştır. Bu benzetimlerin sonucunda; modülasyon indeksinin büyük değerlere ulaştığı görülmüştür.

Daha sonra bir asenkron motor yükü için UVDGM tekniğinin benzetimi yapılmıştır. Bu benzetim sonuçlarında UVDGM tekniği ile daha geniş bir çalışma aralığı elde edildiği görülmüştür. Bunun yanı sıra modülasyon indeksi ve çıkış frekansının değerinin artmasıyla beraber, motorun sürekli duruma ulaşma süresinin ve hızının arttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca akım dalga şekillerinin oldukça sinüsoidale yakın olduğu gözlemlenmiştir. Bunun yanı sıra modülasyon indeksinin büyük olduğu çalışma şartlarında V_{ab} hat geriliminin üç seviyeye ulaştığı gözlemlenmiştir.

Tasarlanan devrede motor akım ve gerilimleri incelendiğinde benzetim sonuçları ile benzer sonuçlar alındığı görülmüştür. Bu durum oluşturulan algoritmanın ve tasarlanan devrenin düzgün olarak çalıştığını açıkça göstermektedir. Özellikle motor akım dalga şekillerinin $f = 70 \text{ Hz}$, $f = 50 \text{ Hz}$ ve $f = 30 \text{ Hz}$ 'lik çalışmalarda oldukça düzgün olduğu görülmektedir. Bu durum motor uygulanan gerilimin bir sonucudur. Uygulanan gerilimin değeri düştükçe düşük frekanslarda motor akım dalga şekilleri bozulmaktadır. V_{ab} geriliminin harmonik spektrumu incelendiğinde ana harmoniğe en yakın baskın harmoniklerin 4.4 kHz dolaylarında olduğu açıkça görülmektedir. Bunun sebebi anahtarlama frekansının 4.4 kHz olmasıdır.

Motor hava aralığı akısını sabit tutmak için V/f kontrolü yapılmıştır. Düşük frekanslarda motor kalkış yapmakta zorlanmıştır. Bunun sebebi stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü fazla olmasıdır. Bu durumu kompanze etmek için voltage boost yapılarak motorun rahat bir kalkış yapması sağlanmıştır.

Motor sabit bir frekansta $f = 20 \text{ Hz}$ dönerken ters yönde döndürüldüğünde motor akımının fazının yön değiştirdiği ve geçici rejimde rotor akımının artış gösterdiği sonra tekrar eski değerine ulaştığı görülmektedir. Bu durum motorun frenleme yapıp tekrar ters yönde yol almasından kaynaklanmaktadır. Motorun dönüş yönü sabit bir eğimle sağlandığında akımın değerinin sabit olduğu görülmüştür. Bu durum V/f kontrolünün bir sonucudur. Sonuç olarak düşük anahtarlama frekansına rağmen oldukça kaliteli dalga şekillerinin elde edilebileceği benzetim ve deneysel sonuçlarla gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **N. Mohan, W. P. Robbin, and T. Undeland**, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”, 2nd ed. New York: Wiley, pp.341–350, 1995.
- [2] **Sünter, S.**, “Güç Elektroniği Ders Notları”, Fırat Üniversitesi., Sayfa 4-8, 2006.
- [3] **Nabae A., Takahashi I., Akagi H.**, “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter, IEEE Transactions on Industry Applications”, Vol. 19 ,pp.1057-1069, 1993.
- [4] **Sirisukprasert, S., Jih-Sheng Lai, Tian-Hua Liu**, “Optimum Harmonic Reduction with a Wide Range of Modulation Indexes For Multilevel Converters”, Industry Applications Conference. Conference Record of the IEEE, Vol. 2 , pp. 56-60, October 2000.
- [5] **Hongyang W., Xiangning H.**, “Research on PWM Control of a Cascade Multilevel Converter” Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings. PIEMC 2000. The Third International, Vol. 2 , pp. 34-35 ,August 2000.
- [6] **Agelidis, V.G., Calais, M.**, “Application Specific Harmonic Performance Evaluation of Multicarrier PWM Techniques”, Power Electronics Specialists Conference, PESC 98, Vol.19, pp 13-14, May 1998.
- [7] **Patel H.S., Hoft R.G.**, “Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I-Harmonic Elimination”, Transactions on Industry Applications. Vol.IA-9. pp.1337-1345 , 1973.
- [8] **Rodriguez, J., Gonzalez, A., Weinstein, A.**, “ A Regenerative Cell with Reduced Input Current Harmonics for Multilevel Inverters”, Industry Applications Conference ,Vol. 1, , Sayfa.371-378.,2000.
- [9] **Tolbert, L. M., Habetler, T. G.**, “ Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method”, IEEE Annual Meeting , St Louis, Missoouri, Sayfa 1424-1431, Ekim 1998.
- [10] **Kang, Dae-Wook, Lee, Yo-Han, Suh, Bum-Seok, Choi, Chang-Ho, Hyun, Dong-Seok**, “ A Carrierwave-Based SVPWM Using Phase-Voltage Redundancies for Multilevel H-Bridge Inverter” Vol.1, pp.330-335, 1999.

- [11] **Datasheet Catalog**, “Implementing Space Vector Modulation With The ADMC300, Analog Devices Inc”, January 2000
- [12] **Zhou, K., Wang, D.**, “Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis”,IEEE Trans.Ind.Electron,Vol. 1 , pp 56-57 ,February 2002.
- [13] **M. H. Rashid** , “Power Electronics Handbook” ,Canada ,pp 345-348, 2001
- [14] **Keyhani, A.** , “Lecture PWM Techniques,”Department of Electrical and Computer Engineering, The Ohio State University,2005
- [15] **A. Kocalmış**, “Uzay Vektör PWM Kontrollü Çok Seviyeli İnverterin Modellenmesi ve Benzetimi , Yüksek Lisans , F.Ü Fen Bilimleri , Ağustos,2005
- [16] **Murat, E., Akın, E., Ertan, B.**, “MATLAB/ Simulink Gerçek Zaman Arabirimi Ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Tekniğini Kullanan DSC Kontrollü Evirici İle Asenkron Motorun Skalar Kontrolü”, Sayfa 2-3. ELECO 2002
- [17] **Datasheet** Mitsubishi PS21869-P/AP

ÖZGEÇMİŞ

1983 yılında Elazığ'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Elazığ'da tamamladı. 2002 yılında girdiği Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2006 yılında mezun oldu.

2006 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans eğitime başladı.

2006 yılından itibaren Öz Fırat Medikal Ltd. Şti. bünyesinde teknik servis mühendisi olarak çalışmaya devam etmektedir.

EK-1

DENEYDE VE BENZETİMDE KULLANILAN ASENKRON MOTORUN PARAMETRELERİ

Nominal Güç	$P_N = 0.55 \text{ KW}$
Nominal Gerilim	$V_{faz-faz} = 380V$
Frekans	$f = 50 \text{ Hz}$
Stator Direnci	$R_s = 112.4\Omega$
Stator İndüktansı	$L_s = 85.04mH$
Rotor Direnci	$R_r = 110\Omega$
Rotor İndüktansı	$L_r = 85.01mH$
Ortak İndüktans	$L_m = 0.4H$
Atalet Katsayısı	$J = 0.00131 \text{ kg.m}^2$