İNVERTER VE MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN VEKTÖR KONTROLLÜ SENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERDE AMORTİSÖR SARGILARI VE ÇIKIKLIK ETKİLERİ

Abuzer ÇALIŞKAN

Doktora Tezi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN

NİSAN-2011

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İNVERTER VE MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN VEKTÖR KONTROLLÜ SENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERDE AMORTİSÖR SARGILARI VE ÇIKIKLIK ETKİLERİ

DOKTORA TEZİ

Abuzer ÇALIŞKAN

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Makinaları

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 18 Mart 2011

NİSAN-2011

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İNVERTER VE MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN VEKTÖR KONTROLLÜ SENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERDE AMORTİSÖR SARGILARI VE ÇIKIKLIK ETKİLERİ

DOKTORA TEZİ

Abuzer ÇALIŞKAN

(04113202)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 18 Mart 2011
Tezin Savunulduğu Tarih : 07 Nisan 2011

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN (F.Ü) .....

Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F.Ü) .....

Prof. Dr. Sedat SÜNTER (F.Ü) .....

Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü) .....

Yrd. Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ (D.Ü) .....

NİSAN-2011

ÖNSÖZ

Bu çalışma süresince sürekli desteklerini gördüğüm danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN'a teşekkür ederim.

Ayrıca bu çalışmada emekleri olan değerli hocalarım Sayın Prof. Dr. Sedat SÜNTER ve Doç. Dr. Yetkin TATAR'a teşekkür ederim.

Değerli fikirleriyle bana yol gösteren kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. Mehmet CEBECİ'ye teşekkür ederim.

Bu çalışma süresince yardımlarını gördüğüm Arş. Gör. Dr. Sencer ÜNAL'a teşekkür ederim.

Son olarak benden maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen aileme, özellikle de anneme teşekkür ederim.

Abuzer ÇALIŞKAN

ELAZIĞ-2011

İÇİNDEKİLER

		Sayfa No
ÖNSÖZ		**I**
İÇİNDEKİLER		**II**
ÖZET		**V**
SUMMARY		**VII**
ŞEKİLLER LİSTESİ		**IX**
EKLER LİSTESİ		**XVI**
KISALTMALAR LİSTESİ		**XVII**
SEMBOLLER LİSTESİ		**XVIII**
1.	**GİRİŞ**	**1**
1.1.	Genel Bakış	1
1.2.	Doğru Akım, Asenkron ve Senkron Motorlu Sürücü Düzeneklerin Karşılaştırılması	2
1.3.	İnverter ve Doğrudan Frekans Çeviricilerin Karşılaştırılması	4
1.4.	Tezin Amacı	6
1.5.	Tezin Yapısı	7
2.	**İNVERTER BESLEMELİ SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ VE SİMÜLASYONU**	**9**
2.1.	Genel Bakış	9
2.2.	İnverter Beslemeli Senkron Motorun Açık Çevrim Kontrol İlkesi	9
2.2.1.	Senkron Motorun Açık Çevrim Hız Kontrol İlkesine İlişkin Simülasyon Modeli	10
2.3.	Senkron Motorun Self Kontrolü	12
2.3.1.	Gerilim Kaynaklı İnverterden Beslenen Senkron Motorun Self Kontrolüne İlişkin Bilgisayar Benzetim Programı	13
2.3.2.	Akım Kaynaklı İnverterden Beslenen Senkron Motorun Self Kontrolüne İlişkin Bilgisayar Benzetim Programı	16
3.	**İNVERTER BESLEMELİ SENKRON MOTORLARDA AMORTİSÖR SARGI VE ÇIKIKLIK ETKİLERİ**	**19**
3.1.	Genel Bakış	19
3.2.	Gerilim Kaynaklı İnverterden Beslenen Self Kontrollü Senkron Motorda Çıkıklık ve Amortisör Sargı Etkileri	20
3.3.	Akım Kaynaklı İnverterden Beslenen Self Kontrollü Senkron Motorda Çıkıklık ve Amortisör Sargı Etkileri	30

4. MATRİS KONVERTERİN MODELLENMESİ VE SİMÜLASYONU 41

4.1. Genel Bakış 41
4.2. Matris Konverterin Yapısı 42
4.3. Venturini Kontrol Algoritması 45
4.3.1. Maksimum Çıkış Gerilim Değerinin Elde Edilmesi 48
4.3.2. Matris Konverterin Çıkış Geriliminin Kontrolü 49
4.4. Matris Konverter Beslemeli RL Yükünün Simülasyonu 51
4.5. Matris Konverter Beslemeli Senkron Motorun Simülasyonu 55
4.6. Matris Konverter Beslemeli Senkron Motorun Açık Çevrim v/f Hız Kontrolüne İlişkin Simülasyon 57
4.7. Matris Konverter Beslemeli Senkron Motorun Self Kontrolüne İlişkin Simülasyon 61

5. MATRİS KONVERTER BESLEMELİ SELF KONTROLLÜ SENKRON MOTORDA ÇIKIKLIK VE AMORTİSÖR SARGI ETKİLERİ 68

5.1. Genel Bakış 68
5.2. Matris Konverter Beslemeli Self Kontrollü Senkron Motorda Çıkıklık ve Amortisör Sargı Etkileri 68

6. 3-FAZLI MATRİS KONVERTER TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ 79

6.1. Genel Bakış 79
6.2. IGBT Modül 81
6.3. Denetleyici Kart (DS1103) 82
6.4. İzolasyon, Ölü Zaman ve Aşırı Akım Koruma Devresi 83
6.5. IGBT Sürme Devresi 85
6.6. Gerilim ve Akım Algılayıcı Devreleri 86
6.7. Snubber Devresi 88
6.8. Gerilim Kenetleme Devresi 89

7. 3-FAZLI MATRİS KONVERTERİN BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI 90

7.1. Genel Bakış 90
7.2. RL Yükünü Besleyen Matris Konverterin Benzetim ve Deneysel Sonuçlarının Karşılaştırılması 90
7.3. Matris Konverterden Beslenen Senkron Motorun Direkt Yolalma Durumu İçin Benzetim ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması 99
7.4. Matris Konverterden Beslenen Senkron Motorun Açık Çevrim v/f Hız Kontrolü İçin Benzetim ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması 102

8. SONUÇLAR VE SONRAKİ ÇALIŞMALAR İÇİN ÖNERİLER 106

8.1. Sonuçlar 106
8.2 Sonraki Çalışmalar İçin Öneriler 107

KAYNAKLAR..... 108
ÖZGEÇMİŞ..... 114
EKLER

ÖZET

EVİRGEÇ VE MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN SENKRON MOTORLARIN VEKTÖR KONTROLÜ

Bu çalışmada, öncelikle doğru akım motorlu sürücü düzeneklerle alternatif akım motorlu sürücü düzenekler karşılaştırılmıştır. Buradan özellikle yüksek güçlerde senkron motorların kullanım zorunluluğu neticesine varılmıştır. Ayrıca inverter ve doğrudan frekans çevirici yapıları ele alınmıştır. Özellikle birim güç faktöründe ve dört bölgeli çalışma olanağı sağlayan matris konverterden beslenen senkron motorlu sürücü düzeneğin inverter beslemeli sürücü düzeneklere alternatif bir yapı oluşturacağı görülmüştür. Buradan hareketle öncelikle inverter beslemeli senkron motorun kontrol yöntemleri açık çevrim ve self kontrol başlıkları altında incelenmiştir. Bu kontrol yöntemleri senkron motorun altı adımlı kare dalga inverterden beslenmesi durumu için Matlab/Simulink modelleri oluşturularak detaylı olarak incelenmiştir. Ayrıca amortisör sargısı ve çıkıklığın self kontrollü senkron motorun dinamik ve sürekli durum performansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu inceleme senkron motorun akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı inverterden beslenme durumları için ayrı ayrı karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Bir sonraki aşamada 3-fazlı matris konverter yapısı ve kontrol algoritmaları ele alınmıştır. Basitleştirilmiş Venturini algoritması kullanan matris konverter yapısı detaylı olarak incelenmiştir. Bu algoritmayı kullanan matris konveterden bir RL yükünün ve senkron motorun beslenmesi durumları yine Matlab/Simulink modeli oluşturularak incelenmiştir. Sonraki aşamada ise matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f ve self kontrolüne ilişin Matlab/Simulink modelleri oluştrularak sonuçları detaylı olarak irdelenmiştir. Matris konverter beslemeli senkron motorun self kontrolüne ilişkin çalışmada birim güç faktörü ve dört bölgeli çalışmaya ilişkin sonuçlar ortaya konmuştur. Amortisör sargısı ve çıkıklığın matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun dinamik ve sürekli durum performansı üzerindeki etkileri karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

Son olarak 3-fazlı bir matris konverterden beslenen senkron motorun uygulama düzeneği gerçekleştirilmiştir. Basitleştirilmiş Venturini algoritması kullanılarak kontrol edilen

bu sürücü düzenek ile bir RL yükünün ve senkron motorun direkt beslenmesine ilişkin benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Ayrıca matris konverterden beslenen senkron motorun açık çevrim v/f kontrolü deneysel ve benzetim sonuçları karşılaşılaştırılarak incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler : Senkron Motor, Senkron Motorun Self Kontrolü, Çıkıklık ve Amortisör Sargı Etkileri, Matris Konverter, Venturini Kontrol Algoritması.

SUMMARY

EFFECTS OF THE SALIENCY AND THE DAMPER WINDING ON VECTOR CONTROLLED INVERTER AND MATRIX CONVERTER FED SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES

In this study first of all dc motors drive systems were compared with the ac motor with drive systems. Here, it is concluded that synchronous motor should be used in high power applications. In addition, inverter and direct frequency converter structures were investigated. Especially it is observed that synchronous motor drive systems, fed from a matrix converter which provides 4-quadrature operation in unity power factor can be an alternative to inverter fed drive system. From this point first control methods of synchronous motor fed by an inverter were investigated in open loop, and self control. These control methods were studied in detail for the synchronous motor fed by six stepped square waveform inverter by building MATLAB/Simulink models. Also the effects of damper winding and saliency on the dynamic and steady state performance of self controlled sychronous motors were investigated. This investigation were presented comparatively for each of the situations of current source, or voltage source inverter-fed synchronous motors.

In the next step 3-phase matrix converter structure and control mechanisms were investigated. In addition matrix converter employing the simplified Venturini algorithm was dealed in detailed. Matlab/Simulink models of RL load and synchronous motors fed from the converter using this algrotihm were build and explored. Then MATLAB/Simulink models of open loop v/f and closed loop control of matrix converter-fed synchronous motor were built and studied. The results belong to unity power factor and 4-quadrature operation of synchronous motors fed by the matrix converter were presented. The effects of damper winding and saliency on the dynamic and steady state performance of the self controlled matrix converter-fed synchronous motor were investigated.

Also an experimental drive system of 3-phase matrix converter to control synchronous motor was implemented. Simulation and experimental results of direct feeding the RL load, and synchronous motor by this drive system, using the simplified Venturini algorithm. Also

simulation and experimental results belong to direct and open loop v/f control of matrix converter-fed synchronous motors were investigated and compared.

Keywords: Synchronous Motor, Self Control of Synchronous Motor, Effects of Damper Winding and Saliency, Matrix Converter, Venturini Control Algorithm.

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1. Açık çevrim hız kontrolüne ilişkin blok diagramı 9

Şekil 2.2. Senkron motorun açık çevrim hız kontrolüne ilişkin simulink modeli.... 10

Şekil 2.3. Altı adımlı inverterin simulink modeli…… 10

Şekil 2.4. Altı adımlı inverterin geçici durum için çıkış gerilim ve akım dalga şekli 11

Şekil 2.5. Altı adımlı inverterin sürekli durum için çıkış gerilim ve akım dalga şekli 11

Şekil 2.6. Referans hızın ve senkron motorun hızının zamana göre değişimi 11

Şekil 2.7. Açık çevrim hız kontrollü senkron motorun momentinin değişimi……. 12

Şekil 2.8. Akım kaynaklı inverterden beslenen self kontrollü senkron motor..... 12

Şekil 2.9. Gerilim kaynaklı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun simulink modeli 13

Şekil 2.10. Senkron motorun hızının zamana göre değişimi 14

Şekil 2.11. Senkron motorun momentin zamana göre değişimi 15

Şekil 2.12. Senkron motorun stator q-eksen akımının zamana göre değişimi..... 15

Şekil 2.13. Senkron motorun geçici durum için stator gerilim ve akım dalga şekli ... 15

Şekil 2.14. Senkron motorun sürekli durum için stator gerilim ve akım dalga şekli .. 15

Şekil 2.15. Akım kaynaklı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun simulink modeli 16

Şekil 2.16. Senkron motorun hızının zamana göre değişimi 17

Şekil 2.17. Senkron motorun momentinin zamana göre değişimi 17

Şekil 2.18. Senkron motorun stator q-eksen akımının zamana göre değişimi..... 17

Şekil 2.19. Senkron motorun geçici durum için stator gerilim ve akımının dalga şekli 18

Şekil 2.20. Senkron motorun geçici durum için stator gerilim ve akımının dalga şekli 18

Şekil 3.1. GKI-SKSM'un hızının değişimi 21

Şekil 3.2. GKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz geriliminin değişimi 22

Şekil 3.3. GKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz akımının değişimi..... 23

Şekil 3.4. GKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında momentinin değişimi..... 24

Şekil 3.5. GKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi 25

Şekil 3.6. GKI-SKSM'un amortisör sargı akımlarının değişimi..... 26

Şekil 3.7. GKI-SKSM'un geçici durum koşullarında faz geriliminin değişimi..... 27

Şekil 3.8. GKI-SKSM'un geçici durum koşullarında faz akımının değişimi 28

Şekil 3.9. GKI-SKSM'un geçici durum koşullarında momentin değişimi..... 29

Şekil 3.10. GKI-SKSM'un geçici durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi 30

Şekil 3.11. AKI-SKSM'un hızının değişimi 31

Şekil 3.12. AKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz akımının değişimi..... 32

Şekil 3.13. AKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz geriliminin değişimi 33

Şekil 3.14. AKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında momentinin değişimi..... 34

Şekil 3.15. AKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi 35

Şekil 3.16. AKI-SKSM'un amortisör sargı akımlarının değişimi..... 36

Şekil 3.17. AKI-SKSM'un geçici durum koşullarında faz akımının değişimi..... 37

Şekil 3.18. AKI-SKSM'un geçici durum koşullarında faz geriliminin değişimi..... 38

Şekil 3.19. AKI-SKSM'un geçici durum koşullarında momentinin değişimi..... 39

Şekil 3.20. AKI-SKSM'un geçici durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi 40

Şekil 4.1. Üç fazlı matris konverter şeması 43

Şekil 4.2. Çift yönlü anahtar konfigürasyonları 44

Şekil 4.3. Akım bileşenleri için anahtarların yerleştirilme biçimi 47

Şekil 4.4. Matris konverterden beslenen RL yükünün simülasyonu 51

Şekil 4.5. Matris konverterin Matlab/Simulink modeli 52

Şekil 4.6. Görev peryot üreteci bloğunun Matlab/Simulink modeli 52

Şekil 4.7. T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca} bloğunun Matlab/Simulink modeli..... 53

Şekil 4.8. 3-fazlı yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli 53

Şekil 4.9. T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca} sürelerinin zamana göre değişimi..... 54

Şekil 4.10. Matris konverterin çıkış faz geriliminin değişimi 54

Şekil 4.11. Matris konverterin çıkış fazlar arası geriliminin değişimi 54

Şekil 4.12. 3-fazlı yük akımının zamana göre değişimi 55

Şekil 4.13. Matris konverter beslemeli senkron motorun Matlab/Simliink modeli ... 55

Şekil 4.14. Matris konverter beslemeli senkron motorun hızının zamana göre değişimi 56

Şekil 4.15. Matris konverter beslemeli senkron motorun momentinin değişimi…… 56

Şekil 4.16. Matris konverterin faz-faz çıkış geriliminin zamana göre değişimi 56

Şekil 4.17. Matris konverter beslemeli senkron motorun faz akımının sürekli durumdaki değişimi..... 57

Şekil 4.18. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modeli 57

Şekil 4.19. V/f kontrol bloğunun açık gösterimi..... 58

Şekil 4.20. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, referans hız ile motor hızının değişimi 58

Şekil 4.21. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, gerilim oranı q'nun değişimi 59

Şekil 4.22. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, momentin değişimi 59

Şekil 4.23. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, matris konverterin çıkış geriliminin değişimi 60

Şekil 4.24. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, senkron motorun geçici durumdaki faz akımının değişimi . 60

Şekil 4.25. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, senkron motorun sürekli durumdaki faz akımının değişimi 60

Şekil 4.26. Matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motor..... 61

Şekil 4.27. Matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motorun Matlab/Simulink modeli..... 62

Şekil 4.28. Referans hız ile motorun gerçek hızının zamana göre değişimi..... 63

Şekil 4.29. Motor hızı ile momentinin zamana göre değişimi 63

Şekil 4.30. Kaynak gerilimi , motor akımı ve giriş akımının zamana göre değişimi.. 63

Şekil 4.31. Matris konverter çıkış gerilimi , motor akımı ve giriş akımının zamana göre değişimi 64

Şekil 4.32. Harmonik analiz a) Matris konverterin çıkış gerilimi b) Giriş kaynak akımı..... 64

Şekil 4.33. 400 dev/dk için sürekli durumda motorun 3-faz akımı..... 65

Şekil 4.34. Girilen değişken referans hızın zamana göre değişimi 65

Şekil 4.35. Motor momenti ve hızının değişimi..... 66

Şekil 4.36. 2. bölgeden 3. bölgeye geçişi..... 66

Şekil 4.37. 4. bölgeden1. bölgeye geçişi 66

Şekil 4.38. Dört bölgeli çalışmayı gösteren moment-hız karakteristiği 67

Şekil 5.1. MK-SKSM'un hızının değişimi 69

Şekil 5.2. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz geriliminin değişimi 70

Şekil 5.3. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz akımının değişimi 71

Şekil 5.4. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında momentinin değişimi 72

Şekil 5.5. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi 73

Şekil 5.6. MK-SKSM'un amortisör sargı akımlarının değişimi 74

Şekil 5.7. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında faz geriliminin değişimi 75

Şekil 5.8. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında faz akımının değişimi..... 76

Şekil 5.9. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında momentin değişimi 77

Şekil 5.10. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi 78

Şekil 6.1. 3-fazlı matris konverter deney düzeneğinin blok diagramı..... 79

Şekil 6.2. **a)** Deney setinin genel görünümü
b) 3-fazlı matris konverter sürücü düzeneği..... 80

Şekil 6.3. **a)** Matris konverter modülünün kapalı devre şeması
b) 3-fazlı matris konverter açık devre şeması 81

Şekil 6.4. DSP denetleyici kartı (DS1103)……. 82

Şekil 6.5. Ölü zaman süresi eklenmiş sinyalin osiloskop görüntüsü..... 83

Şekil 6.6. İzolasyon ve ölü zaman devre şeması 84

Şekil 6.7. İzolasyon ve ölü zaman ve aşırı akım koruma devresi 84

Şekil 6.8. IGBT sürme devresinin devre şeması 85

Şekil 6.9. IGBT sürme devresi 86

Şekil 6.10. Gerilim algılayıcı devrenin konfigürasyonu..... 86

Şekil 6.11. Akım algılayıcı devrenin konfigürasyonu 87

Şekil 6.12. Gerilim algılayıcı devre..... 87

Şekil 6.13. Akım algılayıcı devre 87

Şekil 6.14. Snubber devre şeması 88

Şekil 6.15. Snubber devresi 89

Şekil 6.16. a) Gerilim kenetleme devre şeması
b) Gerilim kenetleme devresi 89

Şekil 7.1. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=10Hz 92

Şekil 7.2. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, fs=2kHz, fo=10Hz 92

Şekil 7.3. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=30Hz 93

Şekil 7.4. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, fs=2kHz, fo=30Hz 93

Şekil 7.5. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=50Hz 94

Şekil 7.6. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, fs=2kHz, fo=50Hz 94

Şekil 7.7. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=50Hz 95

Şekil 7.8. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, fs=2kHz, fo=50Hz 95

Şekil 7.9. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=10Hz 97

Şekil 7.10. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=30Hz 97

Şekil 7.11. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=50Hz 98

Şekil 7.12. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=100Hz 98

Şekil 7.13. Deneysel çalışmalarda kullanılan senkron motorun fotoğrafı..... 99

Şekil 7.14. Senkron motorun rotor sargı bağlantısı..... 99

Şekil 7.15. Matris konverterden direkt olarak beslenen senkron motorun referans ve gerçek hızının değişimi 100

Şekil 7.16. Matris konverterin çıkış fazlar arası gerilimi 100

Şekil 7.17. Matris konverterin 3-fazlı çıkış akımlarının değişimi..... 101

Şekil 7.18. Matris konverterden direkt olarak beslenen senkron motorun referans ve gerçek hızının değişimi 101

Şekil 7.19. Matris konverterin çıkış fazlar arası gerilimi 102

Şekil 7.20. Matris konverterin 3-fazlı çıkış akımlarının değişimi..... 102

Şekil 7.21. Açık çevrim v/f hız kontrolü için referans hız ve motor hızının değişimi. 103

Şekil 7.22. Açık çevrim v/f hız kontrolü için matris konverterin geriliminin değişimi 103

Şekil 7.23. Açık çevrim v/f hız kontrolü için çıkış akımları ve q'nun değişimi…….. 104

Şekil 7.24. Açık çevrim v/f hız kontrolü için referans hız ve motor hızının değişimi 104

Şekil 7.25. Açık çevrim v/f hız kontrolü için matris konverterin geriliminin değişimi 105

Şekil 7.26. Açık çevrim v/f hız kontrolü için çıkış akımları ve q'nun değişimi…… . 105

EKLER LİSTESİ

EK-1 : Çıkık Kutuplu Amortisör Sargılı Senkron Motor Parametreleri

EK-2 : Senkronlanmış Bilezikli Asenkron Motor Parametreleri

EK-3 : IGBT Modül (FM35R12KE3)

KISALTMALAR LİSTESİ

d.a	**:**	Doğru akım
d.g	**:**	Doğru gerilim
a.a	**:**	Alternatif akım
IGBT	**:**	Kapısı izoleli bipolar transistör
MOSFET	**:**	Metal–oksit–yarıiletken alan etkili transistor
GKI	**:**	Gerilim kaynaklı inverterler
AKI	**:**	Akım kaynaklı inverterler
IPM	**:**	Akıllı güç modülü
MK-SKSM	**:**	Matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motor
DFÇ	**:**	Doğrudan frekans çeviricileri
emk	**:**	Elektromotor kuvvet
DGM	**:**	Darbe genişlik modülasyonu
GKI-SKSM	:	Gerilim kaynaklı inverter beslemeli self kontrollü senkron motor
AKI-SKSM	:	Akım kaynaklı inverter beslemeli self kontrollü senkron motor
RL	**:**	Omik-İndüktif

SEMBOLLER LİSTESİ

δ : Senkron motorun stator ve uyartım mmk'ları arasındaki açı.

n_r : Motor hızı

n_{ref} : Referans hız

ω_r : Motorun açısal frekansı

ω_{ref} : Referans açısal frekans

T_e : Senkron motorun momenti

I_{sq} : Senkron motorun stator q-eksen akımı

I_{sd} : Senkron motorun stator d-eksen akımı

I_{fd} : Senkron motorun uyartım akımı

f_s : Anahtarlama frekansı

T_s : Anahtarlama periyodu

f_i : Giriş kaynak geriliminin frekansı

f_o : Matris konverterin çıkış geriliminin frekansı

ω_i : Giriş kaynak geriliminin açısal frekansı

ω_o : Matris konverterin çıkış geriliminin açısal frekansı

$V_{A,B,C}$: Matris konverterin giriş faz gerilimi

$V_{a,b,c}$: Matris konverterin çıkış faz gerilimi

T_{Aa} : S_{Aa} anahtarının görev periyodu

q : Matris konverterin giriş-çıkış gerilim oranı

q_m : Matris konverterin giriş-çıkış maksimum gerilim oranı

V_{im} : Matris konverterin giriş geriliminin maksimum değeri

V_{om} : Matris konverterin çıkış geriliminin maksimum değeri

I_A : Matris konverterin bir faz giriş akımı

I_a : Matris konverterin bir faz çıkış akımı

1. GİRİŞ

1.1. Genel Bakış

Modern bir sürücü sistemden genelde; geniş bir güç aralığında frenlemeleri de içeren moment-hız düzleminin dört bölgesinde çalışabilme, yüksek verim ve yüksek dinamik cevap özellikleri aranır.

Alternatif akım motorlarının kontrolünde; doğru akım motorlarının dinamik ve sürekli durum performansını yakalayabilecek kontrol düzeneğinin ortaya konması hedeflenir. Son yıllarda yarı iletken teknolojisi ve yazılımla kontrol problemlerinin çözümündeki gelişmeler d.a motor performansını yakalayabilecek sürücü sistemlerin ortaya çıkmasını sağlamıştır [1].

Sincap kafesli asenkron motorlar hem düşük maliyetli hemde sağlamdırlar. Fakat verim ve güç faktörleri düşüktür. Dolayısıyla verim ve güç faktörünün önemli olduğu uygulamalarda asenkron motorların alternatifleri senkron motorlardır.

Yüksek güç seviyelerinde birim güç faktöründe çalışmaya olanak sağlayan saykıl konverterden (doğrudan frekans çeviriciden) beslenen senkron motorlu sürücü düzenekler yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak çıkış frekansının giriş frekansının 1/3'ü ile sınırlanması bu sürücülerin kullanımını kısıtlar. Daha yüksek frekanslara çıkılabilir. Ancak bu durumda harmonik açısından verimli bir çıkış elde edilemez. Doğrudan frekans çeviricilerde (DFÇ) genelde anahtar olarak tristörler kullanılır. Tristörler doğal olarak susturulduklarından aktarım için ek devrelere gereksinim duymazlar. Fakat izolasyon trafoları ve reaktöre gereksinim duyması ayrıca kullanılan anahtar sayısının fazlalığı doğrudan frekans çeviricinin dezavantajları arasındadır [1]. DFÇ beslemeli sürücüler çok yüksek güçlerde tercih edilmelerine rağmen, geniş bir aralıkta hız değişimine gereksinim duyan orta güç yüksek performans uygulamalarında tercih edilmezler [2].

Matris konverterler a.a-a.a dönüşümünü DFÇ'ler gibi doğrudan yapan konverterlerdir. Bu dönüşümü yaparken aynı zamanda birim güç faktöründe çalışma imkanı sunarlar [3]. Matris konverterler üç fazlı a.a güç kaynağındaki yüksek değerli harmonikleri üretmeksizin dört bölgeli çalışma sağlayabilir. Klasik sürücülerle karşılaştırıldıklarında, maliyetlerinin düşük, bakım gereksinimlerinin az; güç/ağırlık ve güç/hacim oranlarının yüksek olduğu görülür. Matris konverterler doğal olarak çift yönlü

güç akışı sağlarlar. Aynı zamanda giriş akımları hemen hemen sinüzoidaldir ve ticari inverterlerde görülen harmonikleri ihtiva etmezler [4].

1.2. Doğru Akım, Asenkron ve Senkron Motorlu Sürücü Düzeneklerin Karşılaştırılması

Doğru akım motorları bir sürücü düzenekten beklenen özellikleri sağlayabilen motorlardır. Ancak; sık sık bakım gereksinimi, tozlu ve patlamalı ortamlarda çalışamama, yüksek güç ve hız sınırı bu motorların günümüz sistemlerinde kullanımını sınırlayan başlıca dezavantajlardır.

Güç devreleri faz kontrollü bir doğrultucu veya düşük güçlerde tristörlü bir kıyıcıdan oluşan doğru akım motorları; kontrol ilkeleri ve konverterlerinin basitliğinden dolayı uzun yıllar değişken hızlı sürücü düzenekler için tek alternatif olmuşlardır. Ancak; fırça ve komütatörün getirdiği kısıtlamalar, hem sincap kafesli ve hem de bilezikli asenkron motorlara göre pahalı olmaları değişken hızlı sürücü düzeneklerde alternatif akım motorlarının kullanım zorunluluğunu ortaya çıkarmıştır. Ayrıca alternatif akım motorlu sürücü düzeneklerde toplam maliyetin % 70'i güç elektroniği katına ait iken, doğru akım motorlu sürücü düzeneklerde bu oran % 30 dolaylarındadır [5].

Bir alternatif akım motorunun hızı kaynak frekansı ile belirlenir. Değişken frekanslı alternatif gerilim, ya inverterle bir doğru gerilim kaynağından ya da doğrudan frekans çevirici ile bir alternatif gerilim kaynağından elde edilir. Sincap kafesli asenkron motorlar hem düşük maliyetlidir hem de sağlamdırlar. 1970'li yıllardan sonra güç elektroniği devre elemanları ve mikroişlemcilerdeki gelişmeler d.a motorlarının dinamik cevabına yakın cevap sağlayan vektör kontrollü asenkron motor sürücüleri popüler hale getirmiştir. Fakat verim ve güç faktörleri düşüktür. Dolayısıyla verim ve güç faktörünün önemli olduğu uygulamalarda asenkron motorların alternatifleri senkron motorlardır [1].

Senkron motorlar 1960-70 yılları arasında yarı iletkenlerin değişken hızlı sürücü sistemlerde kullanılmaya başlanmasıyla ilgi çekmeye başlamışlardır. Daha önceki yıllarda; ani yükte senkronizasyondan çıkmaları, kararlılık problemleri ve devir sayılarının değiştirilememesi nedeniyle değişken hızlı sürücü düzeneklerde doğru akım ve asenkron

motorlara alternatif olmaktan uzak kalmışlardır. Ancak, konverter topolojilerindeki gelişmelerle birlikte değişken hızlı sürücü düzeneklerde kullanılmaya başlamışlardır [6-9]. Senkron motorlu sürücü düzenekler, asenkron ve doğru akım motorlu düzeneklerden daha yüksek moment/atalet oranı, daha az gürültü ve sağlam motor kontrol algoritmasına sahiptirler. Çünkü senkron motorların rotor yarıçapı eşdeğer güçteki asenkron ve doğru akım motorlarından küçüktür. Senkron motorların bakım gereksinimi doğru akım motorların bakım gereksiniminin 1/7 'si kadardır. Ayrıca kayıplar da yaklaşık olarak doğru akım motorlarının yarısı kadardır. Bunun yanında megawatt dolaylarındaki güç seviyeleri ve 6000 dev/dk'ya yaklaşan hızlar için senkron motorlar pratik açıdan zorunludurlar. Asenkron motorlardaki düşük verim ve güç faktörü bu motorların bu güç ve hız seviyelerinde kullanımlarını sınırlar [5,11].

Senkron motorda moment stator akımıyla ve akı da uyarma akımıyla kontrol edilir. Asenkron motorda ise hem moment hem de akının stator akımıyla değiştirilmesi optimum stator geriliminin belirlenmesini engeller. Ayrıca alan zayıflatma bölgesinde; asenkron motor için gereken gerilim senkron motora göre %30 fazladır. Reaktif güç gereksinimdeki fazlalık ise %70 dolaylarındadır. Kontrol algoritmaları senkron motorun rotor koordinatlarında, asenkron motorun ise alan koordinatlarında yapılması haricinde aynıdır. Ayrıca, asenkron motorun vektör kontrol uygulamalarında kenetleme çözücü hesaplarını kısalttığından dolayı akı modeline gereksinim duyulur [10].

Senkron motorların düşük güçlü sürücü düzeneklerde az kullanılma nedenlerinin başında maliyet gelmekte ise de rotordaki sönüm sargılarının getirdiği karmaşık yapı ve kontrol edilebilen bir mıknatıslama kaynağı ihtiyacı da bu tercihi belirlemektedir. Ancak düşük maliyetli bir inverter sistemi senkron motorun tercih edilmesinde önemli rol oynayabilecek etkenlerden biri olabilir. Yüksek güçlerde , yük aktarım olanağı (ileri güç faktöründe çalıştırılabilmesi) inverter maliyetini düşürdüğünden yukarıda bahsedilen olumsuzluklar dengelenmiş olur [12].

Matris konverter beslemeli senkron motorların sağlayacağı en önemli avantajlardan biri rotor sargılarından sağlanan uyartım gücünün azalacak olmasıdır. Hem birim güç faktöründe çalışma, hem harmonik avantajları ve hem de gereksinim duyulan uyartım gücünün azalması yüksek güç seviyelerinin yanında, orta güç seviyelerinde de Matris konverter beslemeli senkron motorlar için yeni bir bakış açısının doğmasını sağlayacaktır. Bu tezin literatüre yapacağı en önemli katkı bu noktada olacaktır.

1.3. İnverter ve Doğrudan Frekans Çeviricilerin Karşılaştırılması

İnverterler, yarı iletken anahtarlar kullanılarak güç dönüşümü sağlayan kontrollü güç devreleridir. İnverterlerde kullanılan yarı iletken anahtarın seçimi inverterin gücü ve anahtarlama frekansına bağlıdır. Günümüzde genellikle IGBT ve MOSFET gibi yarı iletken anahtarlar kullanılmaktadır. Ayrıca son zamanlarda sürme devresi ile koruma devresini de içine alan ve akıllı güç modülü (Intelligent Power Modules-IPM) olarak adlandırılan 3-fazlı IGBT inverterler geliştirilmiştir. IPM ile sürücü tasarımı daha kolay ve güvenli olmasına rağmen, küçük güçlü olduğundan, kullanım alanı sınırlıdır [13].

İnverterlerin çalışması doğrultulmuş gerilimin anahtarlanarak motora uygulanması temeline dayanır. Doğrultucu ve inverter arasında, doğru gerilimin veya akımın değişim miktarını en aza indirmek için genel olarak iki tür ara devre kullanılmaktadır. Gerilimin değişimini en düşük değerde tutmak için ara devreye paralel bir kondansatör eklenmekte, akım için ise seri bir indüktanstan yararlanılmaktadır. Bu yapılarına göre inverterler, akım ve gerilim kaynaklı olarak sınıflandırılabilirler.

Yüksek güçlü bir sürücü düzenek tasarlanırken, hem motor hem de motoru besleyen güç elektroniği katının, hem işletme ve hem de kurulum aşamasındaki maliyeti önem taşır. İşletme açısından birim güç faktörüne yakın çalışmada; bakır kayıpları azalır, aktarım basitleşir, inverter hacmi ve maliyeti düşer [14].

Günümüzde en çok gerilim kaynaklı inverterli sürücü düzenekler kullanılır. Gerilim kaynaklı inverterler (GKI), akım kaynaklı inverterlere (AKI) göre daha az harmonik ihtiva etmesi, kontrolünün basitliği ve birden fazla motorun beslenmesine uygun yapısından dolayı daha avantajlıdır. GKI' lerin girişinde kontrollü ya da kontrolsüz doğrultucu bulunabilir. Doğrultucu çıkışında iyi bir doğru gerilim elde etmek için büyük değerli kondansatör kullanılmalıdır. Ancak büyük değerli kondansatör kontrol sırasında gecikmelere yol açabilir [15-16].

AKI' lerde, doğrultucu çıkışındaki akım, büyük bir bobin üzerinden aktarılarak inverter girişine uygulanır. Yük komütasyonlu AKI' den beslenen senkron motorlar yapıca basit ve ekonomik olmalarına rağmen, yüksek performans uygulamalarında bazı problemlere sahiptirler. Özellikle düşük hızlarda elde edilen zıt elektromotor kuvvet (emk) komütasyon için yeterli olmayabilmektedir. [17-20]

Alternatif akım motorlarının AKI'den beslenmesi durumunda özellikle düşük hızlarda istenmeyen moment dalgalanmaları oluşabilir. Bu moment dalgalanmalarının nedeni, inverter tarafından üretilen sinüzoidal olmayan stator akımlarıdır. Eğer altı adımlı bir inverter kullanılıyorsa bu dalgalanmalar temel çalışma frekansının altı katı bir frekansta oluşur. Moment dalgalanmalarını azaltmak için darbe genişlik modülasyon teknikleri kullanılabilir [16].

GKI ve AKI arasındaki temel fark; GKI girişinin bir doğru gerilim kaynağı, AKI girişinin ise bir doğru akım kaynağı olmasıdır. Her iki inverterde de şebeke gerilimi kontrollü yada kontrolsüz bir doğrultucu aracılığı ile doğru gerilim (d.g) veya doğru akıma (d.a) çevrilerek motora genliği ve frekansı değiştirilebilen üç fazlı gerilim ve akımlar sağlar. Senkron motorun hız kontrolünde kullanılan inverterler, darbe genişlik modülasyonlu yada altı adımlı kare dalga inverterler olabilir [21].

Saykıl konverterden beslenen senkron motorlu sürücü düzenekler yüksek güç gerektiren sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Özellikle yüksek güç, düşük hız uygulamalarında senkron ve asenkron motorların hızını kontrol etmek için saykıl konverterler tercih edilir [1,21-22]. Saykıl konverterlerde değişken frekans ve genlikteki gerilim direkt a.a şebekesinden elde edilir. Bu konverterler, birim güç faktöründe çalışmaya olanak sağlar. Fakat çıkış frekansının giriş frekansının 1/3'ü ile sınırlanmış olması en büyük dezavantajıdır.

Matris konverterler a.a şebekeden direkt olarak genliği ve frekansı ayarlanabilen a.a sağlar. Bu dönüşümü yaparken birim güç faktöründe çalışma imkanı sunar. Ayrıca sınırsız bir çıkış frekansı elde edilebilir. Matris konverterlerin avantaj ve dezavantajları şu şekilde sıralanabilir [23].

Avantajlar;

- Gerilimin frekans ve genlik dönüşümünü direkt yapabilirler. Bu dönüşümü yaparken indüktans ve kapasite gibi depolama elemanları kullanmazlar.
- Yük indüktif olsa dahi girişte birim, geri yada ileri güç faktörü elde edilebilir.
- D.a linke ihtiyaç duymadığından klasik inverterlere göre çok küçük boyutlarda yapılabilirler.

- Giriş ve çıkışta sinüzoidal akım dalga şekilleri sağlarlar. Oluşan harmonikler sadece anahtarlama frekansı civarındadır.
- Girişte filtre gereksinimleri minimumdur.
- Matris konverterler dört bölgeli çalışmaya uygun yapıdadırlar.
- Matris konverterler sınırsız çıkış frekansı sağlarlar.

Dezavantajlar;

- Matris konveterlerin en büyük dezavantajı çok sayıda yarı iletken eleman kullanmasıdır. Tipik olarak 3-fazlı bir matris konverterde 18 anahtar ve 18 diyot mevcuttur. Benzer şekilde 3-fazlı bir inverterde ise bu sayı 6 anahtar ve 6 diyottur.
- Çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı %86.6'yı geçememektedir.
- Gerçekleştirilmesi oldukça zordur.

1.4. Tezin Amacı

Bu tezin amacı, literatürde avantaj ve dezavantajları karşılaştırmalı olarak ortaya konulmamış olan inverter ve matris konverter beslemeli senkron motorlu sürücü düzenekleri karşılaştırmak ve yine literatürde pek incelenmemiş olan matris konverter beslemeli senkron motorların sağlayacağı avantajlarla sadece yüksek güçler için değil orta güç seviyeleri için de yeni bir bakış açısı oluşturulmasını sağlamaktır.

Bu amaca ulaşmak için öncelikle GKI ve AKI beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f ve self kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modellerinin oluşturulması hedeflenmiştir. Oluşturulan modellerde amortisör sargı ve çıkıklık etkileri benzetim programıyla incelenip, matris konverter sonuçlarıyla karşılaştırması amaçlanmıştır. Ayrıca benzer şekilde matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f ve self kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modellerinin oluşturulması da bu tezin amaçları arasındadır. Bunlara ek olarak çıkıklık ve amortisör sargılarının matris konverter beslemeli senkron motorun dinamik ve sürekli durum performansı üzerindeki etkilerinin ayrı ayrı karşılaştırmalı olarak incelenmesi hedeflenmiştir.

Tezin en önemli hedeflerinden biri ise literatürde hiç incelenmemiş olan matris konverterden beslenen senkron motorda reaktif güç gereksinimindeki dolayısıyla uyartım güç gereksinimdeki azalmanın ortaya konulması ve inverter beslemeli senkron motorlu sürücülerle harmonikler açısından karşılaştırılmasıdır.

Son aşamada, yapılan bu teorik çalışmaların pratik olarak uygulanabilirliğini göstermek amacıyla 3-fazlı bir matris konverter prototipinin tasarlanması hedeflenmiştir. Tasarlanacak olan bu matris konverter prototipi ile 3-fazlı senkron motorun açık çevrim v/f ve kapalı çevrim self kontrolü gerçekleştirilecektir. Oluşturulacak matris konverter prototipi, farklı kontrol algoritmalarının uygulanmasına ve diğer 3-fazlı alternatif akım motorlarının kontrolüne de olanak sağlayacaktır.

1.5. Tezin Yapısı

Tezin ilk bölümünde, öncelikle doğru akım motorlu sürücü düzeneklerle alternatif akım motorlu sürücü düzenekler karşılaştırılmıştır. Benzer şekilde inverter ve doğrudan frekans çeviricilerin bir karşılaştırılması da yapılmıştır.

İkinci bölümde, inverter beslemeli senkron motorun kontrol yöntemleri incelenmiş ve buradan hareketle ilk olarak gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen senkron motorun açık çevrim v/f kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur. Daha sonra yine gerim kaynaklı ve akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen senkron motorun self kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modeli elde edilip benzetim programı koşturulmuş ve sonuçları irdelenmiştir. Bu durumlar için amortisör sargısı ve çıkıklık etkileri de irdelenmiştir.

Üçüncü bölümde inverter beslemeli self kontrollü senkron motorlarda amortisör sargı ve çıkıklık etkileri incelenmiştir. Amortisör sargı ve çıkıklık etkileri senkron motorun GKI ve AKI'den beslenme durumları için ayrı ayrı karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Dördüncü bölümde, matris konverter yapısı ve Venturini kontrol algoritması detaylı olarak ele alınmıştır. Daha sonra basitleştirilmiş Venturini kontrol algoritmasını kullanan 3-fazlı matris konverterin Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan matris konverter modeline ilk önce yük olarak 3-fazlı yıldız bağlı bir RL yükü bağlanarak sonuçlar incelenmiştir. Daha sonra matris konverter çıkışına 3-fazlı üçgen bağlı çıkık

kutuplu amortisör sargılı bir senkron motor bağlanarak dinamik ve sürekli durum performansı incelenmiştir. Ayrıca bu bölümde matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f ve kapalı çevrim (self-vektör) kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur.

Beşinci bölümde amortisör sargısı ve çıkıklığın matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun dinamik ve sürekli durum performansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu durum senkron motorun dört farklı durumu için karşılaştırmalı olarak ele alınmıştır.

Altıncı bölüm, 3-fazlı matris konverter uygulama düzeneğinin tasarımı ve gerçekleştirmesine yönelik bilgiler içermektedir.

Yedinci bölümde matris konverterden bir RL yükünün ve senkron motorun beslenmesi durumunda elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Ayrıca matris konverterden beslenen senkron motorun açık çevrim v/f ve self kontrolüne ilişkin benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır.

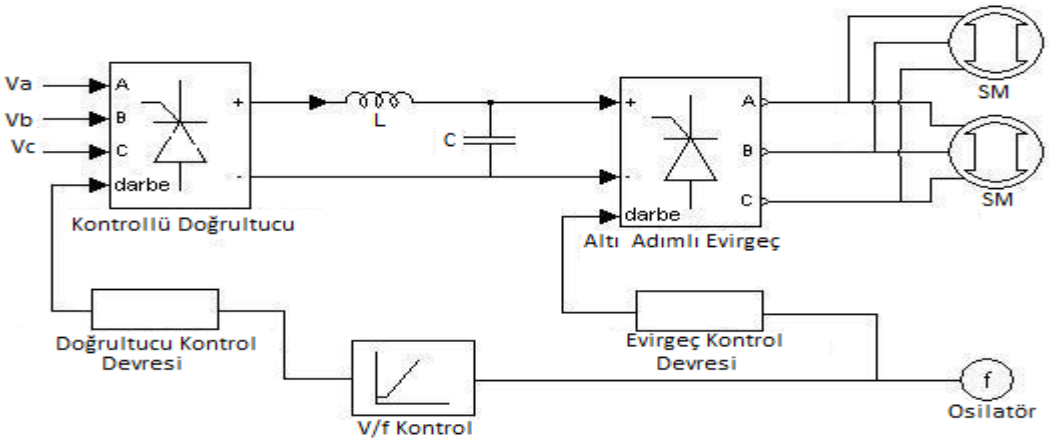
2. İNVERTER BESLEMELİ SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ VE SİMÜLASYONU

2.1. Genel Bakış

Yüksek güçlü sürücü düzeneklerde doğal aktarım olanağından dolayı AKI'lerle yaygın olarak kullanılan senkron motorlar, orta ve düşük güç seviyelerinde ikinci bir kaynak gereksinimi (uyartım sargısı için) ve kompleks kontrol yapısından dolayı sürücü düzeneklerde hak ettiği yeri alamamıştır. Ancak, verim ve güç faktörünün önemli olduğu uygulamalarda senkron motorlar özellikle yüksek güçlerde alternatifsizdir. Senkron motor kontrol yöntemleri genel olarak açık çevrim ve self kontrol olarak iki başlık altında incelenir.

2.2. İnverter Beslemeli Senkron Motorun Açık Çevrim Kontrol İlkesi

Açık çevrim skalar kontrolde motor hızı bağımsız bir osilatör ile belirlenir ve stator gerilimi doğrudan kontrol edilir. Bu çalışma şekli gerçek senkron çalışma şekli olarak bilinir ve pratikte sadece GKI ile gerçekleştirilir. GKI, altı adımlı inverter veya darbe genişlik modülasyonlu (DGM) inverter olabilir. Şekil 2.1'de açık çevrim hız kontrol ilkesine ait blok diagramı görülmektedir.

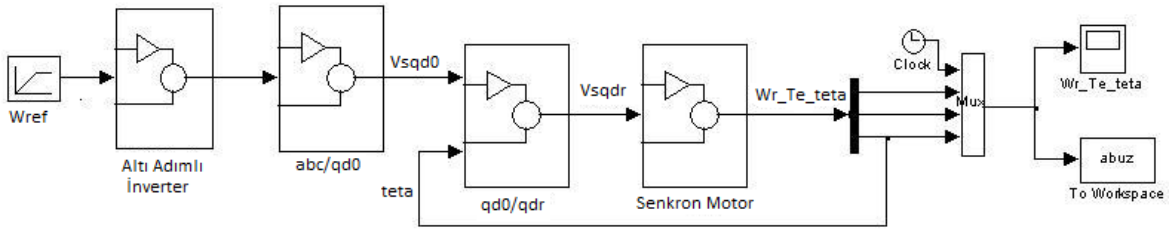


Şekil 2.1. Açık çevrim hız kontrolüne ilişkin blok diagramı

Blok diagramından da görüleceği üzere aynı inverter çıkışından birden fazla motor beslenebilir. Genel olarak hızın sabit kalması gereken uygulamalarda kullanılır.

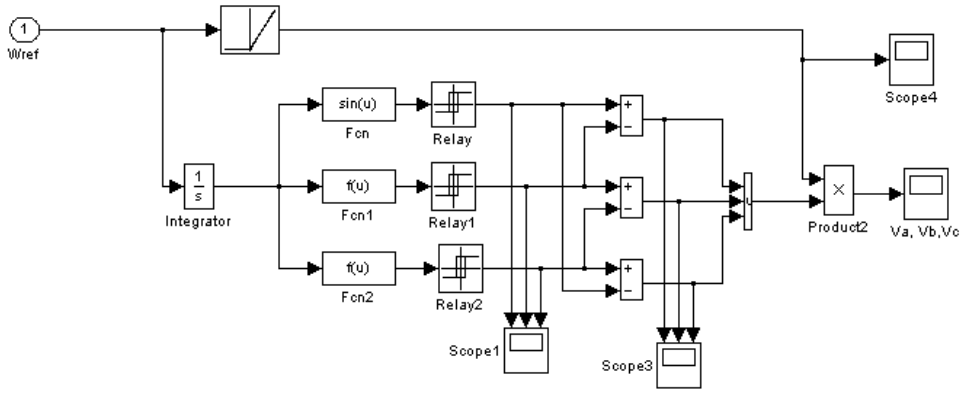
2.2.1. Senkron Motorun Açık Çevrim Hız Kontrol İlkesine İlişkin Simülasyon Modeli

Şekil 2.2'de senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modeli görülmektedir. Kontrol ilkesi v/f oranı yani gerilim/frekans oranının sabit tutulması üzerinedir. Besleme gerilimi stator frekansı ile orantılı değiştirilirse moment yük açısı karakteristiği frekanstan bağımsız hale gelir. V/f kontrol nominal hızın altında uygulanır. Düşük hızlarda stator direncindeki gerilim düşümünü kompanze edecek şekilde gerilim artırılmalıdır [24].



Şekil 2.2. Senkron motorun açık çevrim hız kontrolüne ilişkin simulink modeli

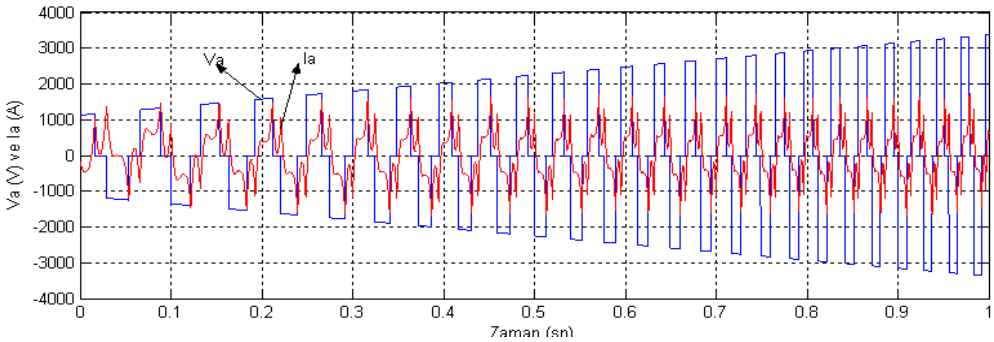
Modelde kullanılan altı adımlı inverterin açık hali Şekil 2.3'te detaylı olarak verilmiştir.



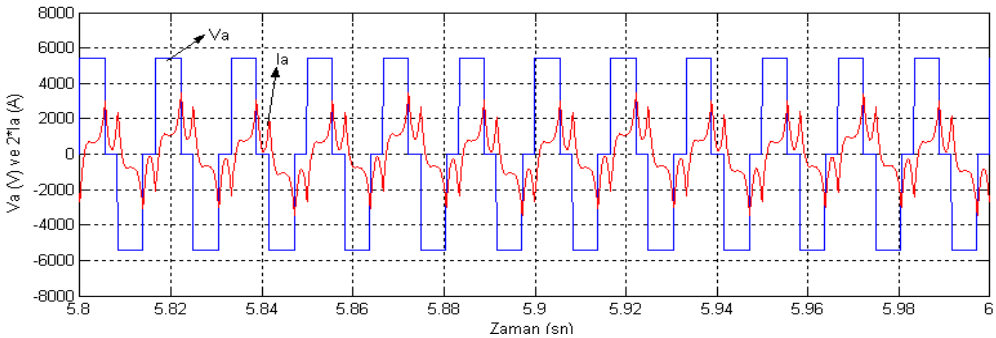
Şekil 2.3. Altı adımlı inverterin simulink modeli

Oluşturulan simulink modelinde, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır. Başlangıçta senkron motor yüksüz olarak (0-4 sn aralığında) çalıştırılmıştır. Motor sürekli durum hızına ulaştıktan bir

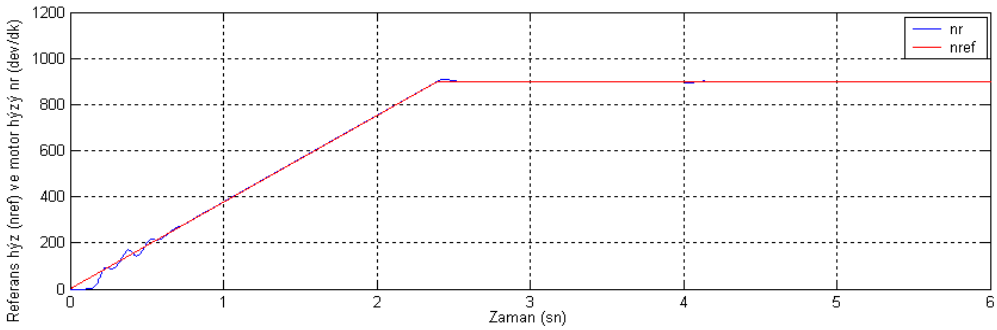
süre sonra sabit bir yük momenti (Ty=4e4 N.m) devreye alınmıştır (4-6sn aralığında). Bu durumda altı adımlı inverterin geçici ve sürekli durum için bir faz çıkış gerilimi ve akımının dalga şekilleri sırasıyla Şekil 2.4 ve 2.5' te görülmektedir. Ayrıca senkron motorun hız ve momentinin zamana göre değişimi sırasıyla Şekil 2.6 ve 2.7'deki gibi elde edilmiştir.



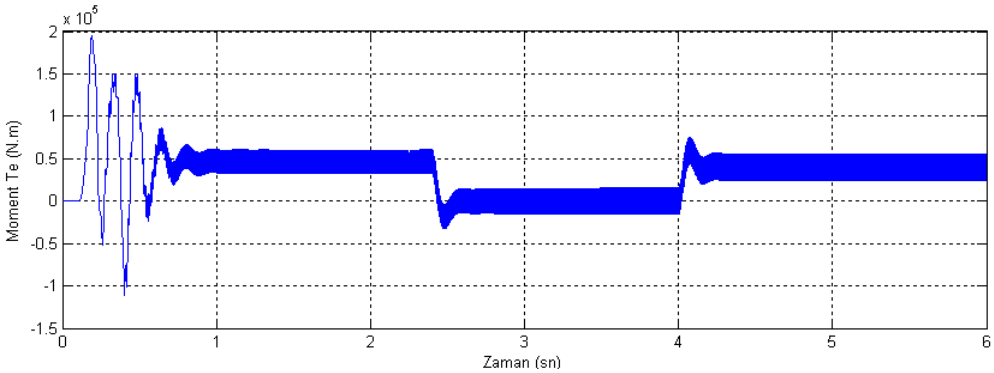
Şekil 2.4. Altı adımlı inverterin geçici durum için çıkış gerilim ve akım dalga şekli



Şekil 2.5. Altı adımlı inverterin sürekli durum için çıkış gerilim ve akım dalga şekli



Şekil 2.6. Referans hızın ve senkron motorun hızının zamana göre değişimi

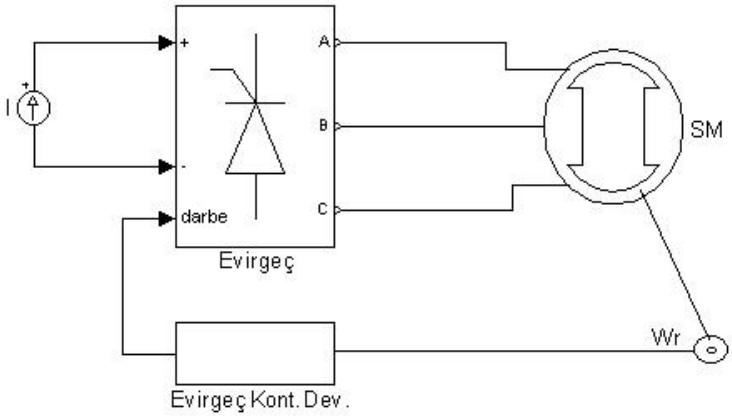


Şekil 2.7. Açık çevrim hız kontrollü senkron motorun momentinin zamana göre değişimi

Şekil 2.7'deki sonuç incelendiğinde momentin kaynak frekansının altı katı bir frekansta dalgalandığı görülüyor. Bu durum kullanılan inverterin altı adımlı kare dalga inverter olmasından kaynaklanmaktadır. Momentte görülen bu dalgalanmalar darbe genişlik modülasyonlu inverter kullanma durumunda azaltılabilir.

2.3. Senkron Motorun Self Kontrolü

Senkron motorun stator gerilimlerinin frekansı rotor hızı ile belirleniyorsa bu kontrol şekline self kontrol denilir. Self kontrolde stator gerilimi doğrudan kontrol edilebilir. Senkron motorun bu kontrol şeklinde, inverter anahtarları motor hızıyla orantılı bir frekansta tetiklenir yani hız ile tetikleme frekansı kilitlenir. Self kontrol tüm çalışma noktaları için stator ve rotor alanlarının tam olarak senkronizasyonda kalmalarını sağlar. Sonuçta moment açısı kontrol edilebilir. Kontrol parametrelerinin artmış olması motorun kontrol olanaklarını arttırır [1]. Şekil 2.8'de AKI' den beslenen self kontrollü senkron motorun blok diagramı görülmektedir.



Sekil 2.8. Akım kaynaklı inverterden beslenen self kontrollü senkron motor

Senkron motorun self kontrolü GKI, AKI ve doğrudan frekans çeviricilerle gerçekleştirilebilir.

Çıkık kutuplu bir senkron motorun stator ve alan emk'larının sinüzoidal dağılımlı oldukları kabul edilirse; elde edilen ortalama moment Denklem 2.1 ile verilir.

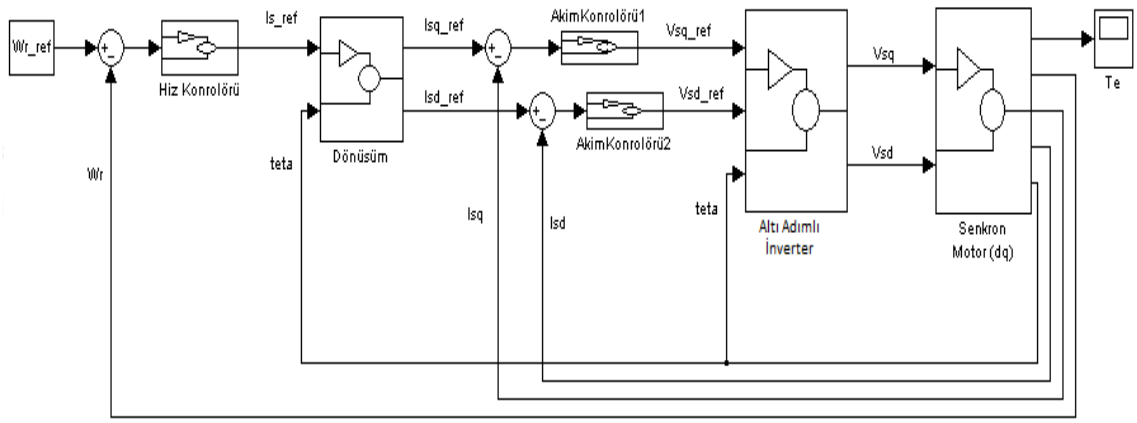
$$Te = K_1.I_a I_{fd}.\sin\delta + K_2.I_a^{\ 2}.\sin 2\delta \qquad (2.1)$$

Burada; K_1 ve K_2 moment sabitleri, I_a stator akımının genliği , I_{fd} alan (uyarma) akımının genliği ve δ ise stator ve uyarma mmk'ları arasındaki açıdır. Denklem (2.1)' de K_2 sabiti sıfır alınırsa yuvarlak kutuplu makineye ait moment denklemi elde edilmiş olur. δ açısı 90° de tutulur, uyarma akımı da sabit bir değere ayarlanırsa; moment stator akımıyla değiştirilebilir. Çıkık kutuplu olmayan motorda kararlı çalışma aralığı 0-90° arasında, çıkık kutuplu motorda ise 90° den küçük tutulmalıdır [25].

Senkron motorlu açık çevrim kontrollü bir sürücü düzenekte; ani yük veya frekans değişimi durumunda motorun senkronizasyondan çıkma tehlikesi vardır. Ani yük ve/veya frekans değişimi durumunda stator gerilimlerinin frekansı rotor hızına kilitlenirse açık çevrim kontrolde oluşan bu olumsuzluklar ortadan kalkar. Motor senkronizasyonunu kaybetmez.

2.3.1. Gerilim Kaynaklı İnverterden Beslenen Senkron Motorun Self Kontrolüne İlişkin Bilgisayar Benzetim Programı

Şekil 2.9'da gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun self kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modeli görülmektedir. Modelde, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır.

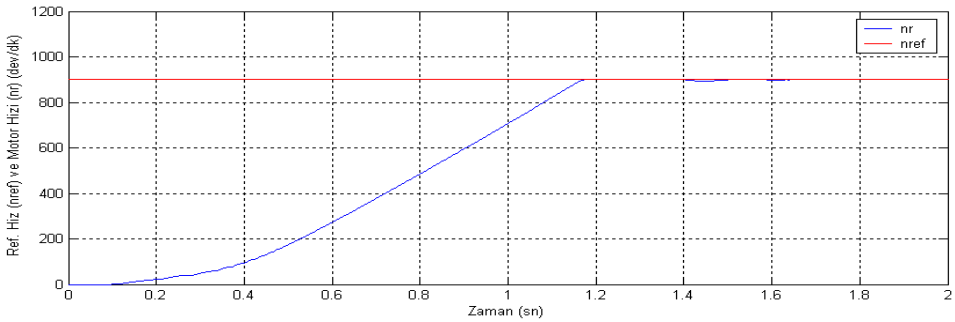


Şekil 2.9. Gerilim kaynaklı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun simulink modeli

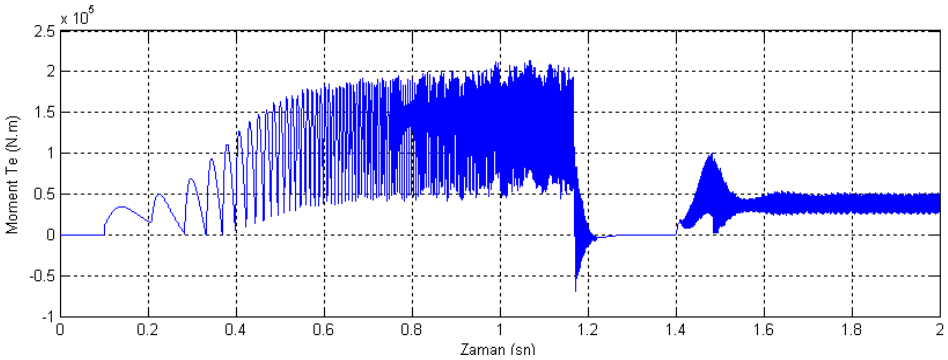
Motordan alınan hız bilgisi ile referans hız karşılaştırılır ve oluşan hata bir PI kontrolörden geçirilir. PI kontrolör'ün çıkışı referans stator akımını(I_s^*) verir. Bu akım dönüşüm matrisi yardımıyla d-q bileşenlerine ayrılır. Bu akımlar gerçek değerleriyle karşılaştırılır ve oluşan hatalar PI kontrolörden geçirilir sonuçta d-q referans gerilimleri elde edilir.

Benzetim programı ilk önce yüksüz olarak çalıştırılıp, motor sürekli durum hızına ulaştıktan sonra (1.4 s sonra) yük devreye alınmıştır. Bir başka deyişle motor 0-1.4 s aralığında yüksüz, 1.4-2 s aralığında yüklü olarak çalıştırılmıştır.

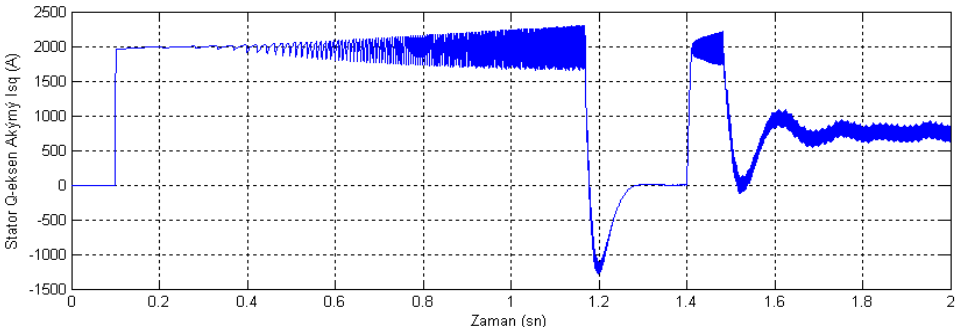
Benzetim programının çalıştırılması sonucunda elde edilen hız, moment ve stator q-eksen akımı sırasıyla Şekil 2.10, 2.11 ve 2.12'de görülmektedir. Senkron motorun geçici ve sürekli durumu için stator gerilim ve akımının dalga şekilleri ise sırasıyla Şekil 2.13 ve 2.14'te görülmektedir.



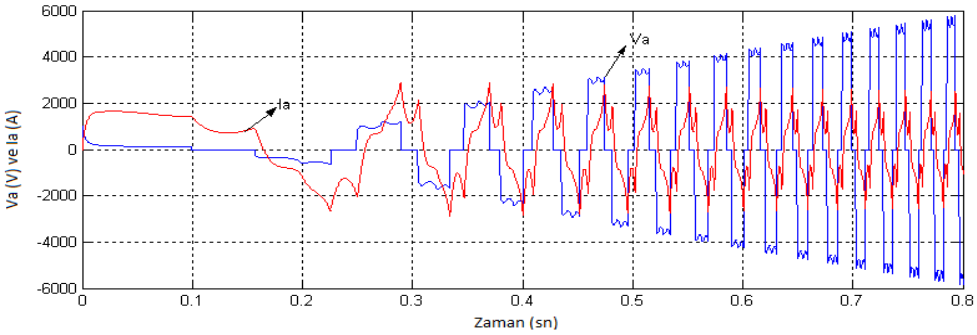
Şekil 2.10. Senkron motorun hızının zamana göre değişimi



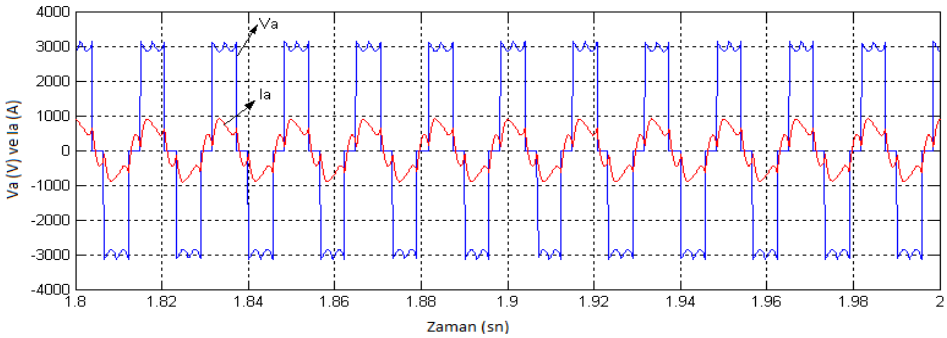
Şekil 2.11. Senkron motorun momentin zamana göre değişimi



Şekil 2.12. Senkron motorun stator q-eksen akımının zamana göre deği**şimi**



Şekil 2.13. Senkron motorun geçici durum için stator gerilim ve akım dalga şekli

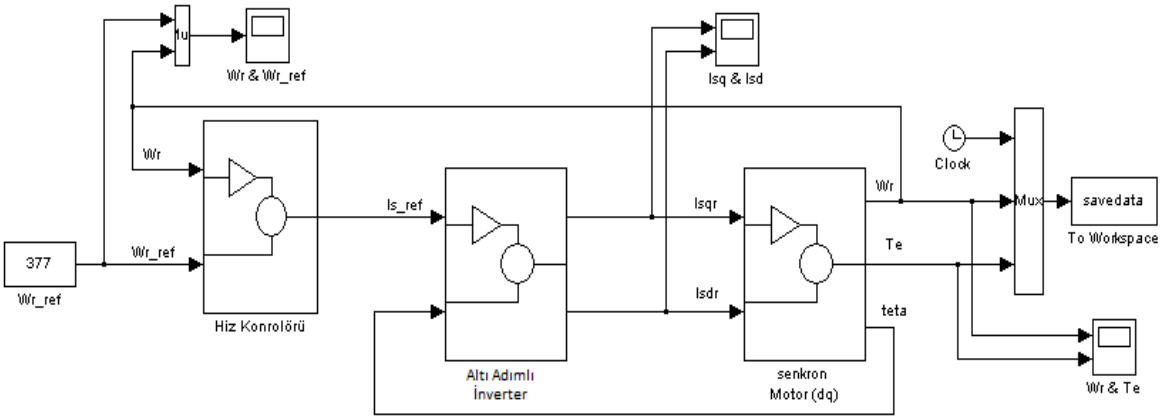


Şekil 2.14. Senkron motorun sürekli durum için stator gerilim ve akım dalga şekli

2.3.2. Akım Kaynaklı İnverterden Beslenen Senkron Motorun Self Kontrolüne İlişkin Bilgisayar Benzetim Programı

Senkron motorun self kontrolü literatürde en çok AKI' lerle incelenmiştir. Senkron motorun bir akım kaynağından beslenme avantajı zıt e.m.k'nin inverter anahtarlarının aktarımında kullanılabilmesidir. Bu durumda inverterde kullanılan anahtarlar tristör ise senkron motorun ileri güç faktöründe çalıştırılabilme özelliğinden dolayı ek komutasyon devrelerine gereksinim duyulmaz. Güç iletim biriminin bu şekilde basitleştirilmesi AKI beslemeli self kontrollü senkron motorları büyük güçlü sürücülerde oldukça popüler hale getirmiştir.

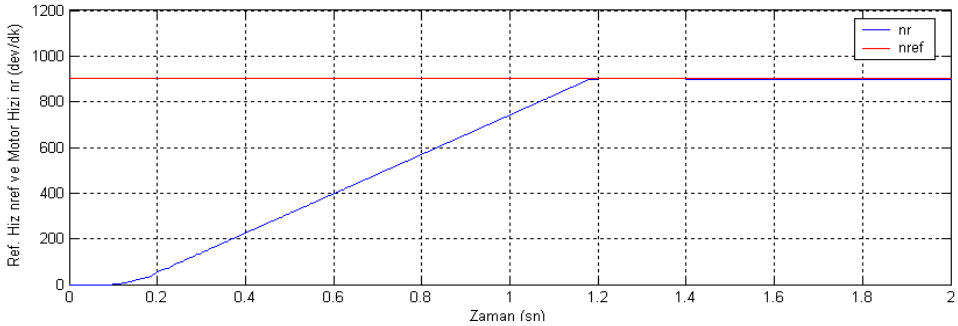
Şekil 2.15'te akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen senkron motorun Matlab/Simulink programı kullanılarak oluşturulan bilgisayar benzetim programı görülmektedir. Bu programdaki motorumuzun modeli; daha önceki bölümlerde bahsedilen motor modelinden farklı olarak akım referanslı olacak şekilde düzenlenmiştir. Modelde, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır.



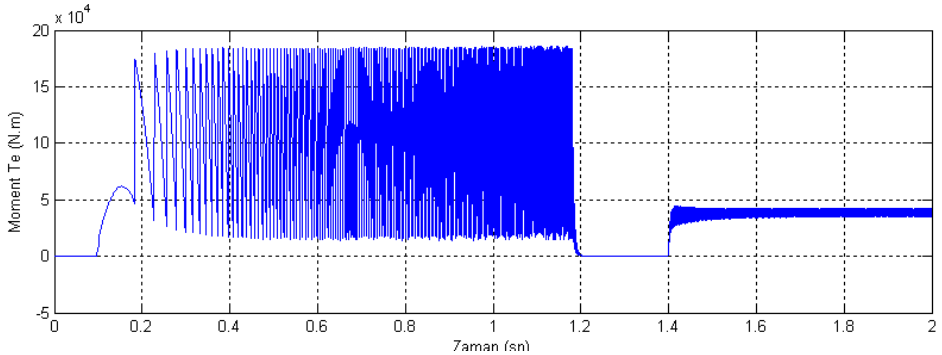
Şekil 2.15. Akım kaynaklı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun simulink modeli

Benzetim programı ilk önce yüksüz olarak çalıştırılıp, motor sürekli durum hızına ulaştıktan sonra (1.4 s sonra) yük devreye alınmıştır. Bir başka deyişle motor, 0-1.4 s aralığında yüksüz, 1.4-2 s aralığında yüklü olarak çalıştırılmıştır.

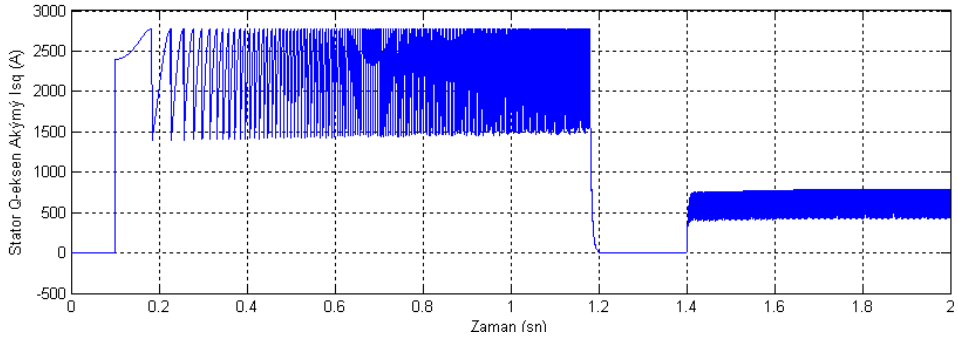
Benzetim programının çalıştırılması sonucunda Şekil 2.16, 2.17 ve 2.18'de sırasıyla hız, moment ve stator q-eksen akımı değişimleri elde edilmiştir. Senkron motorun geçici ve sürekli durumuna ilişkin stator gerilim ve akım dalga şeklileri sırasıyla Şekil 2.19 ve 20'de gösterilmiştir.



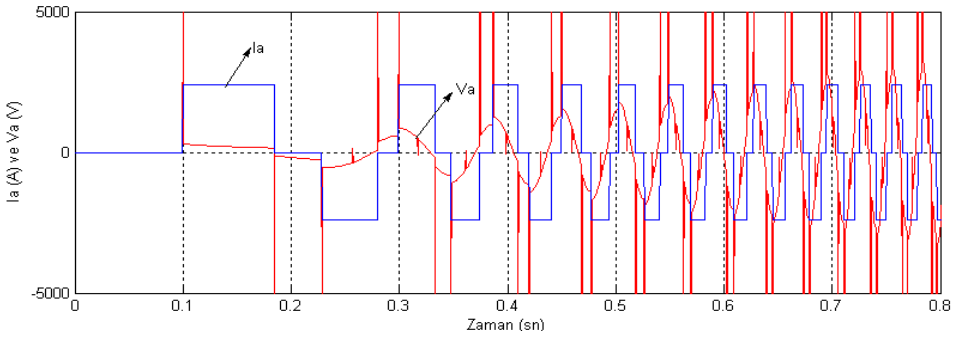
Şekil 2.16. Senkron motorun hızının zamana göre değişimi



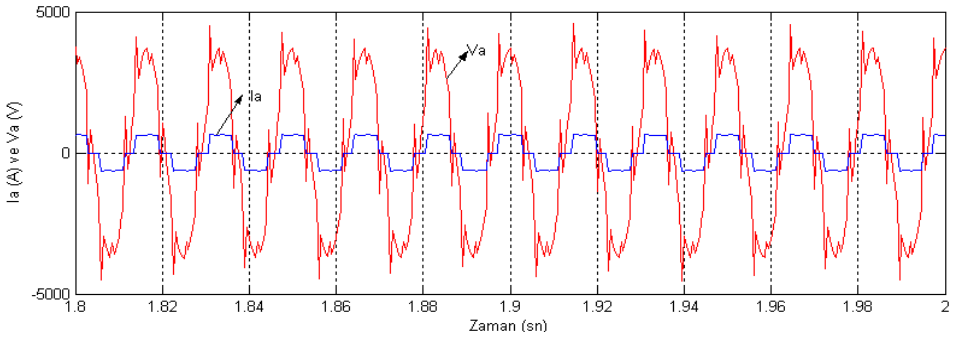
Şekil 2.17. Senkron motorun momentinin zamana göre değişimi



Şekil 2.18. Senkron motorun stator q-eksen akımının zamana göre değişimi



Şekil 2.19. Senkron motorun geçici durum için stator gerilim ve akımının dalga şekli



Şekil 2.20. Senkron motorun sürekli durum için stator gerilim ve akımının dalga şekli

Hem self ve hem de sabit v/f gibi skalar kontrol yöntemlerinde stator akımının akı ve moment bileşeni bir doğru akım motorundaki gibi ayrıştırılmış değildir. Senkron motora bakıldığında akının uyarma sargısından sağlanmasından dolayı kenetlemesiz bir yapıya doğal olarak sahip olduğu söylenebilir. Ancak moment kontrolü için stator akımı değiştirildiğinde akıyı sabit tutmak için alan sargı akımının da değiştirilmesi gerekir. Alan sargı akımının geniş sınırlar içerisinde değiştirilme gerekliliği self kontrolün cevabını ağırlaştırır. Akıyı sabit tutmak için uyarma akımının bu geniş sınırlar içerisinde değiştirilmesi yerine, stator akımının akı bileşenini bu iş için kullanmak cevap süresini hızlandırabilir. İşte bu nedenle ya self kontrolün cevap hızını iyileştirecek algoritmalar üzerine çalışmalar yapılmalı ya da stator akımını akı ve moment bileşenlerine ayırarak kontrol etme prensibi üzerine kurulu vektör kontrol kullanılmalıdır. Ayrıca senkron motorda çıkıklık ve amortisör sargı etkilerinin de inverter beslemeli sürücü düzeneklerde araştırılmasında yarar olacaktır.

3. İNVERTER BESLEMELİ SENKRON MOTORLARDA AMORTİSÖR SARGI VE ÇIKIKLIK ETKİLERİ

3.1. Genel Bakış

Sürücü düzeneğin gücüne bağlı olarak inceleme yapıldığında genel olarak iki başlık ortaya çıkmaktadır. Bunlar orta ve yüksek güç seviyeleridir. Orta ve düşük güç seviyelerinde genel olarak kalıcı mıknatıs rotorlu motorlar ve yuvarlak kutuplu senkron motorlar tercih edilirler. Yüksek güç uygulamaları ise düşük hız ve yüksek hız alt başlıkları altında ele alınabilir. Düşük hız uygulamalarında; çıkık kutuplu senkron motorlar AKI' ler ve doğrudan frekans çeviriciler ile çimento sanayindeki döner fırınlarda yaygın olarak kullanılırlar. Yüksek hızlarda ise genelde yuvarlak kutuplu senkron motorlar tercih edilirler [1].

Amortisör sargıları geçici olaylar esnasında oluşabilecek mekanik osilasyonları ve senkron hızdan sapmaları önlemek için senkron makinenin rotoruna bağlanan ve sincap kafesli yapıya benzeyen sargılardır. Geçici olaylar esnasında bu sargılardan sönüm akımları adını verdiğimiz akımlar akar ve bu akımlar makinayı senkronizasyonda tutacak momentler üretirler.

Bu bölümde self kontrollü senkron motordaki çıkıklık ve amortisör sargı etkileri senkron motorun GKI ve AKI' den beslenme durumları için incelenmiştir. Aynı zamanda çıkıklık ve amortisör sargısının senkron motorun geçici ve sürekli durum performansı üzerindeki etkileri ayrı ayrı karşılaştırmalı olarak ortaya konmuştur. Bu amaçla GKI ve AKI' den beslenen self kontrollü senkron motorun benzetim programı aşağıdaki dört farklı durum için incelenmiştir;

a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

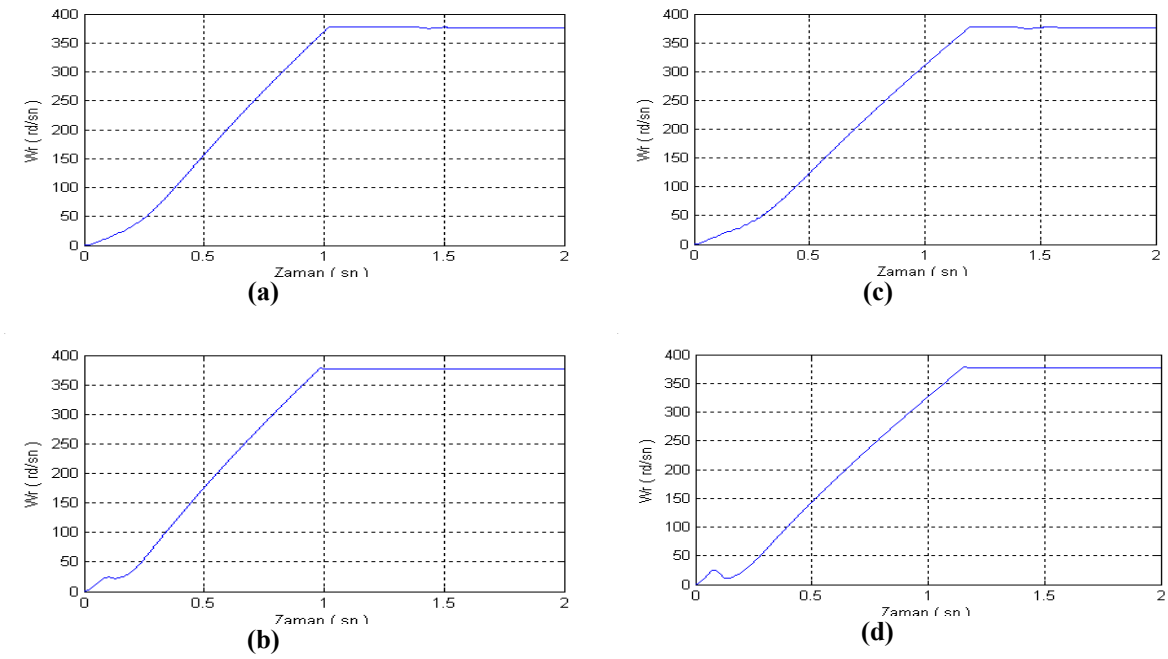
d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

3.2. Gerilim Kaynaklı İnverterden Beslenen Self Kontrollü Senkron Motorda Çıkıklık ve Amortisör Sargı Etkileri

Bu bölümde çıkıklık ve amortisör sargısının senkron motorun performansı üzerindeki etkileri incelenirken daha önce Bölüm 2'de bahsedilen GKI' den beslenen self kontrollü senkron motorun (GKI-SKSM) Matlab/Simulink modeli esas alınmıştır. Modelde, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır. Yukarıda belirtilen dört farklı duruma ilişkin sonuçları incelemek için, motorun yuvarlak kutuplu olması stator q-eksen reaktansı d-eksen reaktansına eşitlenerek sağlanmıştır. Senkron motorun amortisör sargısız olma durumu için ek olarak bir senkron motor modeli oluşturulmuştur.

Benzetim programı dört farklı durum için de aynı koşullarda çalıştırılmıştır. Benzetim programı ilk önce yüksüz olarak çalıştırılıp, motor sürekli durum hızına ulaştıktan sonra (1.4 s sonra) yük devreye alınmıştır. Bir başka deyişle motor, 0-1.4 s aralığında yüksüz, 1.4-2 s aralığında yüklü olarak çalıştırılmıştır. Geçici duruma ait sonuçlar 0-0.8 s aralığı, sürekli duruma ait sonuçlar ise 1.8-1.85 s aralığında alınmıştır.

Şekil 3.1'de gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun dört farklı durumu için hızının zamana göre değişimi görülmektedir. Burada senkron motorun hem çıkık hem de yuvarlak kutuplu olma durumunda; amortisör sargısız sekron motorun (Şekil 3.1 b ve d) amortisör sargılı senkron motora (Şekil 3.1 a ve c) göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaştığı görülmektedir. Aynı zamanda senkron motorun çıkık kutuplu olma durumunda (Şekil 3.1 a ve b) yuvarlak kutuplu olma durumuna (Şekil 3.1 c ve d) göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaşmaktadır. Bu durumun çıkık kutuplu senkron motorun moment değerinin yuvarlak kutuplu senkron motor moment değerinden relüktans momenti kadar fazla olmasından dolayı kaynaklandığını söyleyebiliriz.



Şekil 3.1. GKI-SKSM'un hızının değişimi

a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

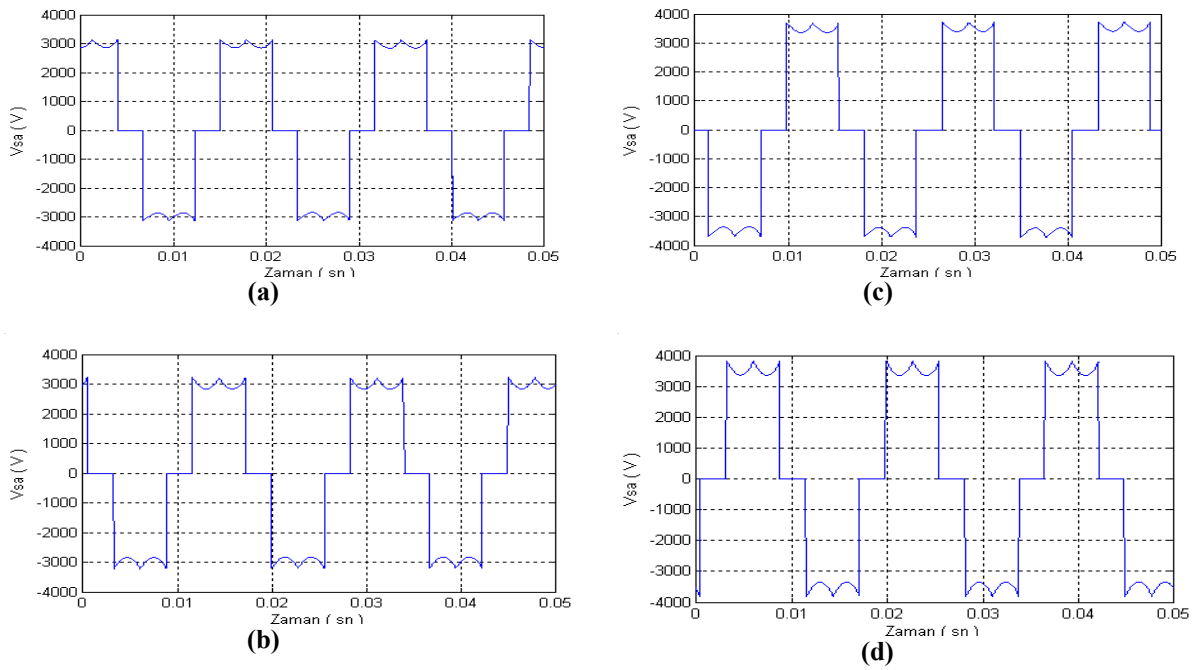
b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Amortisör sargıları, sabit frekanslı sinüsoidal bir gerilim kaynağından beslenen bir senkron makinadaki geçici yük değişimleri durumunda kararlılığı devam ettirmek için gereklidir. Bu durum Şekil 3.1'de senkron motorun amortisör sargısız olma durumunda düşük hızlardaki dalgalanmalardan da açıkça görülmektedir.

Şekil 3.2'de gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki faz geriliminin zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Sürekli durum için alınan bu sonuçlardan görüleceği üzere senkron motorun çıkık kutuplu olma durumunda (Şekil 3.2. a ve b) faz geriliminin genliği hemen hemen aynıdır. Aynı zamanda senkron motorun yuvarlak kutuplu olma durumunda da (Şekil 3.2. c ve d) faz gerilimlerinin genlikleri eşittir. Burada aynı yük değerinde yuvarlak kutuplu senkron motor için gerekli olan gerilimin genliği çıkık kutuplu senkron motora göre daha fazladır.



Şekil 3.2. GKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz geriliminin değişimi

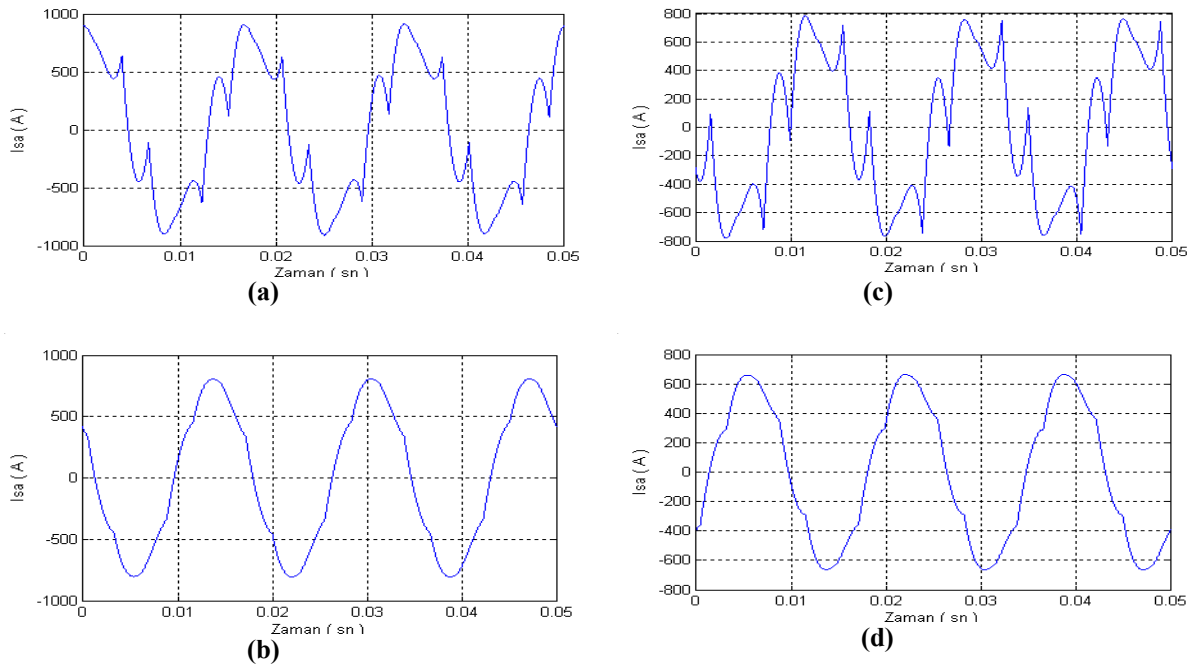
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.3' de gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki faz akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Sonuçlardan da görüleceği üzere amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 3.3 a ve c) faz akımındaki dalgalanmalar amortisör sargısız senkron motora (Şekil 3.3 b ve d) göre daha fazladır. Ayrıca amortisör sargılı senkron motorun faz akımının tepe genliği amortisör sargısız senkron motora göre daha fazladır. Buna amortisör sargılarının olmaması durumunda gerilim harmonikleri tarafından görünen yüksek empedans sebep olur. Aynı zamanda çıkık kutuplu senkron motordaki (Şekil 3.3 a ve b) akımın maksimum değeri, yuvarlak kutuplu senkron motora (Şekil 3.3 c ve d) göre daha fazladır.



Şekil 3.3. GKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz akımının değişimi

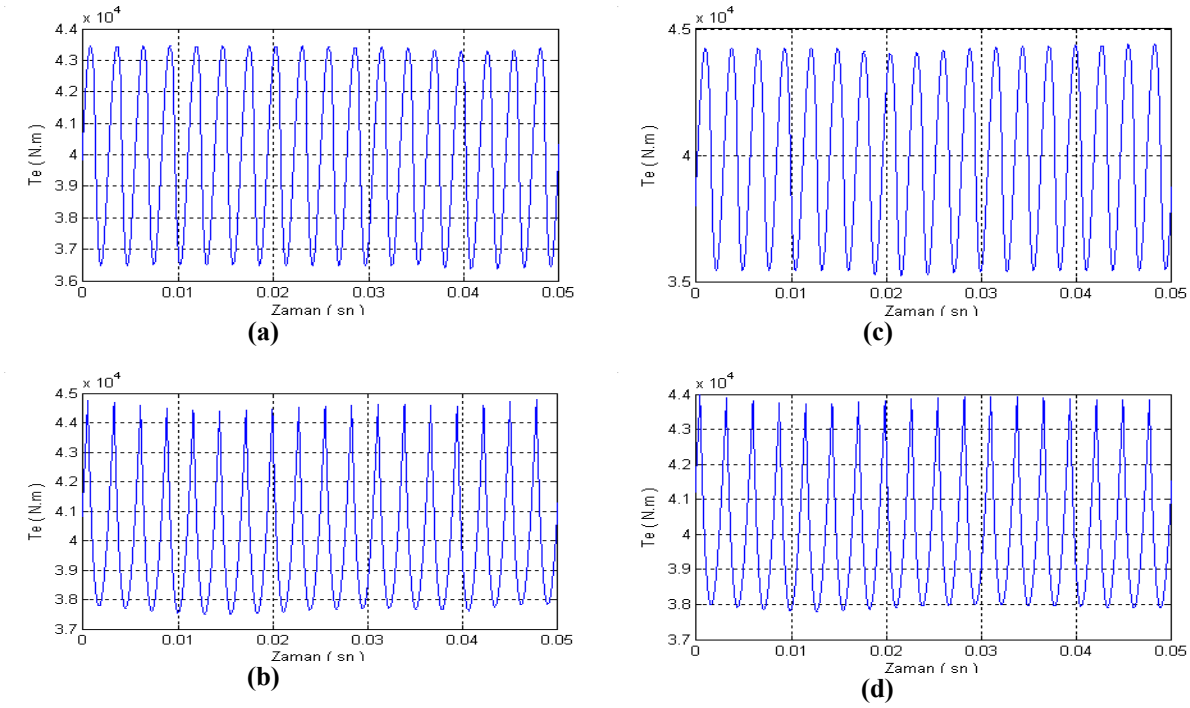
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki momentinin zamana göre değişimi dört farklı durum için Şekil 3.4'de görülmektedir. Alınan dört farklı durum için de, senkron motor momentinin sürekli durumda esas frekansın altı katı bir frekansta dalgalandığı görülmektedir. Bu durumun senkron motorun altı adımlı bir inverterden beslenmesinin bir sonucu olduğunu söyleyebiliriz. Senkron motorun sürekli durumdaki ortalama moment değeri dört farklı durum için de aynıdır. Aynı zamanda yuvarlak kutuplu senkron motordaki (Şekil 3.4 c) moment dalgalanmasının çıkık kutuplu senkron motora (Şekil 3.4 a) göre daha fazla olduğu görülmektedir. Bu durum senkron motorun yuvarlak kutuplu olması durumunda q-eksen reaktansının çıkık kutuplu senkron motora göre artmasının bir sonucudur.



Şekil 3.4. GKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında momentinin değişimi

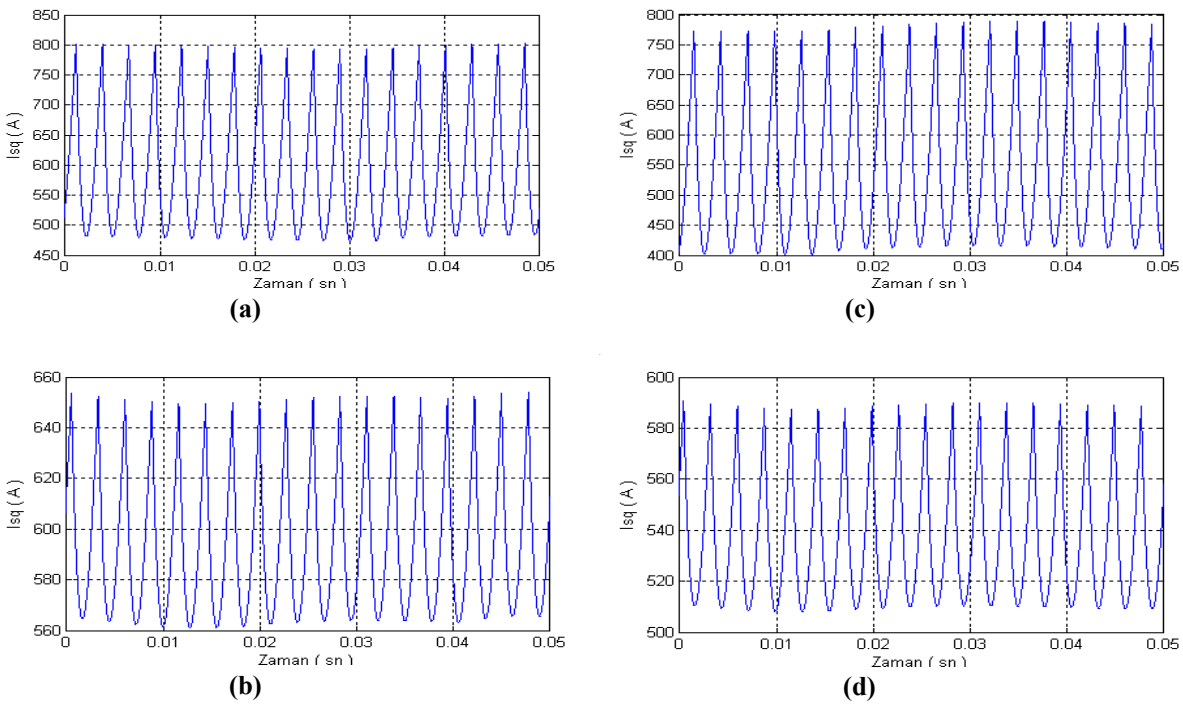
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.5' de gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durum koşullarındaki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Stator q-eksen akımının da tıpkı Şekil 3.4'deki moment gibi esas frekansın altı katı bir frekansta dalgalandığı görülmektedir. Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor (Şekil 3.5 a) ile çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motorun (Şekil 3.5 b) stator q-eksen akımının ortalama değeri hemen hemen aynıdır. Aynı şekilde yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor (Şekil 3.5 c) ile yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motorun (Şekil 3.5 d) stator q-eksen akımının ortalama değeri de aynıdır. Yuvarlak kutuplu senkron motorun (Şekil 3.5 c ve d) ortalama stator q-eksen akımı çıkık kutuplu senkron motorunkinden (Şekil 3.5 a ve b) daha düşüktür. Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 3.5 b) stator q-eksen akımındaki dalgalanma çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motora (Şekil 3.5 a) göre daha fazladır.



Şekil 3.5. GKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

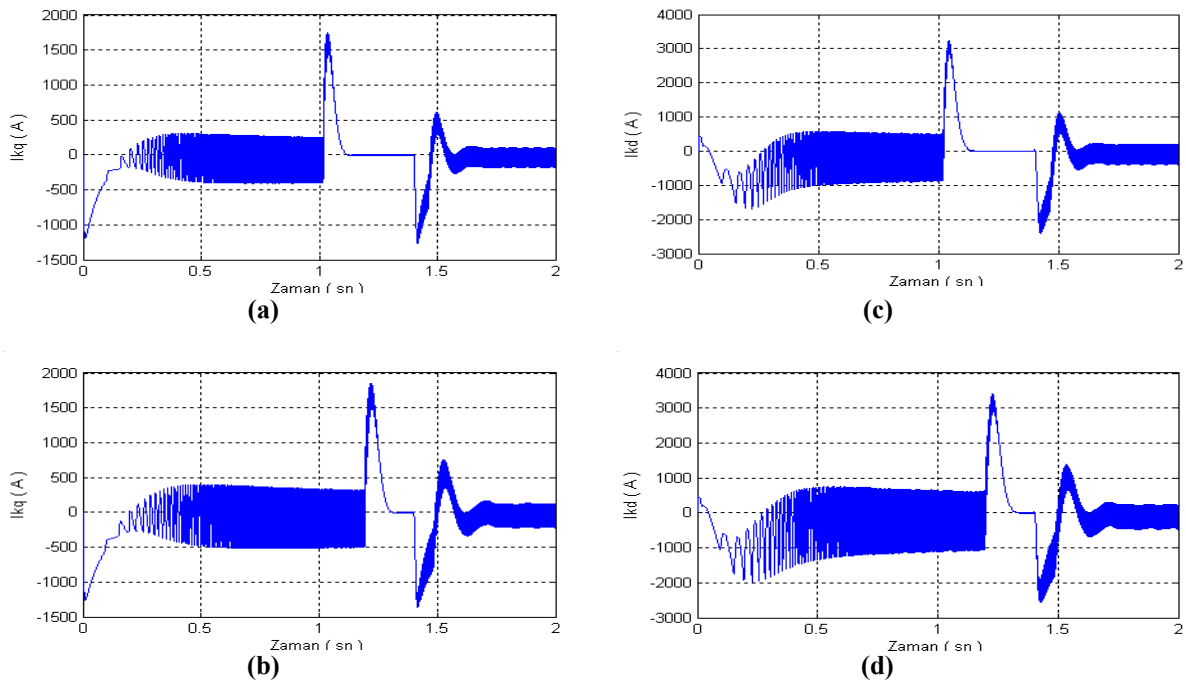
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.6' da gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun amortisör sargı akımlarının zamana göre değişimleri, senkron motorun yuvarlak ve çıkık kutuplu olma durumları için verilmiştir. Amortisör sargıları geçici olaylar esnasında oluşabilecek mekanik osilasyonları ve senkron hızdan sapmaları önler. Geçici olaylar esnasında bu sargılardan sönüm akımları adını verdiğimiz akımlar akar ve bu akımlar makineyi senkronizasyonda tutacak momentler üretir. Sonuçlardan da görüleceği üzere sürekli durumda da gerilim harmoniklerinden dolayı amortisör sargılarından akımlar akar. Bu akımlar makinadaki kayıpların artmasına ve ek ısınmalara sebep olur.



Şekil 3.6. GKI-SKSM'un amortisör sargı akımlarının değişimi

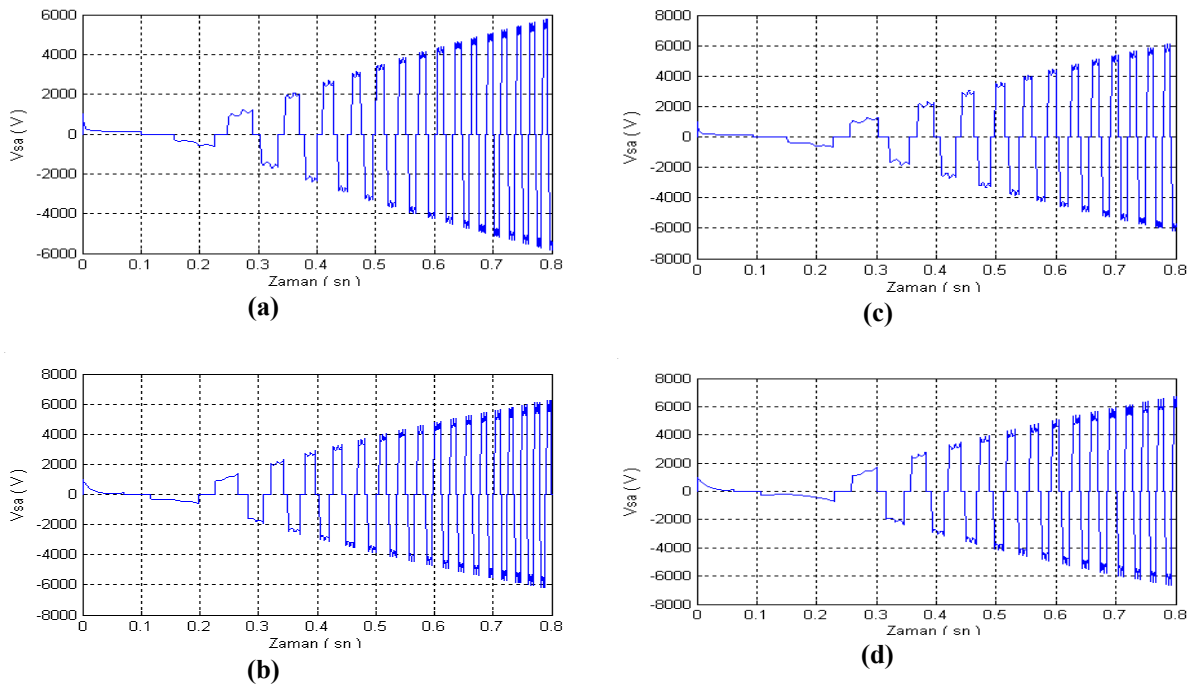
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun I_{kq} akımı

b) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motorun I_{kq} akımı

c) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motorun I_{kd} akımı

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motorun I_{kd} akımı

Şekil 3.7' de gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun geçici durumdaki faz gerilimleri dört farklı durum için görülmektedir. Dört farklı durumda da gerilimin genliği frekansla orantılı olarak artmaktadır. Yuvarlak kutuplu senkron motorun geriliminin maksimum değeri çıkık kutuplu senkron motora göre daha büyüktür.



Şekil 3.7. GKI-SKSM'un geçici durum koşullarında faz geriliminin değişimi

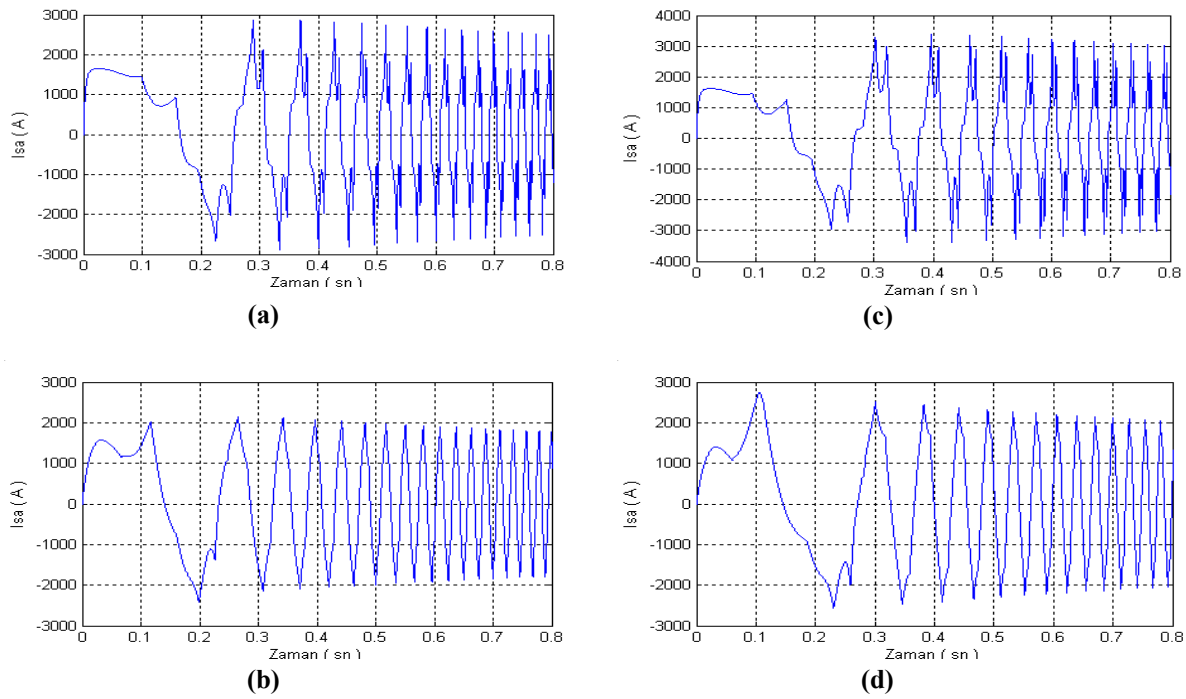
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.8' de GKI' den beslenen self kontrollü senkron motorun geçici durumdaki faz akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Yuvarlak kutuplu senkron motorun faz akımının genliği (Şekil 3.8 c ve d), çıkık kutuplu senkron motorunkinden (Şekil 3.8 a ve b) daha büyüktür. Aynı zamanda amortisör sargılı senkron motordaki akımın maksimum değeri amortisör sargısız senkron motorunkinden büyüktür.



Şekil 3.8. GKI-SKSM'un geçici durum koşullarında faz akımının değişimi

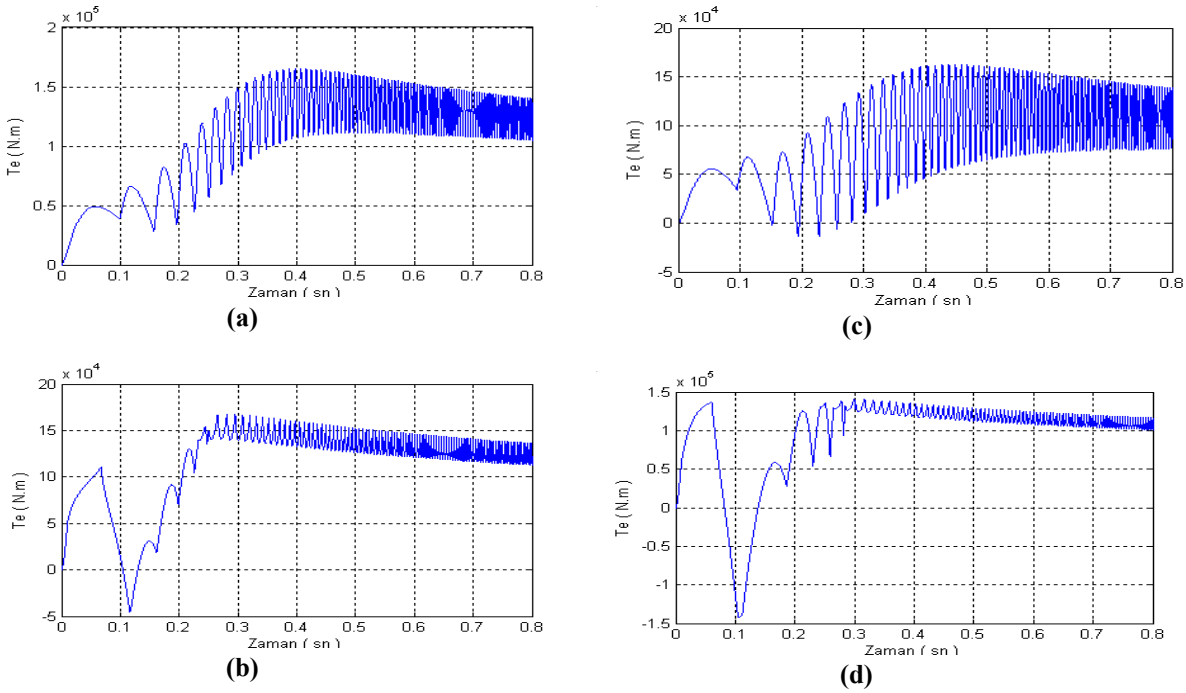
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.9' da GKI' den beslenen self kontrollü senkron motorun geçici durumdaki momentinin zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Momentin sürekli rejimde olduğu gibi geçici durumda da esas frekansının altı katı bir frekansta dalgalandığı görülüyor. Sonuçlardan da görüleceği üzere geçici durumda amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 3.9 a ve c) momentindeki dalgalanmalar amortisör sargısız senkron motorunkinden (Şekil 3.9 b ve d) daha fazladır.



Şekil 3.9. GKI-SKSM'un geçici durum koşullarında momentin değişimi

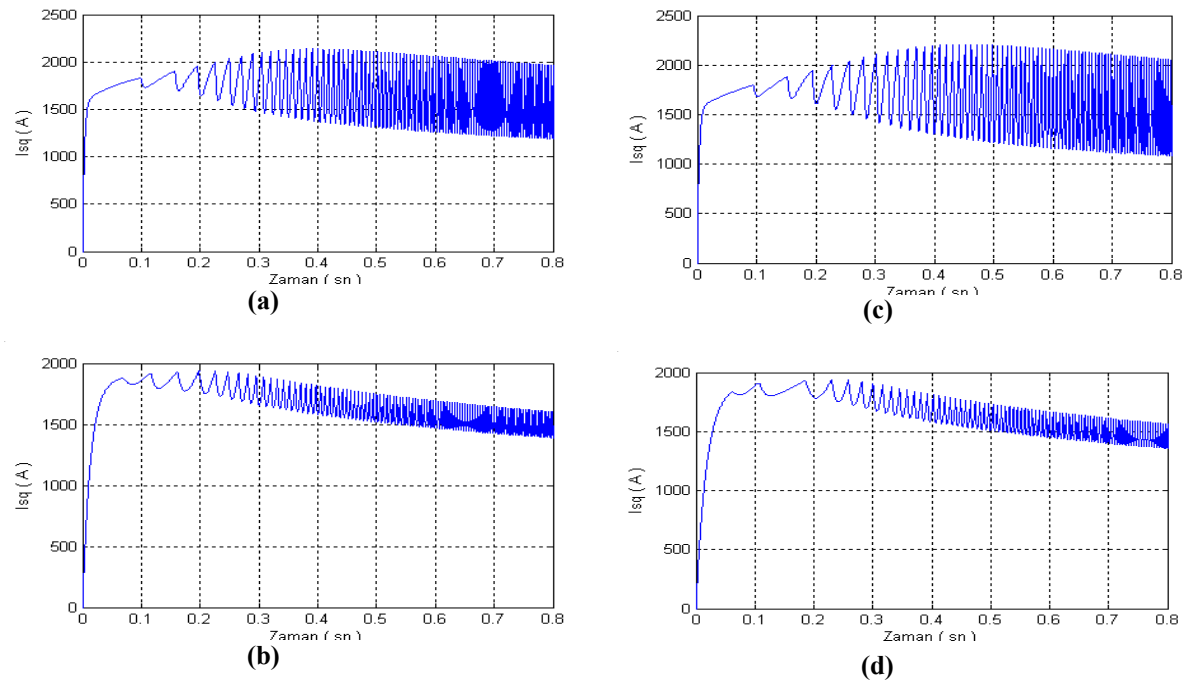
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.10'da gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun geçici durumdaki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Senkron motorun stator q-eksen akımının da tıpkı moment gibi esas frekansın altı katı bir frekansta dalgalandığı görülüyor.



Şekil 3.10. GKI-SKSM'un geçici durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

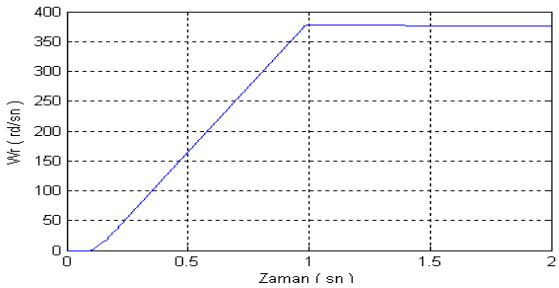
3.3. Akım Kaynaklı İnverterden Beslenen Self Kontrollü Senkron Motorda Çıkıklık ve Amortisör Sargı Etkileri

Senkron motorun self kontrolü doğrudan frekans çeviriciler, GKI' ler ve AKI' ler ile gerçekleştirilebir. Bunun yanında literatürde senkron motorun self kontrolü en çok AKI' ler kullanılarak incelenmiştir.

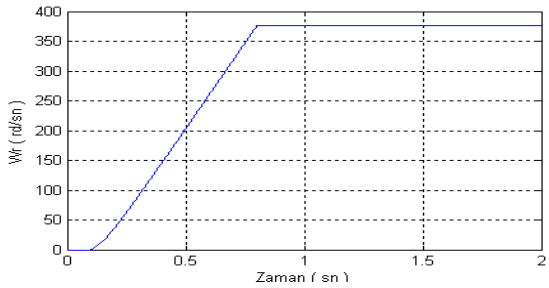
AKI' den beslenen self kontrollü senkron motordaki (AKI-SKSM) çıkıklık ve amortisör sargı etkileri incelenirken Bölüm 2'de bahsedilen AKI' den beslenen self kontrollü senkron motorun Matlab / Simulink modeli kullanılmıştır. Modelde, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır. Yukarıda belirtilen dört farklı duruma ilişkin sonuçları incelemek için, motorun yuvarlak kutuplu olması stator q-eksen reaktansı d-eksen reaktansına eşitlenerek sağlanmıştır. Senkron motorun amortisör sargısız olma durumu için ek olarak bir senkron motor modeli oluşturulmuştur.

Akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun benzetim programı çalıştırılırken gerilim kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun benzetim programından farklı olarak, ilk 0.1 s sadece uyarma gerilimi uygulanıp, daha sonra kaynak akımı motora verilmiştir. Benzetim programı 0-1.4 s aralığında yüksüz, 1.4-2 s aralığında yüklü olarak çalıştırılmıştır. Geçici duruma ait sonuçlar 0.1-0.6 s aralığı, sürekli duruma ait sonuçlar ise 1.8-1.85 s aralığında alınmıştır.

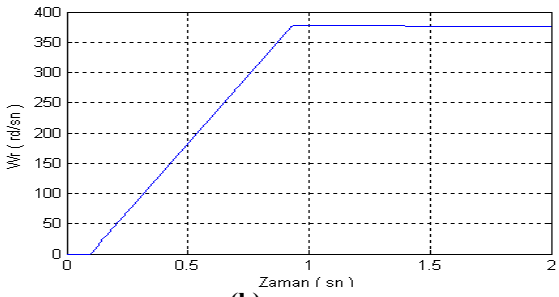
Şekil 3.11'de akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun hızının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Sonuçlardan da görüleceği üzere yuvarlak kutuplu senkron motor (Şekil 3.11 c ve d) çıkık kutuplu senkron motora (Şekil 3.11 a ve b) göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaşmıştır. Buna çıkıklığın olmadığı durumda q-eksen reaktansının artması neden olur. Aynı zamanda amortisör sargısız senkron motorun (Şekil 3.11 b ve d) amortisör sargılı senkron motora (Şekil 3.11 a ve c) göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaştığı görülmektedir.



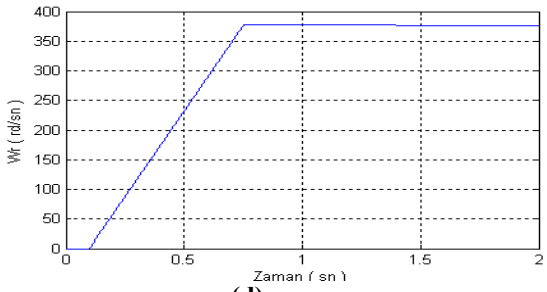
(a)



(c)



(b)



(d)

Şekil 3.11. AKI-SKSM'un hızının değişimi

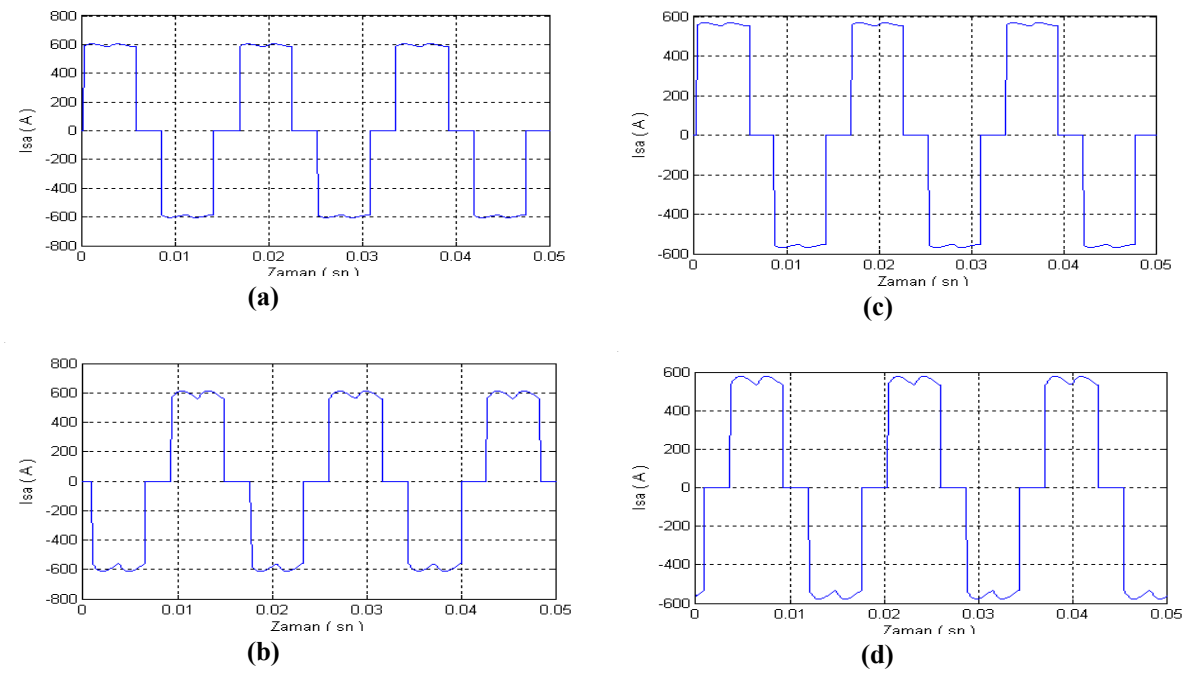
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.12'de akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki faz akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Buradan çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor (Şekil 3.12 a) ile çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motorun (Şekil 3.12 b) faz akımının genliği aynıdır. Aynı şekilde yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor (Şekil 3.12 c) ile yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motorun (Şekil 3.12 d) faz akımının genliğinin de aynı olduğu görülmektedir. Bunun yanında yuvarlak kutuplu senkron motorun (Şekil 3.12 c ve d) faz akımının tepe değeri çıkık kutuplu senkron motora (Şekil 3.12 a ve b) göre daha düşüktür.



Şekil 3.12. AKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz akımının değişimi

a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

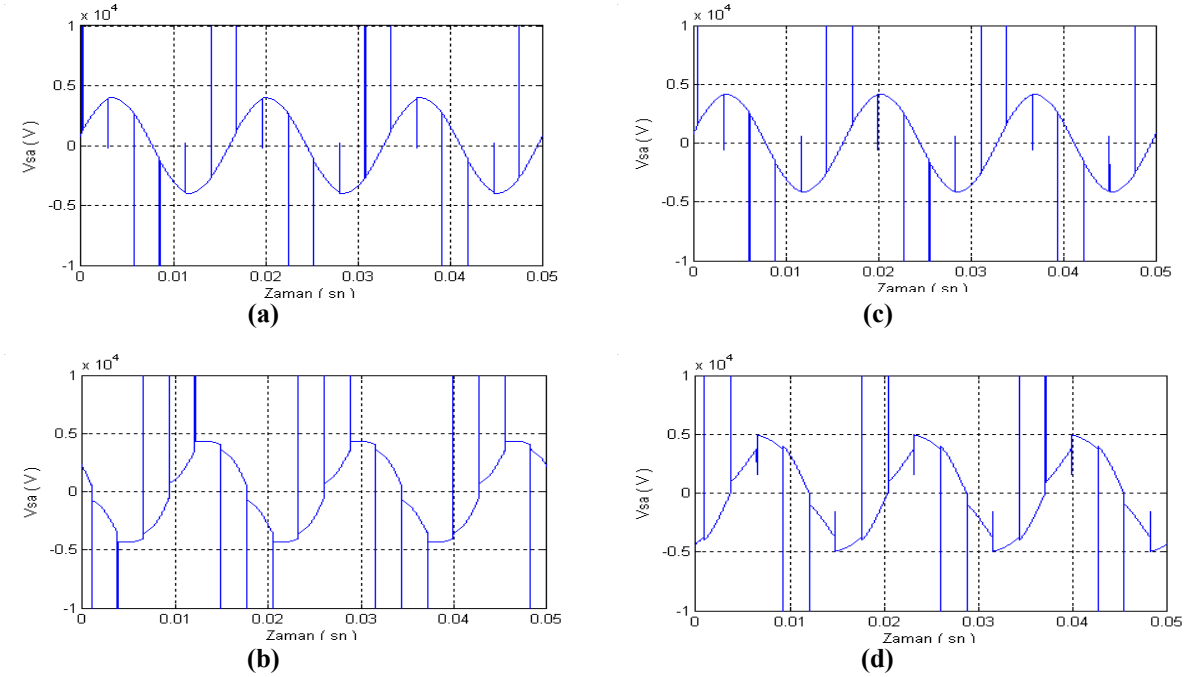
b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.13'de akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durum koşullarındaki faz geriliminin zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Sonuçlardan, senkron motorun amortisör sargılı

olma durumunda (Şekil 3.13 a ve c) faz geriliminin dalga şeklinin amortisör sargısız senkron motora (Şekil 3.13 b ve d) göre daha sinüzoidal olduğu görülmektedir. Yuvarlak kutuplu senkron motorun (Şekil 3.13 c ve d) faz geriliminin genliği çıkık kutuplu senkron motora (Şekil 3.13 a ve b) göre daha büyüktür. Aynı zamanda amortisör sargısız senkron motorun (Şekil 3.13 b ve d) faz gerilim genliği amortisör sargılı senkron motora (Şekil 3.13 a ve c) göre daha büyüktür.



Şekil 3.13. AKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz geriliminin değişimi

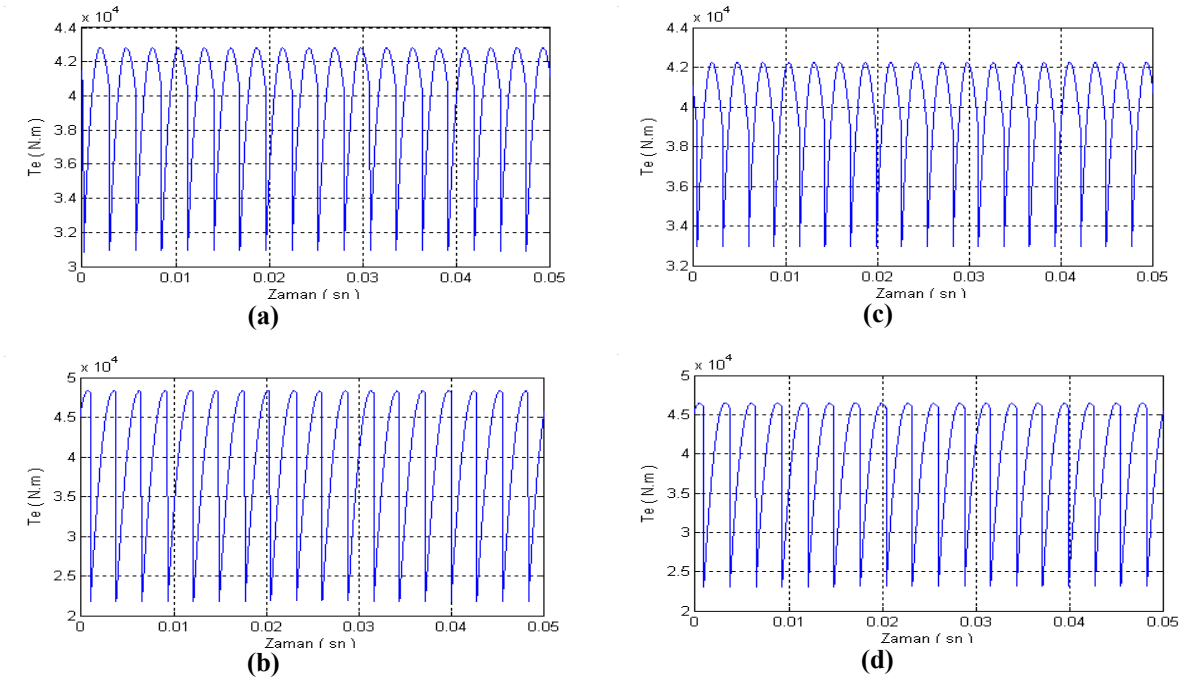
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.14'de akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durum koşullarındaki momentinin zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Burada dört farklı durum için de sürekli durumdaki ortalama moment değeri aynıdır. Amortisör sargılı senkron motordaki (Şekil 3.14 a ve c) moment dalgalanması amortisör sargısız senkron motora (Şekil 3.14 b ve d) göre daha azdır. Aynı zamanda yuvarlak kutuplu senkron motordaki (Şekil 3.14 c ve d) moment dalgalanması çıkık kutuplu senkron motora (Şekil 3.14 a ve b) göre daha azdır.



Şekil 3.14. AKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında momentinin değişimi

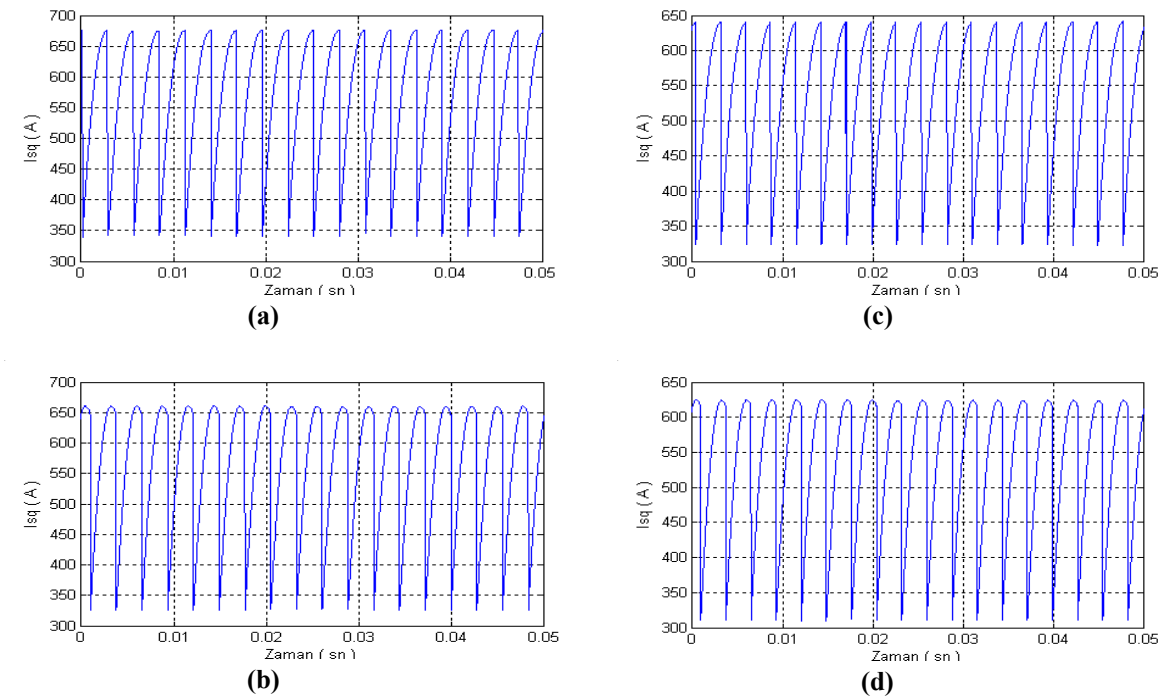
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.15'de akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durum koşullarındaki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Sonuçların bir önceki moment dalga şekline oldukça benzediği görülmektedir. Burada çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor (Şekil 3.15 a) ile çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motordaki (Şekil 3.15 b) stator q-eksen akımındaki dalgalanma hemen hemen aynıdır. Aynı şekilde yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor (Şekil 3.15 c) ile yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motordaki (Şekil 3.15 d) stator q-eksen akımındaki dalgalanma da hemen hemen aynıdır. Bunun yanında çıkık kutuplu senkron motordaki (Şekil 3.15 a ve b) stator q-eksen akımındaki dalgalanmanın yuvarlak kutuplu senkron motora (Şekil 3.15 c ve d) göre biraz daha fazla olduğu görülmektedir.



Şekil 3.15. AKI-SKSM'un sürekli durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

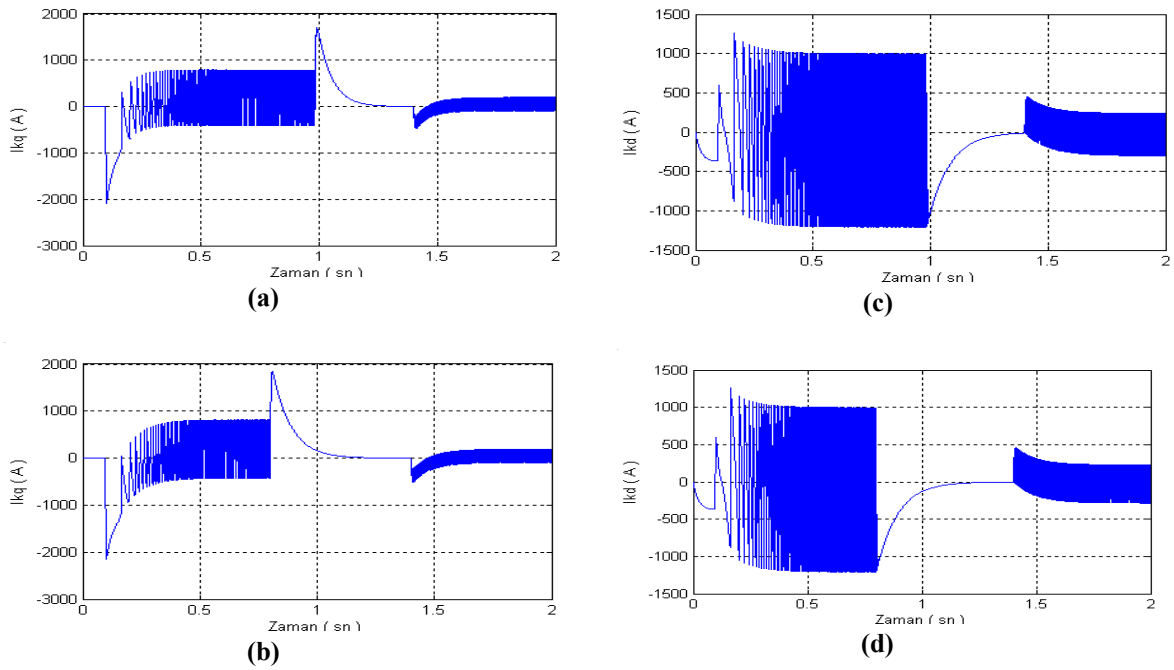
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.16'da akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun amortisör sargı akımlarının zamana göre değişimleri, senkron motorun yuvarlak ve çıkık kutuplu olduğu iki farklı durum için görülmektedir. Amortisör sargıları geçici olaylar esnasında oluşabilecek mekanik osilasyonları ve senkron hızdan sapmaları önler. Şekil 3.16'dan da görüldüğü üzere geçici durumlarda amortisör sargılarından önemli akımlar akar. Akan bu akımlar makinayı senkronizasyonda tutar. Yuvarlak kutuplu senkron motorun amortisör sargı akımlarındaki dalgalanma çıkık kutuplu senkron motordakilerle hemen hemen aynı olduğu görülmektedir.



Şekil 3.16. AKI-SKSM'un amortisör sargı akımlarının değişimi

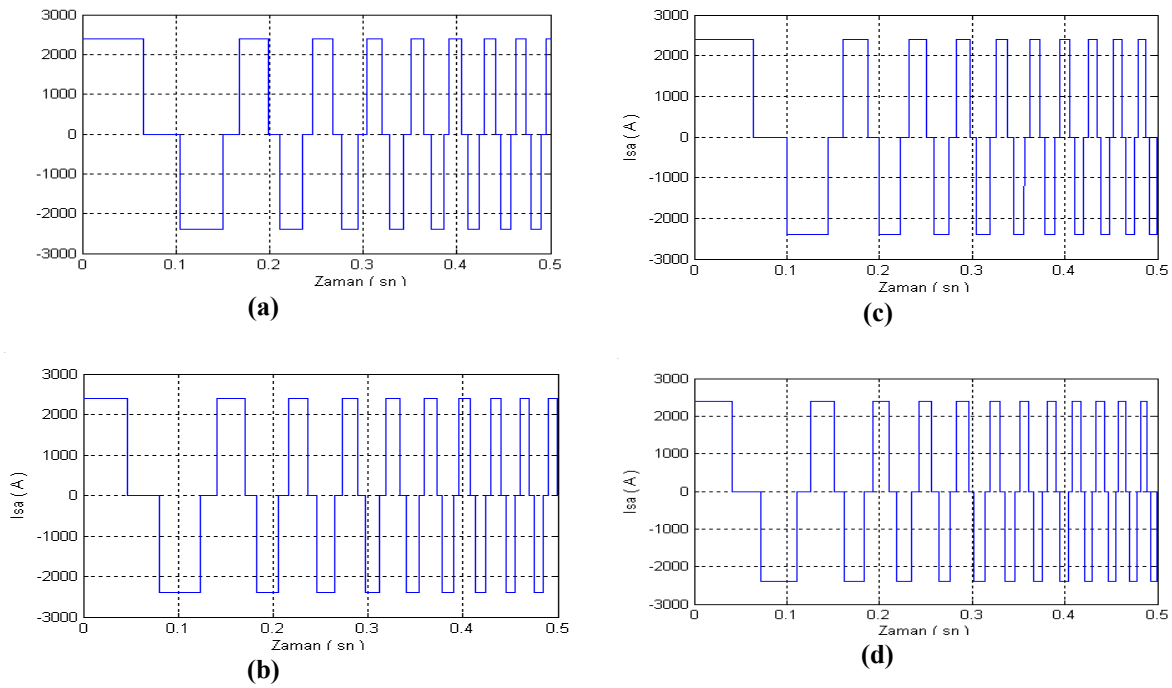
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun I_{kq} akımı

b) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motorun I_{kq} akımı

c) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motorun I_{kd} akımı

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motorun I_{kd} akımı

Şekil 3.17'de akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun geçici durum koşullarındaki faz akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Senkron motorun geçici durumdaki faz akımının genliği dört farklı durum içinde yaklaşık aynıdır.



Şekil 3.17. AKI-SKSM'un geçici durum koşullarında faz akımının değişimi

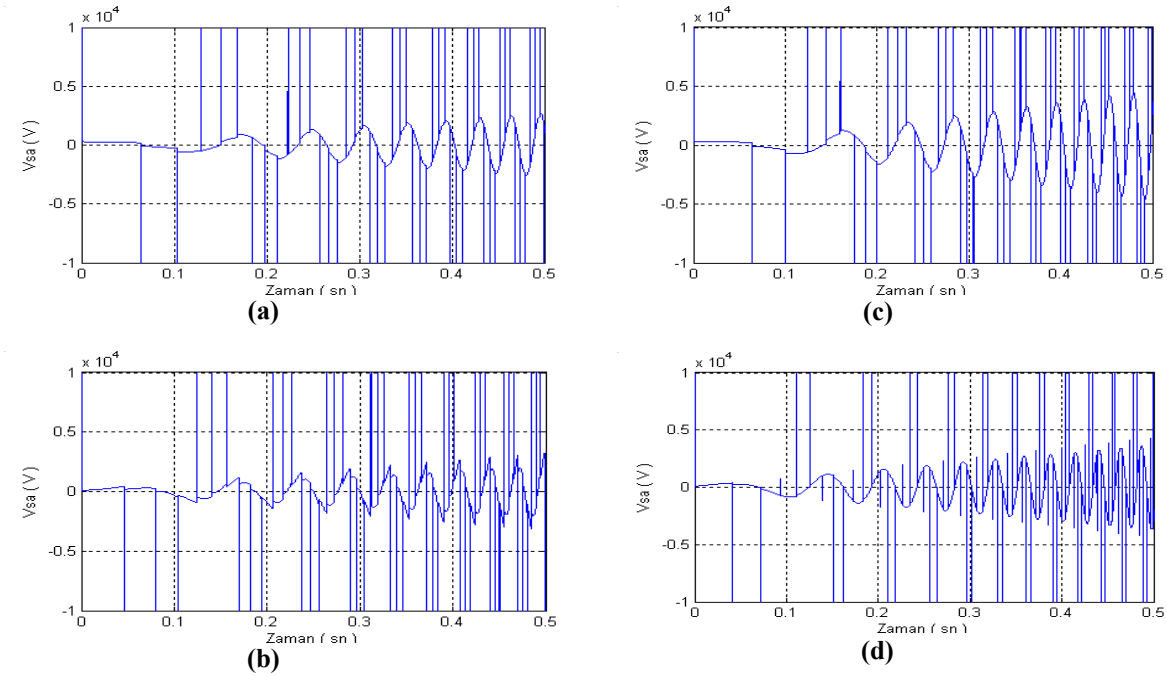
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.18'de akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun geçici durum koşullarındaki faz geriliminin zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Geçici durumda amortisör sargılı senkron motorun faz geriliminin amortisör sargısız senkron motora göre daha sinüzoidal olduğu görülmektedir.



Şekil 3.18. AKI-SKSM'un geçici durum koşullarında faz geriliminin değişimi

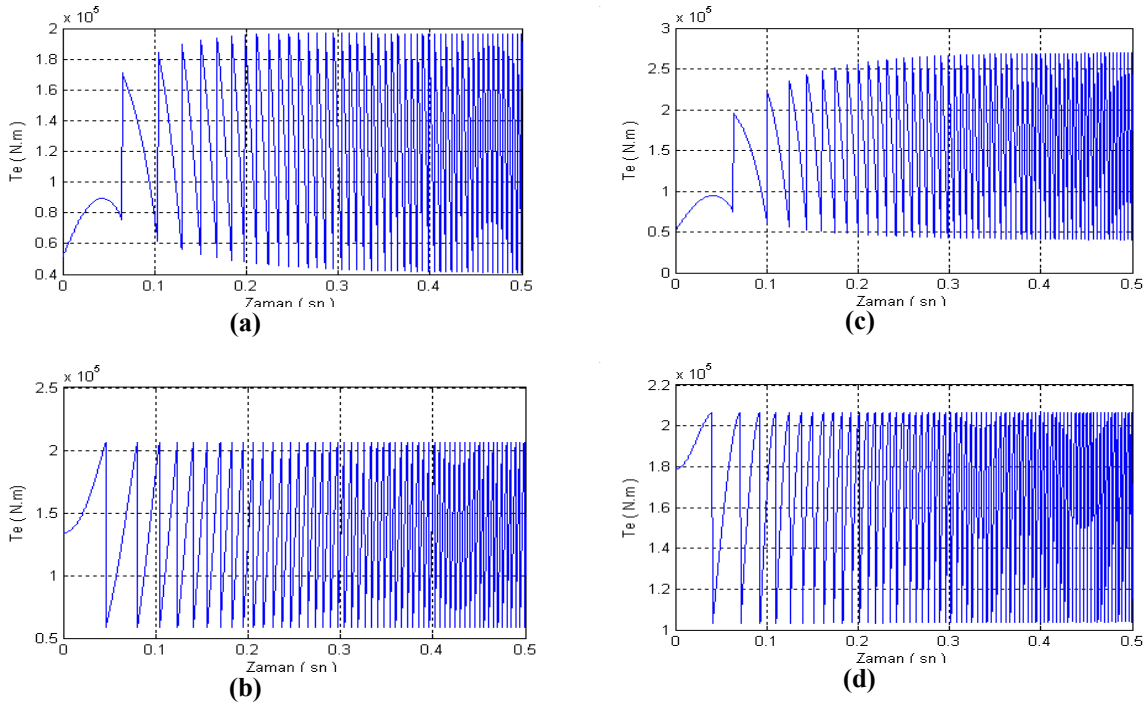
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.19'da akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun geçici durum koşullarındaki momentinin zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Sonuçlardan da görüleceği üzere amortisör sargılı senkron motordaki (Şekil 3.19 a ve c) moment dalgalanması amortisör sargısız senkron motora (Şekil 3.19 b ve d) göre daha fazladır. Aynı zamanda yuvarlak kutuplu senkron motordaki (Şekil 3.19 c ve d) moment dalgalanması da çıkık kutuplu senkron motorunkinden (Şekil 3.19 a ve b) daha fazladır.



Şekil 3.19. AKI-SKSM'un geçici durum koşullarında momentinin değişimi

a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

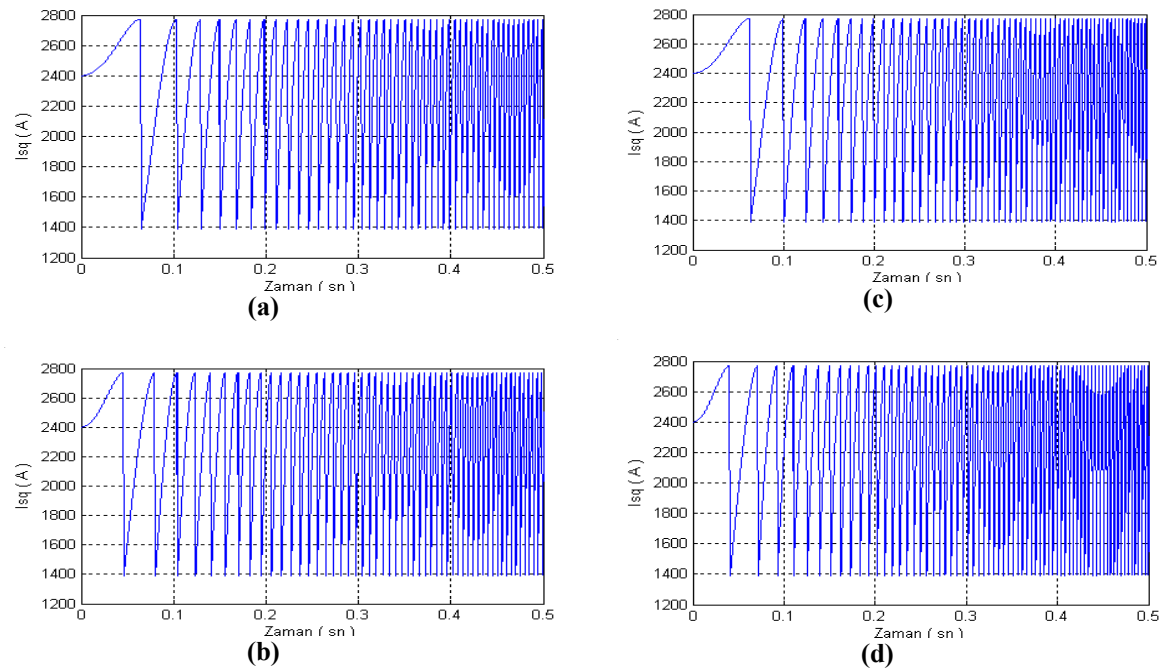
b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 3.20'de akım kaynaklı altı adımlı inverterden beslenen self kontrollü senkron motorun geçici durum koşullarındaki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Görüldüğü üzere stator q-eksen akımının dalga şekilleri moment dalga şekillerine benzemektedir. Senkron motorun dört farklı durumunda da stator q-eksen akımındaki dalgalanmaların hemen hemen aynı olduğu görülüyor.

.



Şekil 3.20. AKI-SKSM'un geçici durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

4. MATRİS KONVERTERİN MODELLENMESİ ve SİMÜLASYONU

4.1. Genel Bakış

Matris konverter topolojisi ilk olarak 1976 yılında Gyugyi ve Pely tarafından önerilmiştir. Önerilen bu çalışmada saykıl konverterlerde çift yönlü anahtar kullanarak sınırsız bir çıkış frekansı elde edilebileceği gösterilmiştir. Bu çalışmadaki en büyük dezavantaj giriş akımı ve çıkış gerilimindeki büyük değerli harmoniklerdir. Bu problem Venturini tarafından 1980 yılında önerilen yeni bir DGM kontrol algoritması ile çözülmüştür. Bu kontrol algoritması kontrol edilebilir bir giriş yerdeğiştirme faktörü, sınırsız büyüklükte çıkış frekansı ile sinüsoidal giriş akımları ve çıkış gerilimleri sağlar. Fakat bu algoritmada çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı en fazla %50 olabilmektedir [3, 26-28].

Ziogas tarafından önerilen bazı yeni algoritmalarla hayali bir d.a hat oluşturmak için giriş gerilimleri doğrultulduktan sonra bir inverter yardımıyla istenilen genlik ve frekansta çıkış gerilimleri elde edilmiştir. Oldukça karmaşık hesaplamalar içeren bu algoritma ile %100'e yaklaşan bir gerilim oranı elde edilebilirken çıkış frekansı sınırlanır ve giriş akımı düşük seviyeli harmonikler ihtiva eder. Aynı zamanda giriş ve çıkış harmonikleri bozulmalara ve giriş faktörü kontrolünde sınırlamalara neden olur [29-30].

Venturini ve Alesina, geliştirdikleri yeni bir algoritma ile çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki gerilim oranı %86.67'ye çıkarmışlardır. Bu kontrol algoritması, çıkış gerilimine giriş ve çıkışın 3. harmonik bileşenlerinin eklenmesi temeline dayanmaktadır. Böylelikle giriş güç faktörünün tam kontrolü ve giriş gerilimleri üzerindeki dengesizlikler ortadan kaldırılmıştır [31].

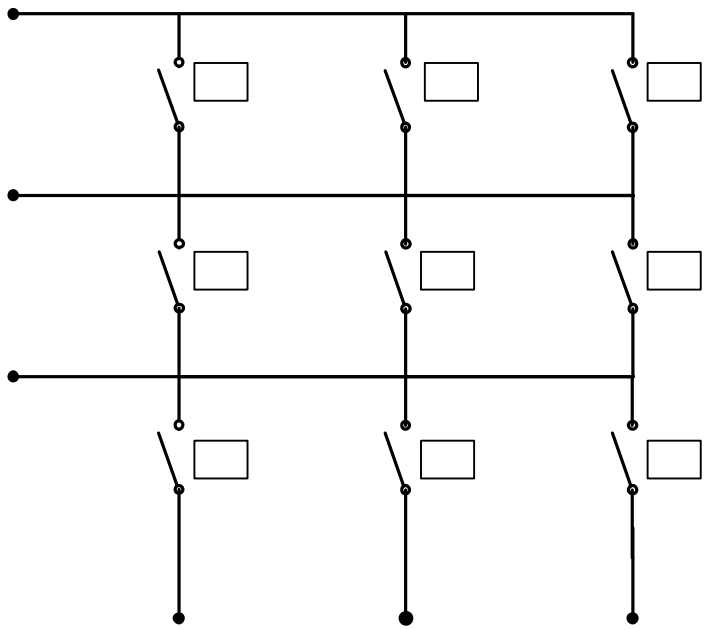
Roy ve April'in önerdikleri yeni bir skalar kontrol yöntemi matris konverterde kontrol edilebilir giriş yerdeğiştirme faktörü sağlamaktadır. Bununla birlikte bu yöntemde her bir örnekleme peryodunda çok karmaşık hesaplamaların tekrarlanması gerektiğinden yüksek işlemci frekansına gereksinim duyulur. Ishuguro ve arkadaşları tarafından geliştirilen diğer bir skalar kontrol yönteminde ise, giriş hat-hat gerilimleri yerine iki faz gerilimi anahtarlanır. Bu algoritmanın gerçek zamanlı uygulaması basittir. Ancak, giriş yerdeğiştirme faktörünün kontrolünde problemlere sahip bir yöntemdir [32-34].

Literatürde bu çalışmalardan sonra anahtarlama kayıplarını daha da azaltacak ve matris konverterin verimini arttıracak bir çok yeni çalışmalar yapılmıştır. Yarı iletken teknolojisindeki gelişmelerle beraber matris konverterler artık tek bir modül olarak üretilmeye başlamıştır [35-40].

Matris konverter a.a-a.a dönüşümünü doğrudan yaparken birim güç faktöründe çalışma imkanı sunar [3]. Matris konverterlerin girişinde bir d.a-link olmadığından geleneksel inverter beslemeli sürücülerden farklı olarak sadece yarı iletken anahtarlardan oluşturulabilir. Bununla beraber matris konverterin giriş akımında oluşabilecek harmonikleri elemine etmek amacıyla bir giriş filtresi kullanmak gerekebilir. Yeterince yüksek anahtarlama frekansı kullanılarak çıkış gerimi ve giriş akımının sinüsoidal olması sağlanabilir. Böylelikle matris konverter ile üç fazlı a.a güç kaynağındaki yüksek değerli harmonikleri üretmeksizin dört bölgeli çalışma sağlanabilir. Klasik sürücülerle karşılaştırıldığında, güç/ağırlık ve güç/hacim oranlarının yüksek olduğu görülür. Devre doğal olarak çift yönlü güç akışını sağlar ve aynı zamanda inverterlerde görülen harmonikleri ihtiva etmeyen hemen hemen sinüzoidal bir giriş akımı sağlar [4].

4.2. Matris Konverterin Yapısı

Üç fazlı matris konverter dokuz adet çift yönlü anahtardan oluşur. Kullanılan modülasyon tekniğine bağlı olarak bu çift yönlü anahtarlar belli bir anahtarlama frekansında sırasıyla anahtarlanır. Böylece sabit bir a.c kaynaktan frekansı ve genliği değiştirilebilen bir a.c. kaynak elde edilir. Şekil 4.1'de 3x3'lük bir matris konverterin şeması görülmektedir.

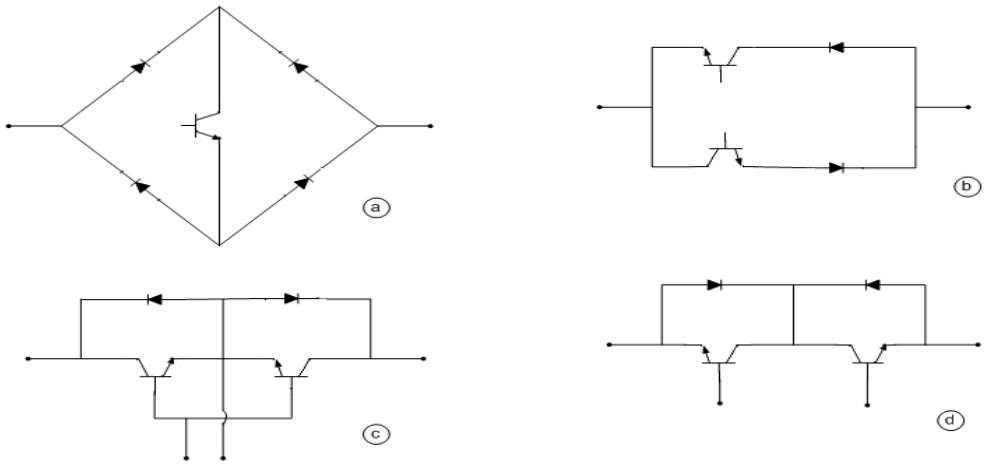


Şekil 4.1. Üç fazlı matris konverter şeması

Burada, V_A, V_B, V_C 3-faz giriş gerlimlerini, V_a, V_b, V_c ise 3-faz çıkış gerlimlerini göstermektedir. Aynı zamanda, S_{Aa}, S_{Ba}, S_{Ca}, S_{Ab}, S_{Bb}, S_{Cb}, S_{Ac}, S_{Bc} ve S_{Cc} ise 9 adet çift yönlü anahtarı göstermektedir.

Üç fazlı çıkış fazının her biri, belirli bir anahtarlama peryodu süresince üç fazlı girişin sırasıyla anahtarlanarak çıkışa aktarılması ile elde edilir. T_s bir anahtarlama peryodudur ve aynı zamanda T_{Aa}, T_{Ba}, T_{Ca} sürelerinin toplamına eşittir. T_{Aa} süresince S_{Aa} anahtarı kapalı tutularak V_A giriş fazı, T_{Ba} süresince S_{Ba} anahtarı kapalı tutularak V_B giriş fazı, ve son olarak T_{Ca} süresince S_{Ca} anahtarı kapalı tutularak V_C giriş fazı çıkışa aktarılarak V_a çıkış fazı elde edilir.

Şekil 4.2'de bazı çift yönlü anahtar konfigürasyonları görülmektedir [23,41]. Çift yönlü anahtar kullanılmasındaki amaç, akımın her iki yöne de akıtılabilmesidir.



Şekil 4.2. Çift yönlü anahtar konfigürasyonları

a) Diyot köprü çift yönlü anahtar **b)** Paralel yapılı çift yönlü anahtar

c) Ortak emiterli seri yapılı çift yönlü anahtar **d)** Ortak kolektörlü seri yapılı çift yönlü anahtar

Şekil 4.2 a'da görülen diyot köprü çift yönlü anahtarda akımın iki yönlü akışı köprü diyot ile sağlanır. En büyük avantajı tek bir kontrollü eleman kullanılması ve tek bir kontrol sinyaline ihtiyaç duymasıdır. Dezavantajı ise, diğer çift yönlü anahtarlara göre eleman sayısının daha fazla olmasıdır. Aynı zamanda her iki iletim yönünde de iki diyot bir transistör iletimde olduğu için iletimde iken elemanlar üzerine düşen gerilim düşümü diğerlerine göre daha fazladır. Bu yapıda anahtarı sürmek için sadece bir tane izolasyonlu kaynağa ihtiyaç vardır. Diğer yapıdaki anahtarlara göre daha fazla akım taşır.

Şekil 4.2 b'de görülen paralel yapılı çift yönlü anahtarın Şekil 4.2 a'ya göre en büyük avantajı iletim yönündeki gerilim düşümünün daha düşük ve dolayısıyla iletim kayıplarının daha az olmasıdır. Anahtarlar bağımsız olarak kontrol edilirler. İki tane kontrollü eleman kullanıyor olması ve kontrolünün Şekil 4.2 a ve c'ye göre daha kompleks olması dezavantajlarıdır. Aynı zamanda bu devre iki tane izolasyonlu sürme devresine ihtiyaç duyar.

Şekil 4.2 c'de görülen ortak emiterli seri yapılı çift yönlü anahtar yapısı çok kullanılan bir yapıdır. İletim yönündeki gerilim düşümü diğer yapılara göre ya daha az yada aynıdır. Tek bir noktadan kontrol edildiği için kontrolü basittir (çünkü, anahtarların emiterleri ortaktır). Sadece bir tane izolasyonlu sürme devresine ihtiyaç duyar.

Şekil 4.2 d'de görülen ortak kollektörlü seri yapılı çift yönlü anahtarın iletim yönündeki gerilim düşümü diğer yapılara göre ya daha az yada aynıdır. Sanki iki izolasyonlu kaynağa ihtiyaç duyuyormuş gibi görünür. Fakat matris konverterlerde kullanıldığı zaman 9 tane çift yönlü anahtar ve 6 tane izolasyonlu kaynağa ihtiyaç duyarlar. Bu özelliği Şekil 4.2 c'deki yapıya göre en büyük avantajdır.

Matris konverterin gerçekleştirilmesi için kullanılan anahtarlama stratejilerinden en önemli ve yaygın olarak kullanılanları Venturini ve uzay vektör kontrol algoritmalarıdır. Uzay vektör kontrol algoritması giriş güç faktörünü kontrol etmek için daha basit bir yöntem kullanır, daha az anahtarlama kayıpları içerir ve gerçekleştirilmesi daha basittir. Venturini kontrol algoritması ise dengesiz çalışmalarda giriş gerilimini düzenler ve aynı zamanda çıkış gerilimi ve giriş akımındaki harmonikleri azaltır [42]. Bu çalışmada matris konverteri kontrol etmek için Venturini kontrol algoritması tercih edilmiştir.

4.3. Venturini Kontrol Algoritması

Bu kontrol algoritması sabit genlik ve frekanstaki bir a.a kaynaktan değişken genlik ve frekansta bir a.a kaynak elde edilmesini sağlar. Bu işlemi yaparken giriş akımlarının ve çıkış geriliminin sinüsoidal olması ve giriş yerdeğiştirme faktörünün kontrol edilebilme imkanı sunar. Bununla birlikte çıkış geriliminin genliği giriş geriliminin genliğinin en fazla yarısı kadar olabilmektedir. Venturini kontrol algoritmasında giriş-çıkış büyüklükleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir [3, 27-28, 31].

Matris konverterin giriş gerilimi,

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3 \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3 \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

şeklinde yazılabilir. Anahtarlama frekansı f_s ve anahtarlama peryodu T_s ise,

$$T_s=T_{Aa}+T_{Ba}+T_{Ca} = T_{Ab}+T_{Bb}+T_{Cb} = T_{Ac}+T_{Bc}+T_{Cc} = 1/f_s \quad (4.2)$$

olur. Giriş geriliminin belirli bir anahtarlama frekansında anahtarlanması sonucu elde edilen çıkış geriliminin zamana göre değişimi şu şekilde olacaktır;

$$V_a(t)= V_{im}.\cos(\omega_i t).(T_{Aa}/T_s)+ V_{im}.\cos(\omega_i t+2\pi/3).(T_{Ba}/T_s)+ V_{im}.\cos(\omega_i t+4\pi/3).(T_{Ca}/T_s) \quad (4.3)$$

$$V_b(t)= V_{im}.\cos(\omega_i t).(T_{Ab}/T_s)+ V_{im}.\cos(\omega_i t+2\pi/3).(T_{Bb}/T_s)+ V_{im}.\cos(\omega_i t+4\pi/3).(T_{Cb}/T_s) \quad (4.4)$$

$$V_c(t)= V_{im}.\cos(\omega_i t).(T_{Ac}/T_s)+ V_{im}.\cos(\omega_i t+2\pi/3).(T_{Bc}/T_s)+ V_{im}.\cos(\omega_i t+4\pi/3).(T_{Cc}/T_s) \quad (4.5)$$

Buradan da görüleceği üzere çıkış gerilimi; giriş geriliminin genliğine, frekansına ve anahtarlama şekline bağlıdır. $2\pi f_s >> \omega_i$, ω_o olmak şartıyla çıkışı oluşturan kısmi parçalar temel olarak çıkışın ortalama değerine bağlıdır [23].

ω_i, ω_o ve ω_m sırasıyla giriş frekansı, çıkış frekansı ve modülasyon frekansıdır. Anahtarlama süreleri ω_m frekansında ve T_s anahtarlama peryodunda modüle edilirse, çıkış frekansı $\omega_o= \omega_i+\omega_m$ olur. 3-fazlı çıkış için anahtarlama süreleri,

$$T_{Aa} = T_{Bb} = T_{Cc} = (T_s/3)(1+2q \cos(\omega_m t+\theta)) \quad (4.6)$$

$$T_{Ba} = T_{Cb} = T_{Ac} = (T_s/3)(1+2q \cos(\omega_m t+\theta-2\pi/3)) \quad (4.7)$$

$$T_{Ca} = T_{Ab} = T_{Bc} = (T_s/3)(1+2q \cos(\omega_m t+\theta-4\pi/3)) \quad (4.8)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada θ ve q sırasıyla bağıl faz ve gerilim oranıdır. Matris konverterin çıkış gerilimi,

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = q.V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t+\theta) \\ \cos(\omega_o t+\theta-4\pi/3) \\ \cos(\omega_o t+\theta-2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

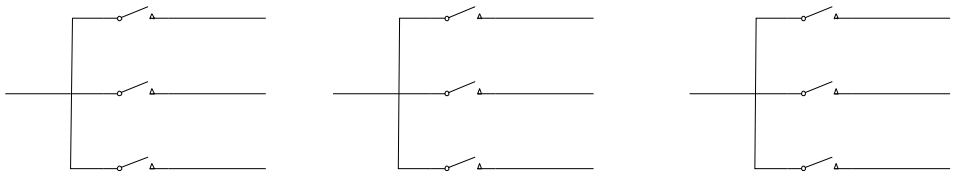
olur. Burada gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.5$ arasında değişir. Bu modülasyon tekniği, matris konverterin çıkışından ω_o frekansında ve $q.V_{im}$ genliğinde ve bağıl fazı t=0 anında θ olan bir çıkış geriliminin elde edileceğini gösterir.

Modülasyon frekansı ω_m'in negatif ve $|\omega_m| > \omega_i$, olması durumunda çıkış gerilim frekansı $\omega_o<0$ olur. Bu özellikden dolayı eğer matris konverter çıkışında bir asenkron yada senkron motor varsa, bu motorlar her iki yönde de döndürülebilir. Eğer $\omega_m=0$ olursa çıkış frekansı ile giriş frekansı birbirine eşit olur. $\omega_m= -\omega_i$ olması durumunda ise çıkış frekansı $\omega_o=0$ yani çıkış d.a olacaktır. Bu durumda matris konverter bir doğrultucu gibi davranır.

Matris konverterin çıkışına 3-fazlı φ_o faz açısına sahip omik-indüktif bir yük bağlanırsa; çıkış akımları,

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 4\pi/3) \end{bmatrix} \tag{4.10}$$

olur. Şekil 4.3'de 3-fazlı bir matris konverterin giriş ve çıkış akımları arasındaki ilişki görülmektedir.



Şekil 4.3. Akım bileşenleri için anahtarların yerleştirilme biçimi

Giriş akımları aynı faz girişine bağlanan üç anahtar akımının toplamından oluşur. Matris konverterin giriş akımları ω_i frekansında sinüsoidal şekilde değişir. Giriş akımları matrisel formda,

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = q.I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_o - 4\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_o - 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

olarak ifade edilir. Burada yer değiştirme faktörünün yükün güç faktörüne eşit olduğu görülür.

4.3.1. Maksimum Çıkış Gerilim Değerinin Elde Edilmesi

Matris konverterin çıkış gerilim dalga şekli, 3-fazlı giriş geriliminin dalga şeklinin zarfı içinde olmak zorundadır. Matris konverterin giriş geriliminin 3. harmoniği çıkış dalga şekline eklenerek q=0.5 değeri arttırılabilir. Giriş geriliminin 1/4 genlikli 3. harmoniği hedef çıkış gerilimlerinin her birine eklenir. Bu durumda gerilim oranı 0≤q≤0.75 olur.

$$V_o(t) = [V_o.\cos(\omega_o t + (k-1).2\pi/3) + (1/4).V_i.\cos(3\omega_i t)]_{k=1}^{3} \tag{4.12}$$

İkinci bir yöntem de çıkış geriliminin 1/6 genlikli 3. harmoniğini çıkış dalga şekline eklemektir. Bu durumda çıkış gerilimi,

$$V_o(t) = [V_o.\cos(\omega_o t + (k-1).2\pi/3) + (1/4).V_i.\cos(3\omega_i t) - (1/6).V_o.\cos(3\omega_o t)]_{k=1}^{3} \tag{4.13}$$

ve gerilim oranı 0≤q≤0.866 olur [3, 23, 27].

Bu denklemlerin basitleştirilmiş şekli Denklem 4.14 ve 4.15 ile verilir. Bu basitleştirilmiş algoritma gerçek zamanlı uygulamalar için kullanılabilir. Aynı zamanda bu algoritma birim yerdeğiştirme faktörü ile çalışabilme imkanı sağlar. Venturini algoritmasının basitleştirilmiş şekli her ardışıl zamanda 3-fazlı giriş gerilimleri bakımından tanımlanır [23].

Birim güç faktörü için, β giriş fazı ve γ çıkış fazı arasında bulunan anahtarın iletim süreleri aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$T_{\beta\gamma} = T_s[\frac{1}{3} + \frac{2V_{o\gamma}V_{i\beta}}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m}\sin(\omega_i t + \psi_\beta)\sin(3\omega_i t)] \tag{4.14}$$

Burada ψ_β: 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$ sırasıyla A, B, C giriş fazlarının açısı, q_m maksimum gerilim oranı (0.866), q istenen gerilim oranı, V_{im} giriş geriliminin tepe değeri, T_s örnekleme peryodu, $V_{i\beta}$ ilgili giriş geriliminin fazının anlık değeri ve ω_i giriş frekansıdır. $V_{o\gamma}$ çıkış gerilimi ise şu şekilde ifade edilir;

$$V_{o\gamma} = qV_{im}.\cos(\omega_o t + \psi_\gamma) - \frac{q}{6}V_{im}\cos(3\omega_o t) + \frac{1}{4}\frac{q}{q_m}V_{im}\cos(3\omega_i t) \tag{4.15}$$

Burada ψ_γ: 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$ sırasıyla a, b, c çıkış fazlarının açısı ve ω_o çıkış frekansıdır. Denklem 4.15'den görüleceği üzere istenen çıkış geriliminin giriş ve çıkış frekanslarında 3. harmoniği bulunmaktadır. Böyle olmasının nedeni, mümkün olan maksimum gerilim oranının elde edilebilmesidir [28].

Bu kontrol algoritmasına göre, anahtarların iletimde kalma süreleri Denklem 4.14 ve 4.15 yardımıyla her bir örnekleme peryodunda hesaplanmaktadır. Böylece çıkış gerilimi, giriş gerilimi üzerinde herhangi bir gürültü oluşumundan bağımsız olarak düzgün tutulabilir [43].

4.3.2. Matris Konverterin Çıkış Geriliminin Kontrolü

Matris konverterler ile özellikle kapalı çevrim hız yada moment kontrolü yapılacak olan sistemlerde değişken frekans ve gerilim kontrolünü gerçekleştirebilmek için her örnekleme peryodunda anahtarların iletim sürelerinin hesaplanması gereklidir.

Bu algoritmada her örnekleme peryodunda gerilim oranı q'nun hesaplanabilmesi için matris konverterin giriş geriliminin ve çıkış geriliminin maksimum değerinin bilinmesi gerekir. Bu değerler aşağıdaki denklemler yardımıyla hesaplanabilir [23];

$$V_{im}^2 = \frac{4}{9}(V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{AB}.V_{BC}) \tag{4.16}$$

$$\omega_i t = \arctan\left(\frac{V_{BC}}{\sqrt{3}(\frac{2}{3}V_{AB} + \frac{1}{3}V_{BC})}\right) \tag{4.17}$$

$$V_{om}^2 = \frac{2}{3}(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \tag{4.18}$$

$$\omega_o t = \arctan(\frac{V_b - V_c}{\sqrt{3}V_a}) \tag{4.19}$$

$$q = \sqrt{\frac{V_{om}^2}{V_{im}^2}} \tag{4.20}$$

$$K_{31} = \frac{2}{9}.\frac{q}{q_m}.\sin(\omega_i t).\sin(3\omega_i t) \tag{4.21}$$

$$K_{32} = \frac{2}{9}.\frac{q}{q_m}.\sin(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}).\sin(3\omega_i t) \tag{4.22}$$

$$K_{32} = -\sqrt{V_{om}^2}[\frac{1}{6}\cos(3\omega_o t) - \frac{1}{4}\frac{1}{q_m}\cos(3\omega_i t)] \tag{4.23}$$

$$M_{Aa} = \frac{1}{3} + K_{31} + \frac{2}{3V_{im}^2}(V_a + K_{33})(\frac{2}{3}V_{AB} + \frac{1}{3}V_{BC}) \tag{4.24}$$

$$M_{Ba} = \frac{1}{3} + K_{32} + \frac{2}{3V_{im}^2}(V_a + K_{33})(\frac{1}{3}V_{BC} - \frac{1}{3}V_{AB}) \tag{4.25}$$

$$M_{Ca} = 1 - (M_{Aa} + M_{Ba}) \tag{4.26}$$

Burada, V_{im} giriş kaynak geriliminin maksimum değeridir ve Denklem 4.16 ile hesaplanır. V_{AB}, V_{BC} ise giriş hat gerilimlerinin anlık değerleridir. İstenen çıkış geriliminin maksimum değeri V_{om} ve istenen çıkış frekansı ω_o sırasıyla Denklem 4.18 ve 4.19 ile hesaplanır. V_a, V_b, V_c, ise talep edilen çıkış geriliminin anlık değerleridir. Gerilim oranı q, Denklem 4.20 ile hesaplanabilir. q_m maksimum gerilim oranıdır. a çıkış fazı için modülasyon fonksiyonları Denklem 4.24-26 ile verilmiştir. Diğer çıkış fazları için modülasyon fonksiyonları Denklem 4.24-26'da V_a yerine V_b ve V_c konularak hesaplanır. Genel olarak matris konverterin üç fazlı çıkış gerilimi ve giriş akımları matrisel formdaki modülasyon fonksiyonlarından elde edilir (Denklem 4.27 ve 4.28).

$$V_{oph} = M.V_{iph}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ba} & M_{Ca} \\ M_{Ab} & M_{Bb} & M_{Cb} \\ M_{Ac} & M_{Bc} & M_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \tag{4.27}$$

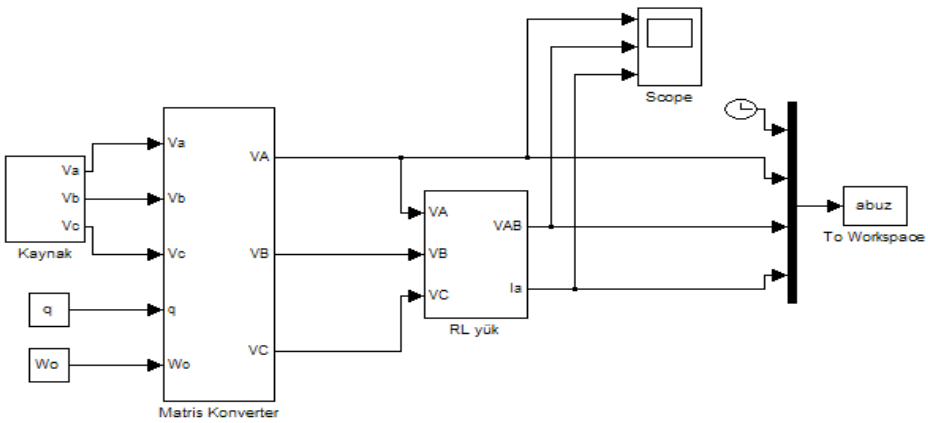
$$I_{iph} = M^T.I_{oph}$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ab} & M_{Ac} \\ M_{Ba} & M_{Bb} & M_{Bc} \\ M_{Ca} & M_{Cb} & M_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{4.28}$$

Burada, T traspozeyi ifade eder. M, üç fazlı matris konverterin ani giriş fazlarının çıkış fazlarına dönüşümünü sağlayan matristir. V_{iph} ve V_{oph} sırasıyla anlık giriş ve çıkış faz gerilim vektörleridir. I_{iph} ve I_{oph} sırasıyla anlık giriş ve çıkış faz akım vektörleridir.

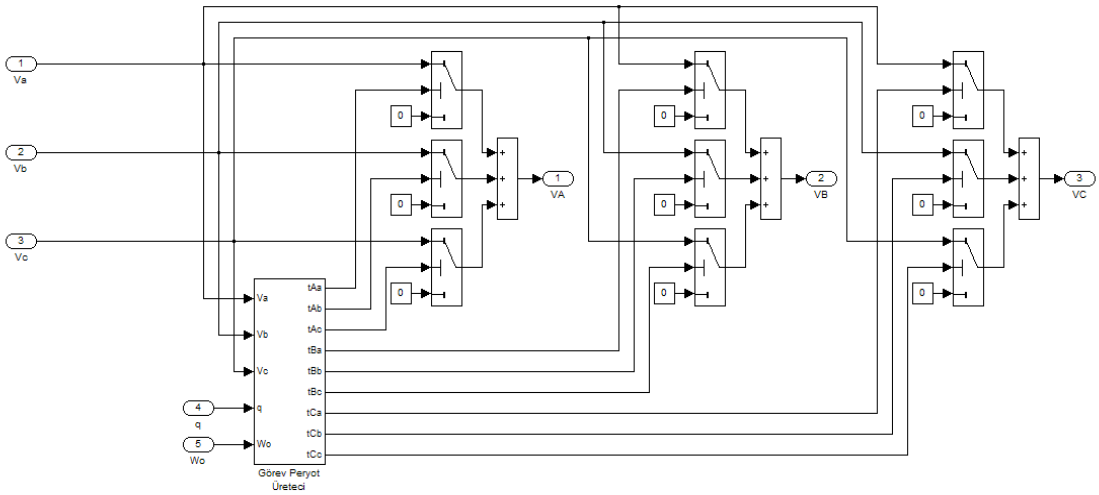
4.4. Matris Konverter Beslemeli RL Yükünün Simülasyonu

Matris konverterden beslenen bir RL yükü için oluşturulan Matlab/Simulink modeli Şekil 4.4' de gösterilmiştir. Simülasyon 1e-5'lik sabit adım aralığında 0.2 sn'lik bir süre için çalıştırılmıştır. Matlab/Simulink modeli; gerilim oranı q=0.8, maksimum gerilim oranı q_m=0.866, giriş frekansı f_i=50 Hz, çıkış frekansı f_o=50 Hz, anahtarlama frekansı f_s=2000 Hz, yük direnci Ry=5 ohm, yük indüktansı Ly=0.1 H alınarak çalıştırılmıştır.



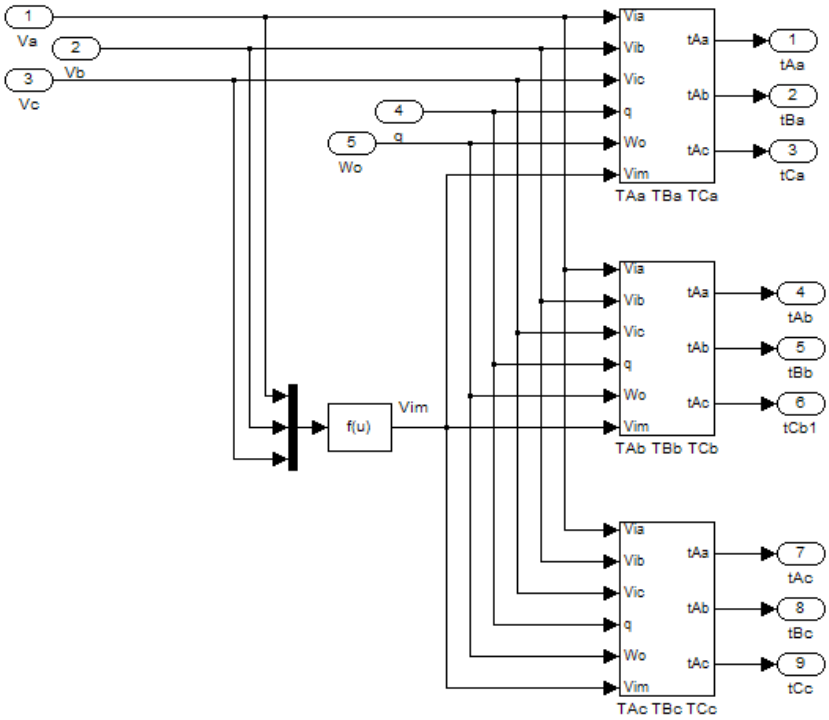
Şekil 4.4. Matris konverterden beslenen RL yükünün simülasyonu

Matris konverter bloğunun açık hali Şekil 4.5'de gösterildiği gibidir.



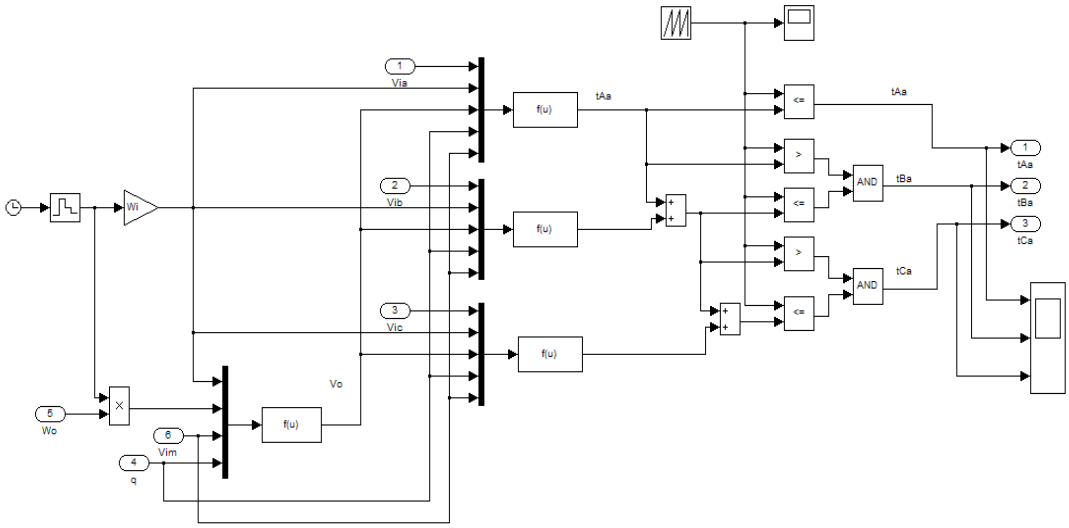
Şekil 4.5. Matris konverterin Matlab/Simulink modeli

Görev peryot üretecinin açık hali ise Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



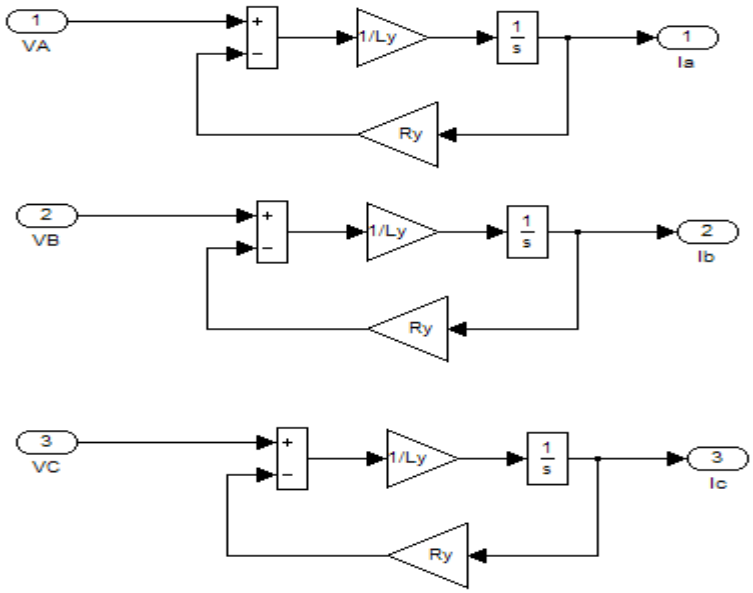
Şekil 4.6. Görev peryot üreteci bloğunun Matlab/Simulink modeli

Anahtarların iletim süresini (T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca}) hesaplama bloğunun açık şekli Şekil 4.7'de gösterilmiştir.

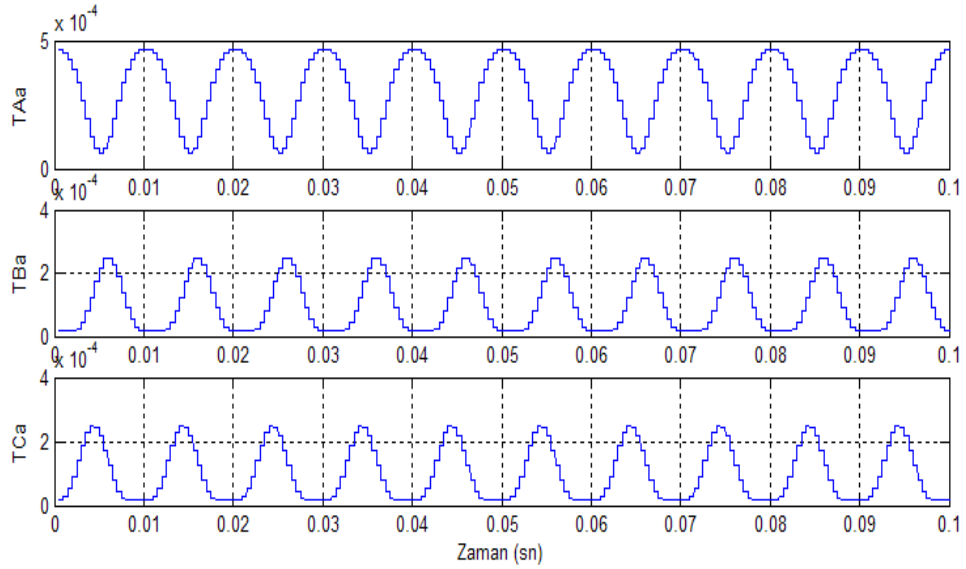


Şekil 4.7. T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca} bloğunun Matlab/Simulink modeli

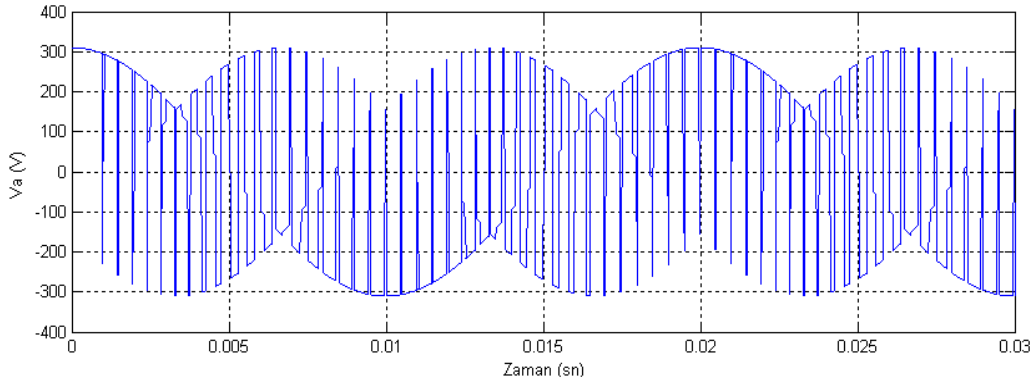
3-faz yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli ise Şekil 4.8'deki gibi elde edilmiştir.



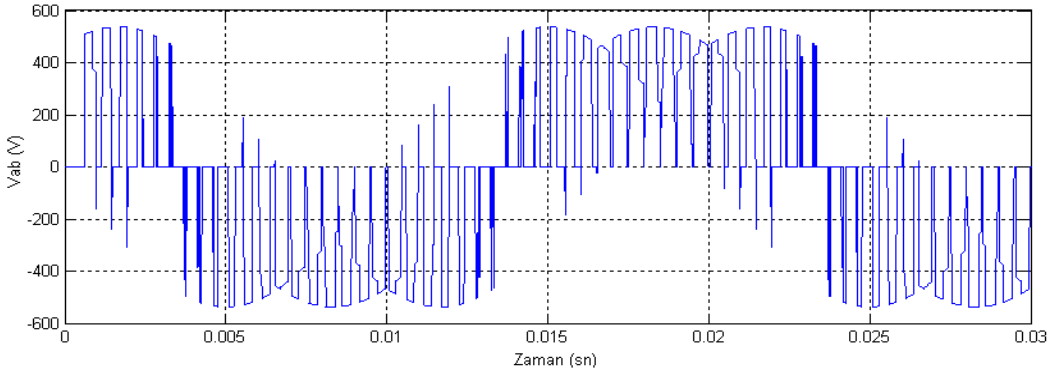
Şekil 4.8. 3-fazlı yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli



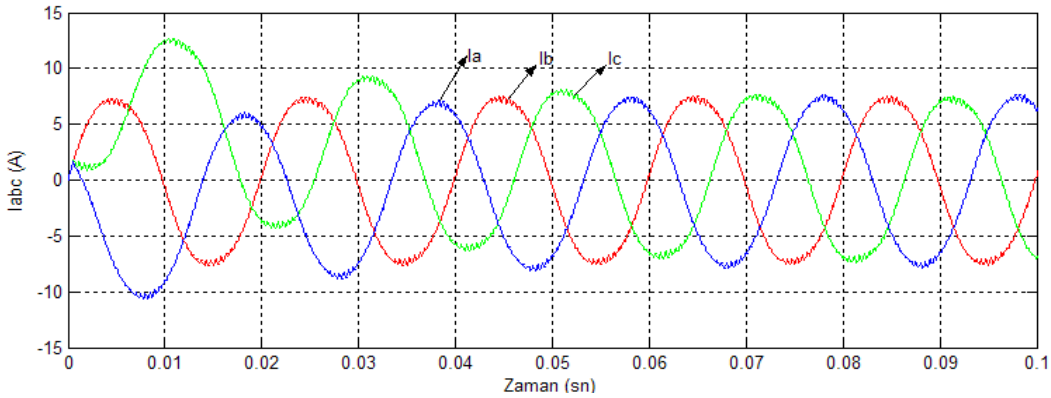
Şekil 4.9. T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca} sürelerinin zamana göre değişimi



Şekil 4.10. Matris konverterin çıkış faz geriliminin değişimi



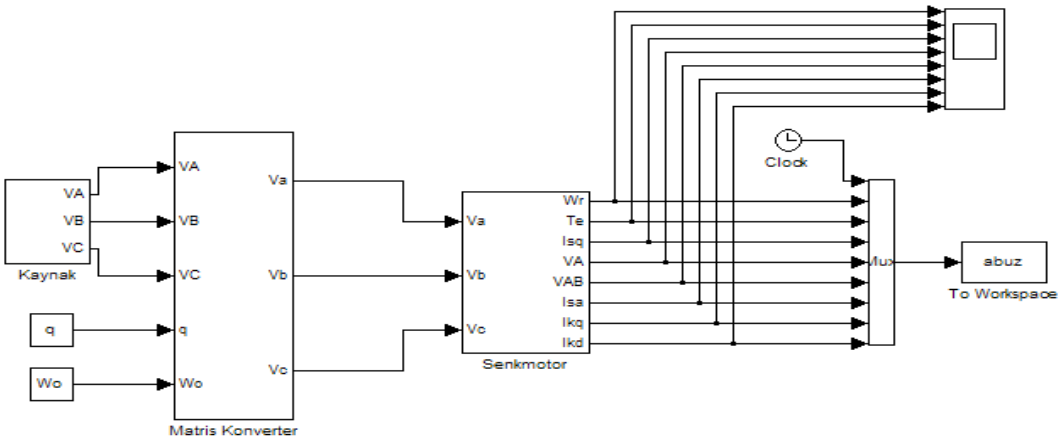
Şekil 4.11. Matris konverterin çıkış fazlar arası geriliminin değişimi



Şekil 4.12. 3-fazlı yük akımının zamana göre değişimi

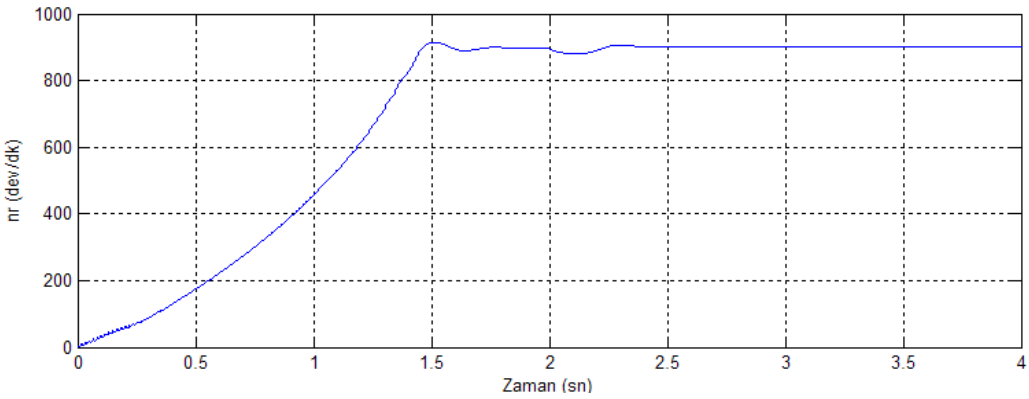
4.5. Matris Konverter Beslemeli Senkron Motorun Simülasyonu

Matris konverterden beslenen bir senkron motor için oluşturulan Matlab/Simulink modeli Şekil 4.13'de gösterilmiştir. Simülasyon 1e-5'lik bir sabit adım aralığında çalıştırılmıştır. Motora 0-2 sn aralığında yüksüz olarak yol verilmiş, daha sonra motor 4e4 N.m'lik sabit bir yük momenti ile yüklenmiştir (2-4 sn aralığında). Senkron motor nominal hıza ulaşana kadar asenkron olarak yol almıştır. Nominal hıza ulaşınca uyartım gerilimi uygulanarak senkron motor olarak çalıştırılmıştır. Modelde, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır. Matris konverterin Matlab/Simulink modeli; gerilim oranı q=0.8, maksimum gerilim oranı qm=0.86, giriş frekansı f_i=60 Hz, çıkış frekansı f_o=60 Hz, anahtarlama frekansı f_s=2000 Hz, alınarak çalıştırılmıştır.

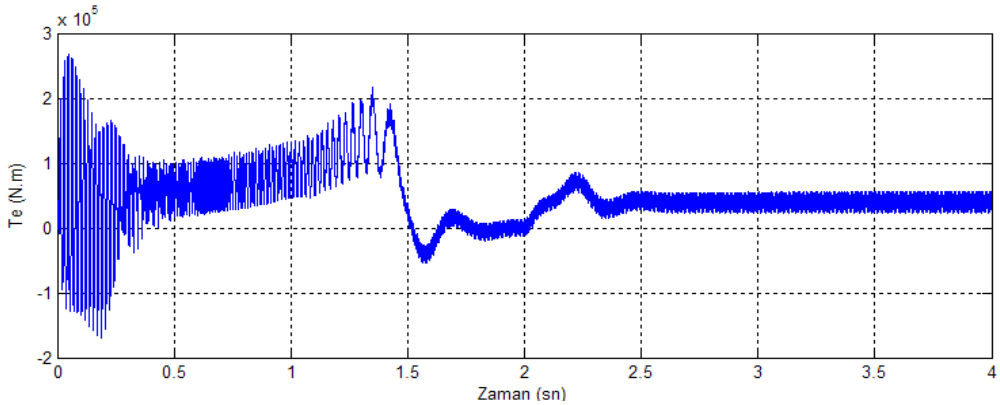


Şekil 4.13. Matris konverter beslemeli senkron motorun Matlab/Simliink modeli

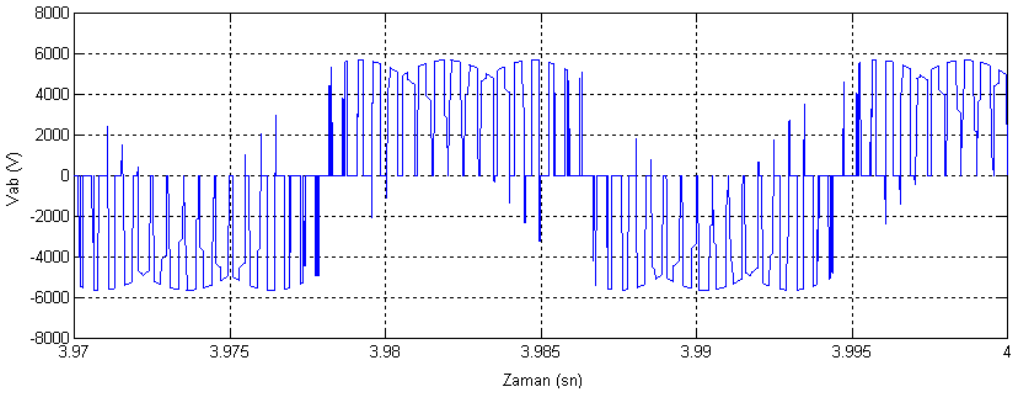
Şekil 4.14'te senkron motorun hızının değişimi görülmektedir. Burada senkron motorun yaklaşık 1.5 sn sonra sürekli durum hızına ulaşmıştır. Senkron motorun momentinin değişimi Şekil 4.15'te gösterilmiştir. Moment, sürekli durumda girilen sabit yük moment değerinde değişmektedir. Şekil 4.16 ve 4.17'de sırasıyla matris konverterin çıkış gerilimi ve senkron motorun faz akımının değişimi görülmektedir.



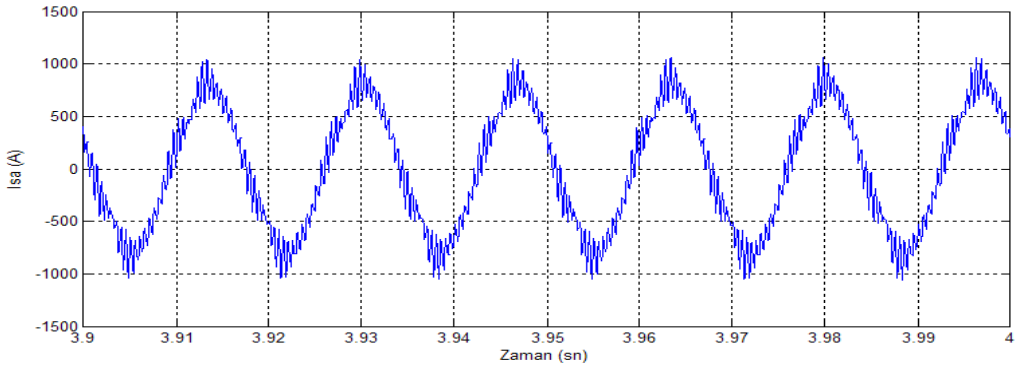
Şekil 4.14. Matris konverter beslemeli senkron motorun hızının zamana göre değişimi



Şekil 4.15. Matris konverter beslemeli senkron motorun momentinin zamana göre değişimi



Şekil 4.16. Matris konverterin faz-faz çıkış geriliminin zamana göre değişimi

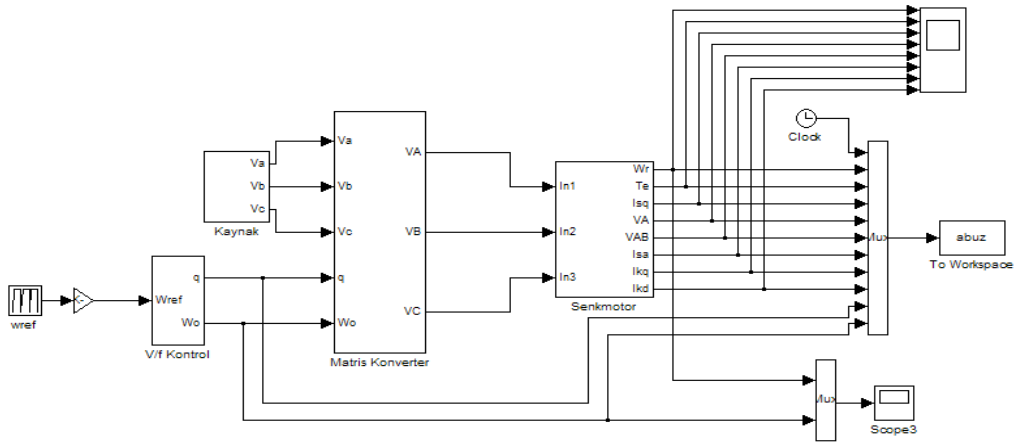


Şekil 4.17. Matris konverter beslemeli senkron motorun faz akımının sürekli durumdaki değişimi

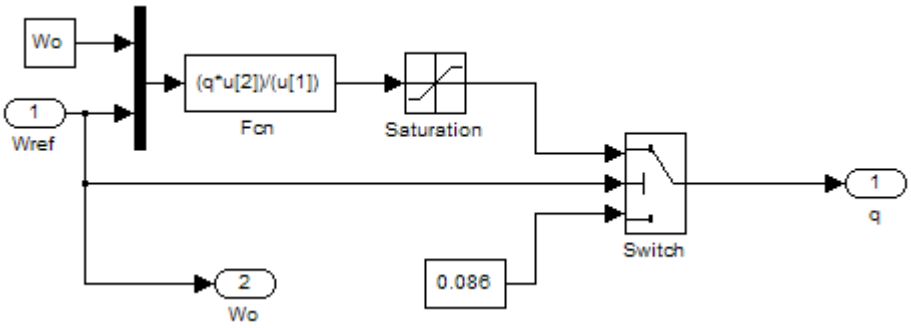
Özellikle Şekil 4.17 incelendiğinde faz akımının yaklaşık sinüzoidal değiştiği görülmektedir.

4.6. Matris Konverter Beslemeli Senkron Motorun Açık Çevrim V/f Hız Kontrolüne İlişkin Simülasyon

Şekil 4.18'de matris konverterden beslenen senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modeli görülmektedir. Burada senkron motorun referans hızı ile doğru orantılı bir şekilde gerilim oranı q değiştirilmektedir. Çünkü matris konverterin çıkış geriliminin genliği doğrudan doğruya gerilim oranı q ile orantılıdır. Bu duruma ilişkin simulink modelinin açık hali Şekil 4.19'da görülmektedir.

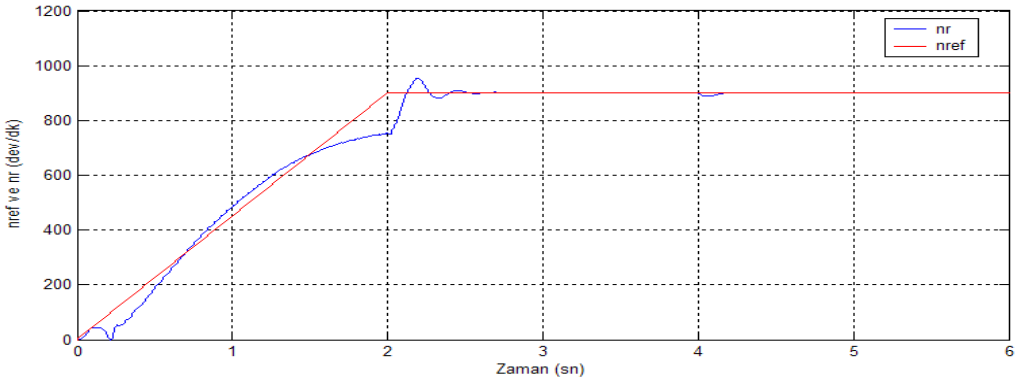


Şekil 4.18. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modeli

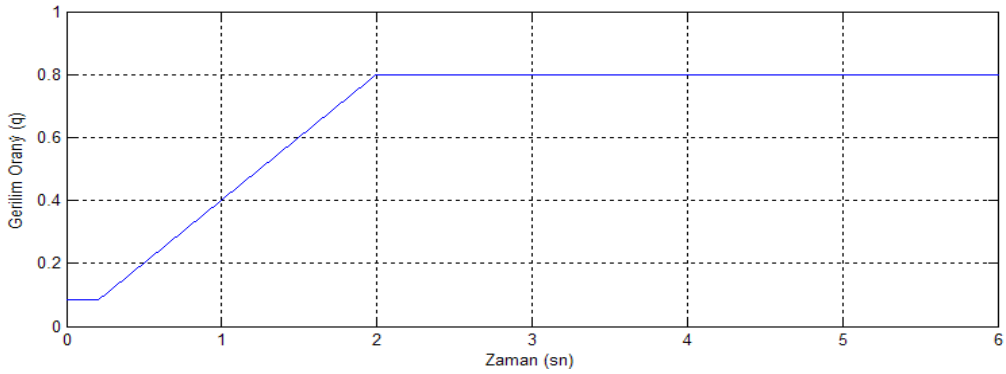


Şekil 4.19. V/f kontrol bloğunun açık gösterimi

Matlab/Simulink modeli 1e-5'lik sabit bir adım aralığında 6 sn'lik bir süre için çalıştırılmıştır. Modelde, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır. Motor ilk olarak yüksüz olarak çalıştırılmış (0-4 sn aralığında), daha sonra 4e4 N.m'lik sabit bir yük momenti ile yüklenmiştir (4-6 sn aralığında). Senkron motorun 2 sn sonra 900 dev/dk'lık bir hıza ulaşacak şekilde bir referans hız bilgisi girilmiştir. Şekil 4.20'de referans hız ile motor hızının değişimi görülmektedir. Şekil 4.21'de gerilim oranı q'nun girilen referans hızla doğru orantılı bir şekilde değiştiği görülmektedir.

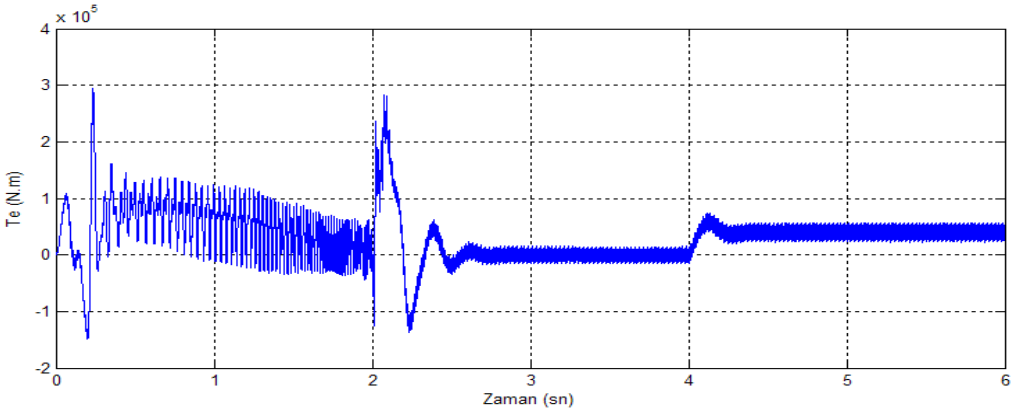


Şekil 4.20. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, referans hız ile motor hızının değişimi

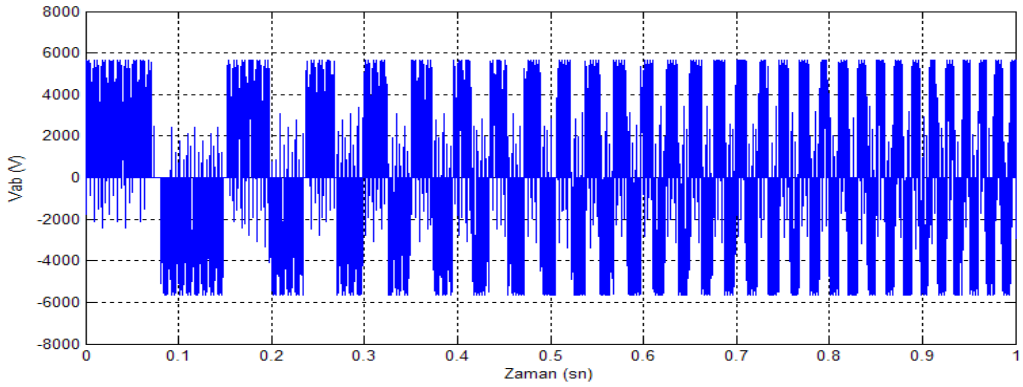


Şekil 4.21. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, gerilim oranı q'nun değişimi

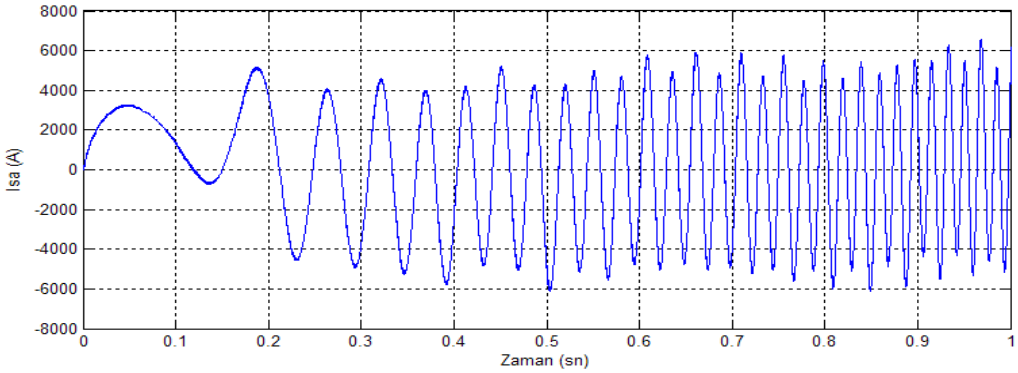
Şekil 4.22'de senkron motorun momentinin değişiminden, sürekli durumda girilen sabit yük moment değerini sağladığı görülmektedir. Şekil 4.23'te görülen matris konverterin çıkış geriliminin frekansının girilen referans hız ile doğru orantılı bir şekilde değiştiği görülmektedir. Şekil 4.24 ve 4.25'te sırasıyla senkron motorun faz akımının geçici ve sürekli durumdaki değişimleri görülmektedir.



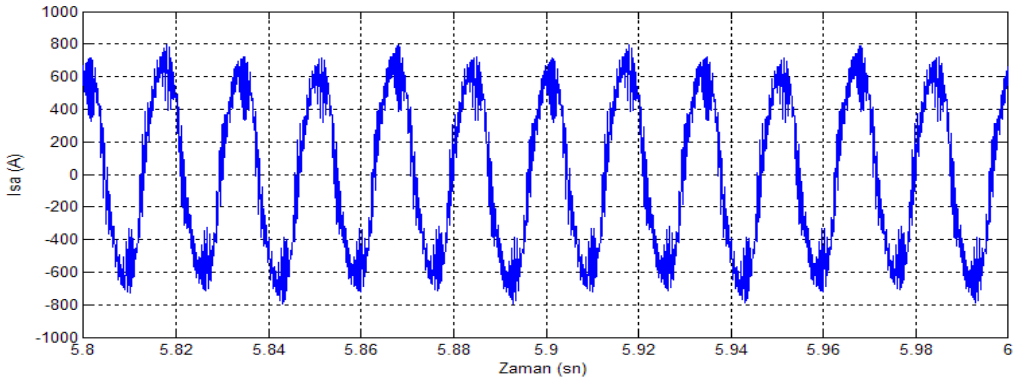
Şekil 4.22. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, momentin değişimi



Şekil 4.23. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, matris konverterin çıkış geriliminin değişimi



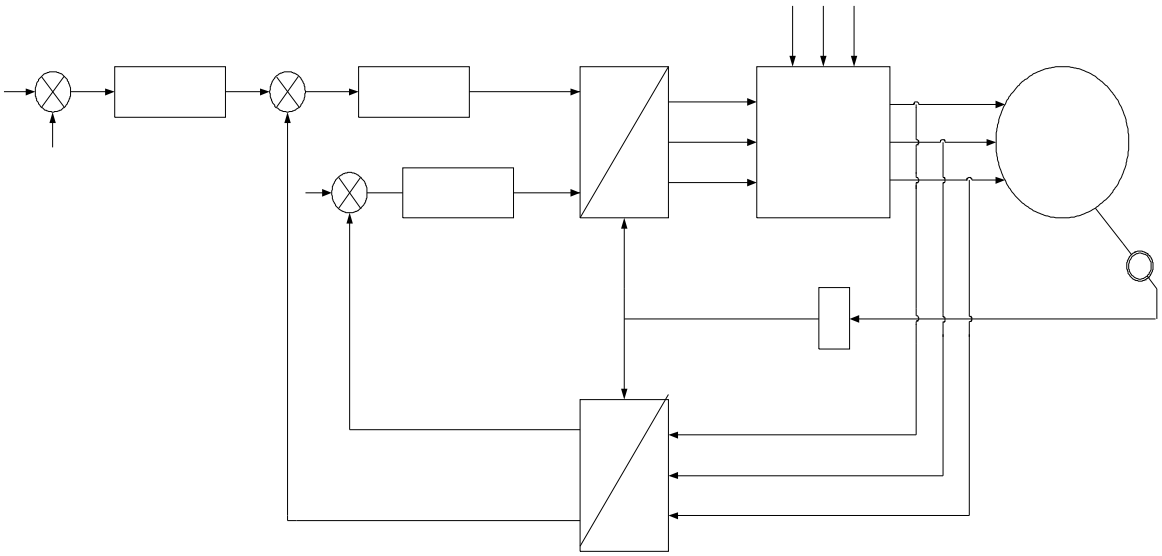
Şekil 4.24. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, senkron motorun geçici durumdaki faz akımının değişimi



Şekil 4.25. Matris konverter beslemeli senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolünde, senkron motorun sürekli durumdaki faz akımının değişimi

4.7. Matris Konverter Beslemeli Senkron Motorun Self Kontrolüne İlişkin Simülasyon

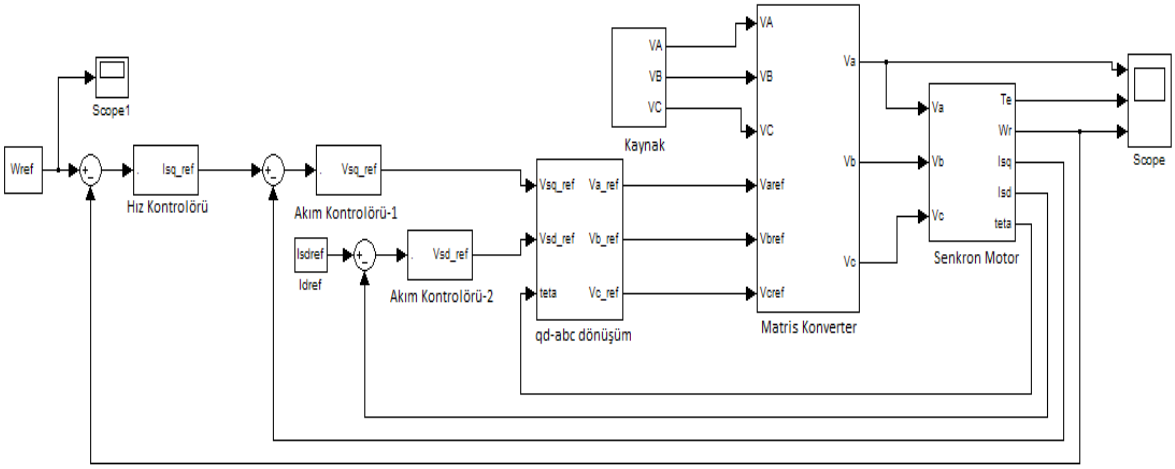
Matris konverter beslemeli senkron motorun self kontrolünde, stator ve rotor alanlarının senkronizasyonda kalmalarını sağlamak amacıyla stator gerilimlerinin frekansı rotor hızına kilitlenir. Bir başka deyişle, matris konverterin çıkış frekans bilgisi direkt rotor frekansı ile belirlenir. Böylelikle açık çevrim kontrolde oluşabilecek ani yükte senkronizasyondan çıkma tehlikesi ortadan kalkmış olur. Şekil 4.26'da matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motora ait sistemin blok diagramı görülmektedir.



Şekil 4.26. Matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motor

Burada referans hız ile motorun gerçek hızı karşılaştırılarak bir PI'dan oluşan hız kontrolörüne uygulanır. Hız kontrolörünün çıkışı moment akımına karşılık gelen referans Isq^* akımını verir. Alan akımına karşılık gelen referans Isd^* dışarıdan sabit olarak girilir. Referans Isq^* ve Isd^* akımları motordan alınan gerçek Isq ve Isd akımları ile karşılaştırılarak PI 'dan oluşan akım kontrolörüne uygulanır. Akım kontrolörlerinin çıkışı referans Vsq^* ve Vsd^* gerilimlerini verir. Bu gerilimler ile motordan elde edilen teta kullanılarak referans Va^*, Vb^* ve Vc* gerilimleri üretilir. Bu gerilimler Venturini algoritmasında (Denklem 4.16-26) matris konverterdeki anahtarların anahtarlama sürelerinin elde edilmesinde kullanılır.

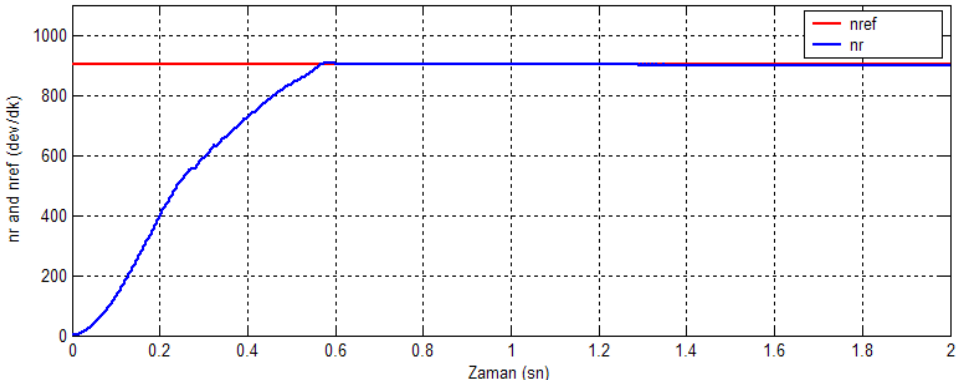
Matlab/Simulink'te oluşturulan basitleştirilmiş Venturini algoritmasını kullanan matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motorun simülasyonu Şekil 4.27'de görülmektedir.



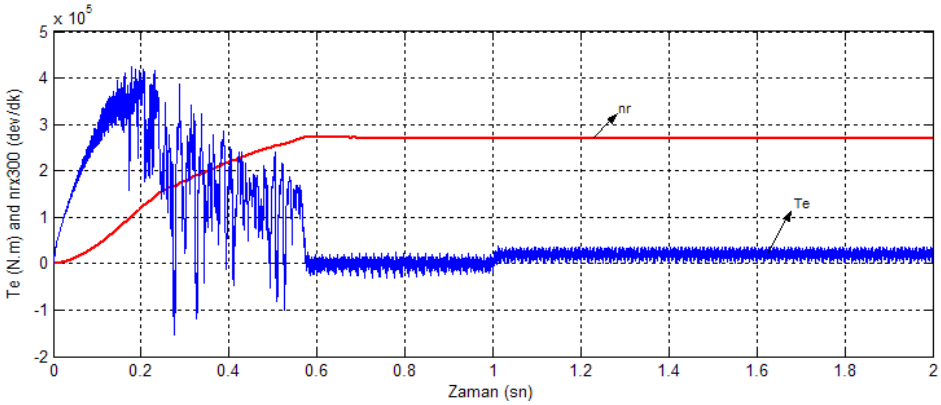
Şekil 4.27. Matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motorun Matlab/Simulink modeli

Matris konverterden beslenen senkron motorun simülasyonu değişik koşullar altında çalıştırılarak performansı detaylı bir şekilde incelenmiştir. Simülasyonda, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır.

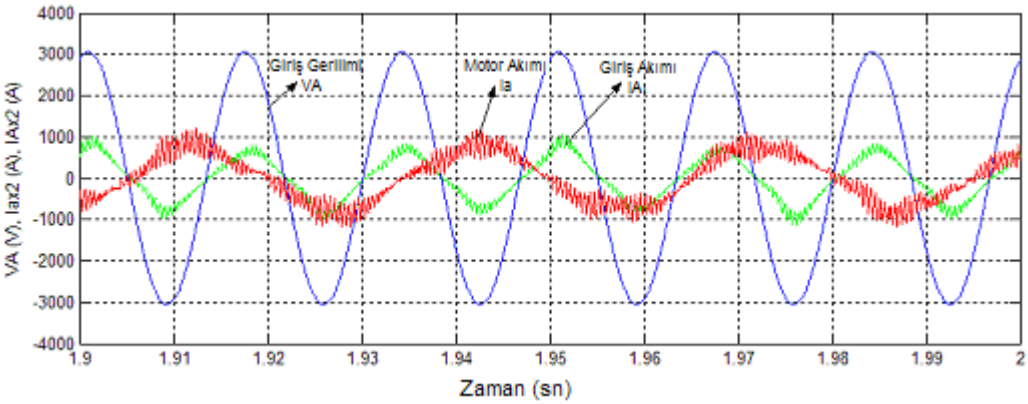
Simülasyon ilk olarak sabit bir referans hız bilgisi verilerek çalıştırılmıştır. Modele referans hız olarak 900 dev/dk bilgisi girilmiştir. Motora ilk anda yük uygulanmamıştır (0-1sn aralığı boşta). Motor bir süre boşta çalışırıldıktan sonra 20000 N.m'lik sabit bir yük ile yüklenmiştir (1-2sn aralığında T_L=20000 N.m). Bu durumda motorun referans hızı ile motorun gerçek hızı Şekil 4.28'de görülmektedir. Motor hızının yaklaşık 0.6 sn sonra referans hızı yakaladığı görülmektedir. Motor hızı ile momentinin değişimi Şekil 4.29'da verilmiştir. Burada motor momenti, 0-1 sn aralığında sürekli duruma ulaştığında herhangi bir yük uygulanmadığı için sıfırı takip etmektedir. 1-2 sn aralığında ise motor momentinin girilen yük değerini karşıladığı görülmektedir. Şekil 4.30'da 500 dev/dk'lık bir referans hız için giriş gerilimi, giriş akımı ve motor akımının sürekli durumdaki değişimi verilmiştir. Buradan girişte birim yerdeğiştirme faktörü sağlandığı açıkça görülmektedir. Aynı durum için Şekil 4.31'de matris konverterin çıkış gerilimi, giriş kaynak gerilimi ve motor akımının değişimi görülmektedir.



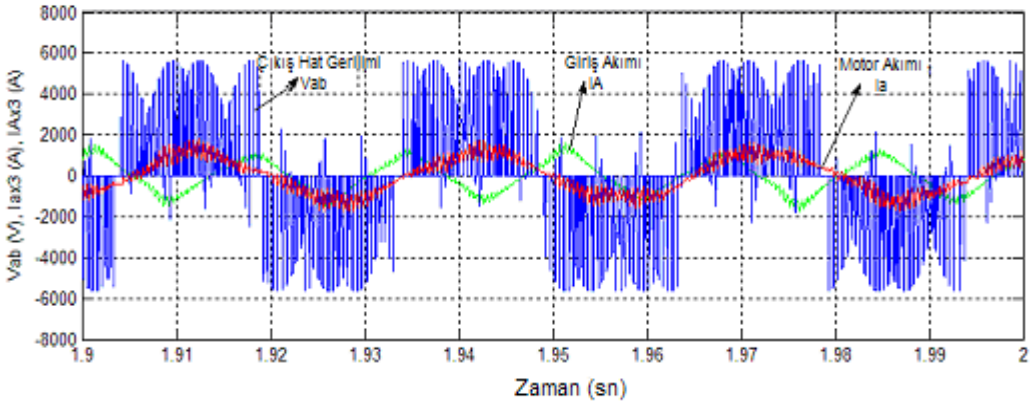
Şekil 4.28. Referans hız ile motorun gerçek hızının zamana göre değişimi



Şekil 4.29. Motor hızı ile momentinin zamana göre değişimi

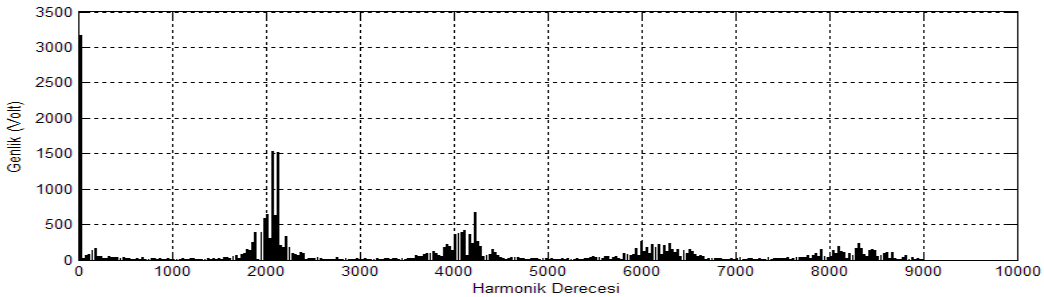


Şekil 4.30. Kaynak gerilimi , motor akımı ve giriş akımının zamana göre değişimi

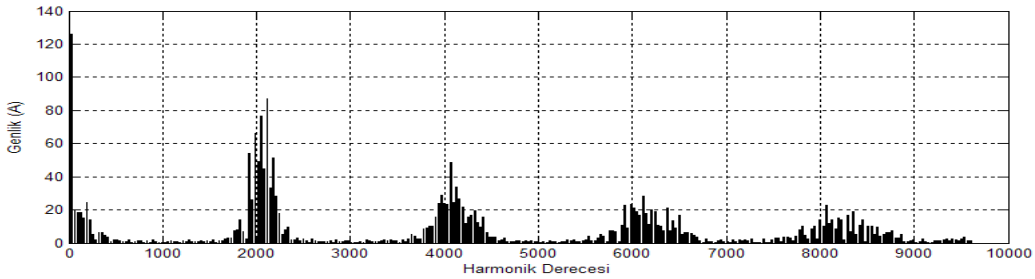


Şekil 4.31. Matris konverter çıkış gerilimi , motor akımı ve giriş akımının zamana göre değişimi

Şekil 4.30 incelendiğinde giriş gerilimi ve giriş akımının aynı fazda olduğu görülmektedir. Özellikle yüksek güçlü sürücü düzeneklerde sistemin birim güç faktöründe çalışması şebekeden reaktif akım çekilmemesi, bu sistemlerin yüksek güçlerde ortaya koydukları en önemli avantajlardır. Şekil 4.32'de matris konverterin çıkış gerilimi ve giriş kaynak akımının harmonik analizi verilmiştir. Burada, baskın harmoniklerin anahtarlama frekansı civarında olduğu görülmektedir.



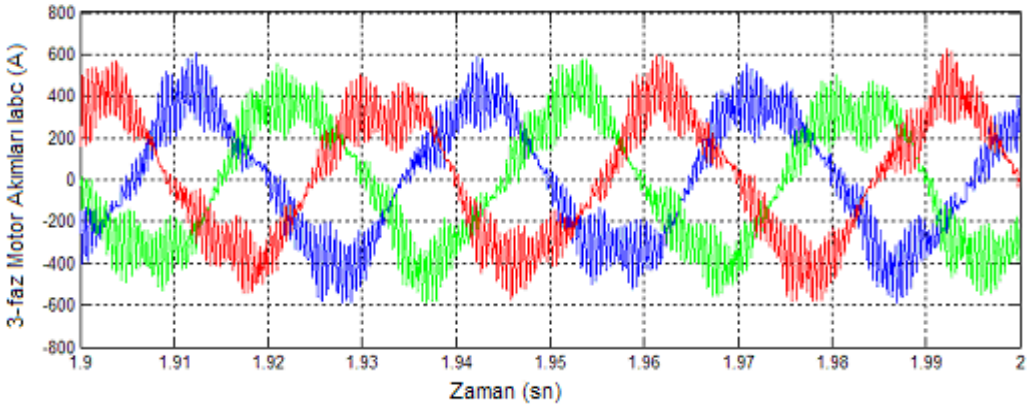
(a)



(b)

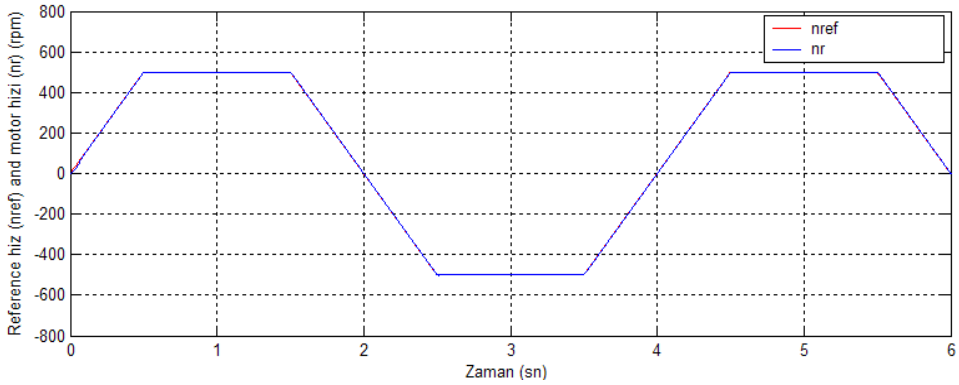
Şekil 4.32. Harmonik analiz **a)** Matris konverterin çıkış gerilimi **b)** Giriş kaynak akımı

Simülasyon 400 dev/dk için çalıştırıldığında motorun sürekli durumdaki 3-faz akımı Şekil 4.33'de görüldüğü gibidir.



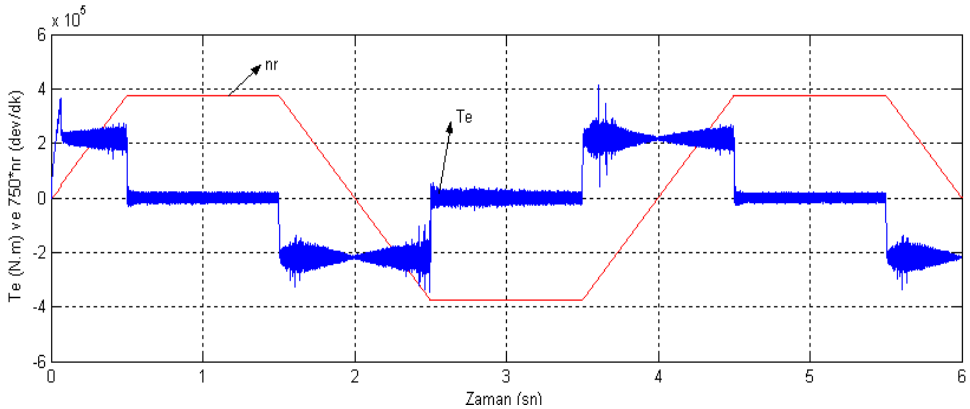
Şekil 4.33. 400 dev/dk için sürekli durumda motorun 3-faz akımı

Dört bölgeli çalışmayı detaylı olarak görebilmek için simülasyona Şekil 4.34'de görülen 500 dev/dk ile -500 dev/dk arasında sürekli değişen referans hız uygulanmıştır.

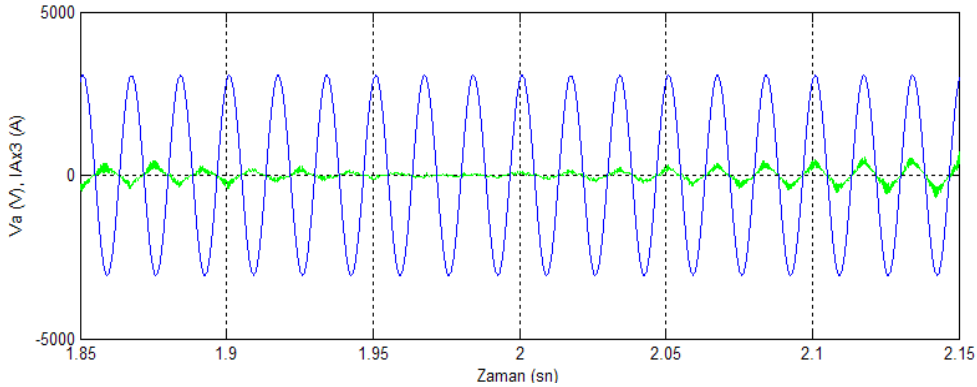


Şekil 4.34. Girilen değişken referans hızın zamana göre değişimi

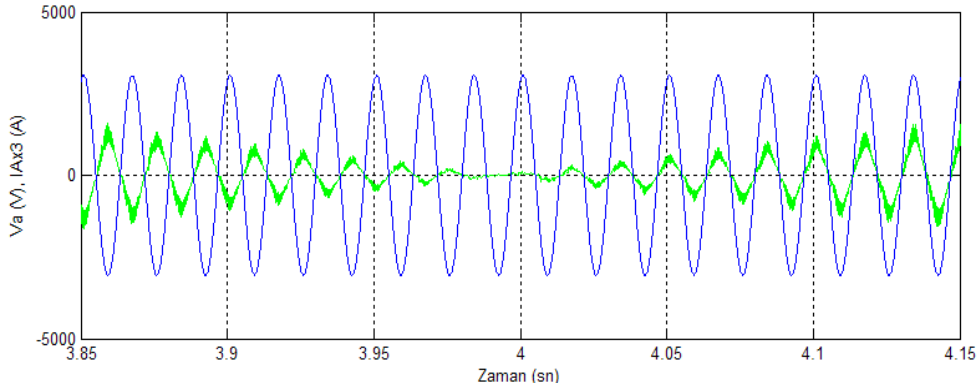
Sisteme, motorun yüksüz olma durumu için Şekil 4.34'te görülen referans hızın uygulanması durumunda motorun hızı ile moment değişimi Şekil 4.35'de görülmektedir. Şekil 4.36 ve 4.37'de dört bölgeli çalışmayı daha detaylı görmek için, giriş kaynak gerilimi ile giriş akımının değişimi verilmiştir. Buradan akımın fazının bölge geçişleri esnasında 180 derece değiştiği görülmektedir. Şekil 4.38'de dört bölgeli çalışma için moment-hız karakteristiği gösterilmiştir.



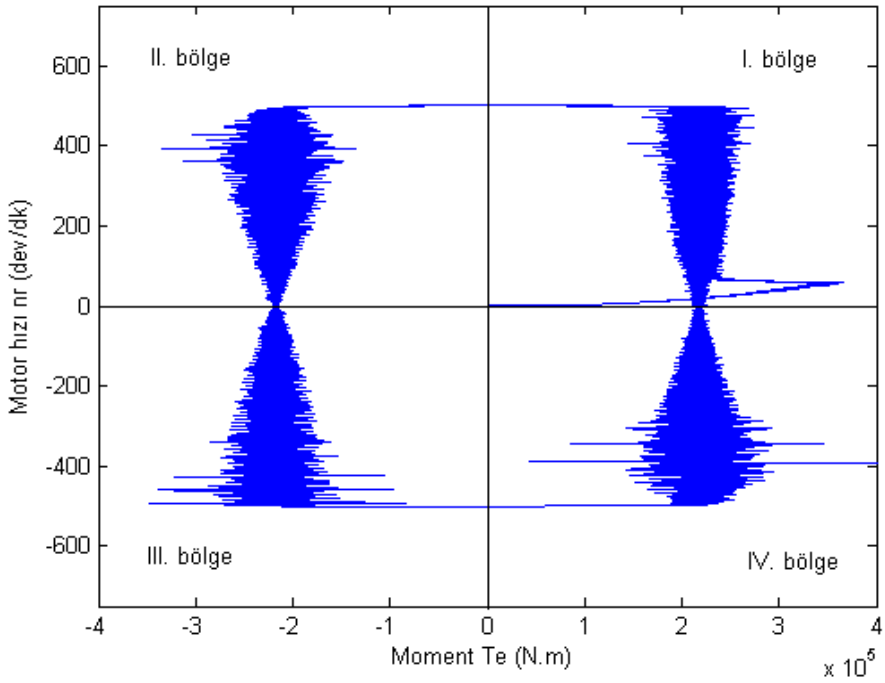
Şekil 4.35. Motor momenti ve hızının değişimi



Şekil 4.36. 2. bölgeden 3. bölgeye geçişi



Şekil 4.37. 4. bölgeden1. bölgeye geçişi



Şekil 4.38. Dört bölgeli çalışmayı gösteren moment-hız karakteristiği

5. MATRİS KONVERTER BESLEMELİ SELF KONTROLLÜ SENKRON MOTORDA ÇIKIKLIK VE AMORTİSÖR SARGI ETKİLERİ

5.1. Genel Bakış

Bu bölümde self kontrollü senkron motordaki çıkıklık ve amortisör sargı etkileri senkron motorun matris konverterden beslenmesi durumu için incelenmiştir. Aynı zamanda çıkıklık ve amortisör sargısının senkron motorun geçici ve sürekli durum performansı üzerindeki etkileri ayrı ayrı karşılaştırmalı olarak ortaya konmuştur. Bu amaçla matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun benzetim programı aşağıdaki dört farklı durum için incelenmiştir;

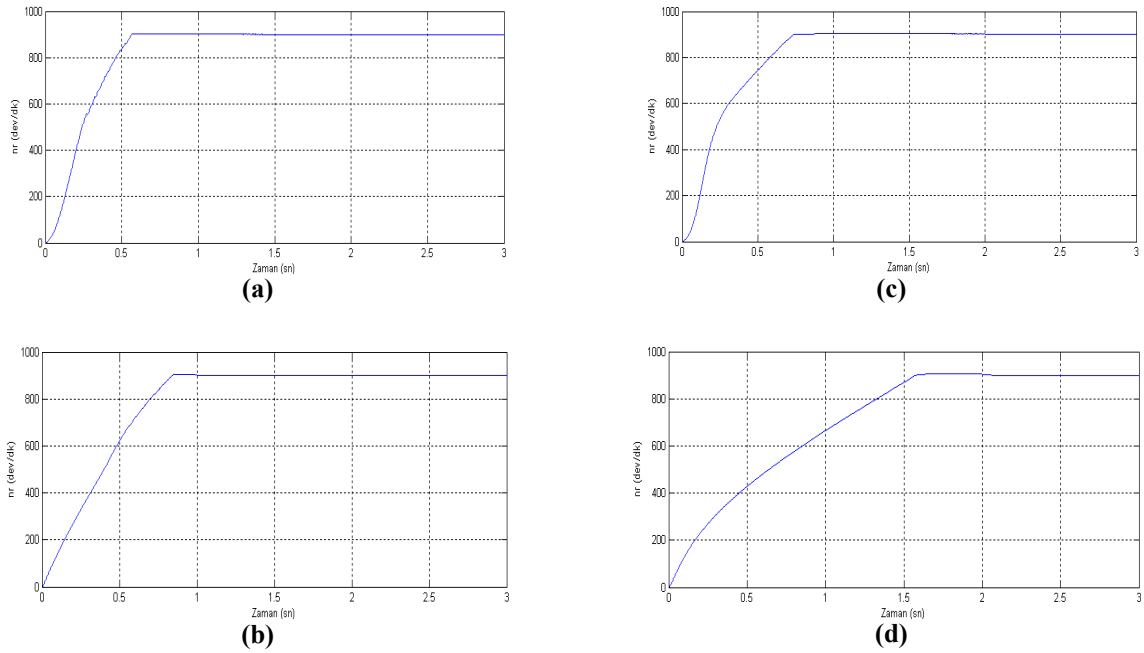
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor
b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor
c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor
d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

5.2. Matris Konverter Beslemeli Self Kontrollü Senkron Motorda Çıkıklık ve Amortisör Sargı Etkileri

Bu bölümde çıkıklık ve amortisör sargısının senkron motorun performansı üzerindeki etkileri incelenirken daha önce Bölüm 4'de bahsedilen matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun Matlab/Simulink modeli esas alınmıştır. Modelde, Ek-1'de verilen 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri kullanılmıştır. Yukarıda belirtilen dört farklı duruma ilişkin sonuçları incelemek için, motorun yuvarlak kutuplu olması stator q-eksen reaktansı d-eksen reaktansına eşitlenerek sağlanmıştır. Senkron motorun amortisör sargısız olma durumu için ek olarak bir senkron motor modeli oluşturulmuştur.

Benzetim programı dört farklı durum için aynı koşullarda çalıştırılmıştır. Benzetim programı ilk önce yüksüz olarak çalıştırılıp, motor sürekli durum hızına ulaştıktan sonra (2 sn sonra) yük devreye alınmıştır. Bir başka deyişle 0-2 sn aralığında yüksüz, 2-3 sn aralığında yüklü olarak çalıştırılmıştır. Geçici duruma ait sonuçlar 0-1 sn aralığı, sürekli duruma ait sonuçlar ise 2.9-3 sn aralığında alınmıştır.

Şekil 5.1'de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun (MK-SKSM) dört farklı durumu için hızının zamana göre değişimi görülmektedir.



Şekil 5.1. MK-SKSM'un hızının değişimi

a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

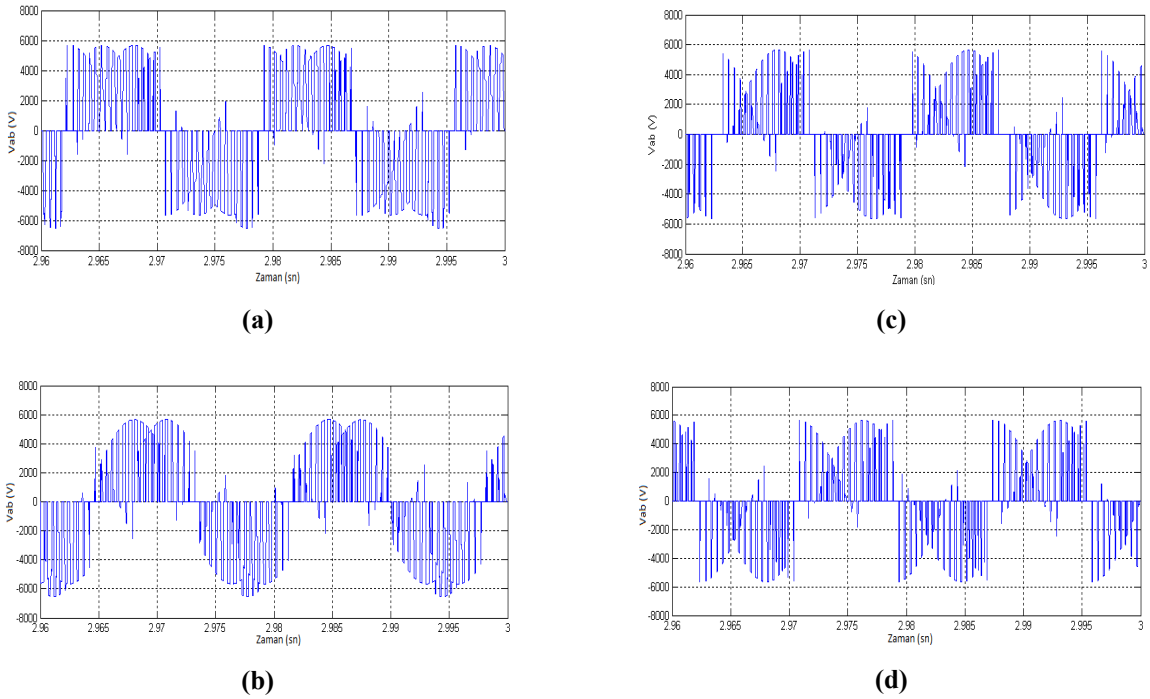
b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Burada senkron motorun hem çıkık hem de yuvarlak kutuplu olma durumunda; amortisör sargılı sekron motorun (Şekil 5.1 a ve c) amortisör sargısız senkron motora (Şekil 5.1 b ve d) göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaştığı görülmektedir. Aynı zamanda senkron motorun çıkık kutuplu olma durumunda (Şekil 5.1 a ve b) yuvarlak kutuplu olma durumuna (Şekil 5.1 c ve d) göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaştığı görülüyor. Bu durumun çıkık kutuplu senkron motorun moment değerinin yuvarlak kutuplu senkron motor moment değerinden relüktans momenti kadar fazla olmasından dolayı kaynaklandığını söyleyebiliriz.

Şekil 5.2'de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki faz geriliminin zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir.



Şekil 5.2. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz geriliminin değişimi

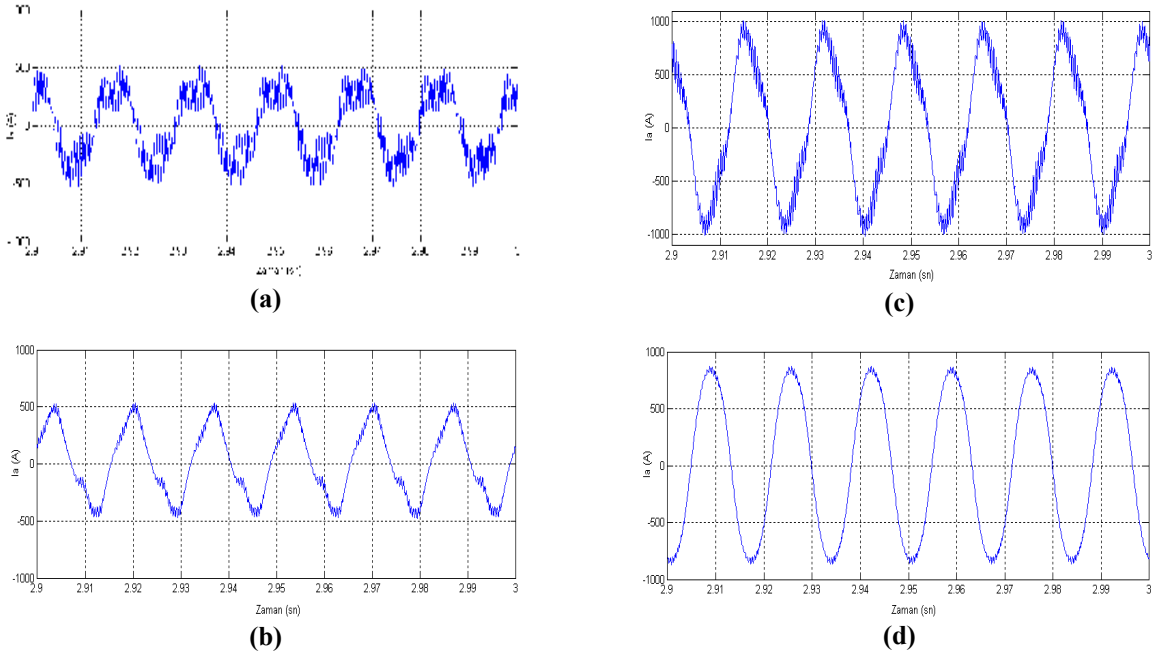
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 5.3'de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki faz akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Sonuçlardan da görüleceği üzere amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 5.3 a ve c) faz akımındaki dalgalanmalar amortisör sargısız senkron motora (Şekil 5.3 b ve d) göre daha fazladır. Ayrıca amortisör sargılı senkron motorun faz akımının tepe genliği amortisör sargısız senkron motora göre daha fazladır. Buna amortisör sargılarının olmaması durumunda gerilim harmonikleri tarafından görünen yüksek empedans sebep olur. Aynı zamanda çıkık kutuplu senkron motordaki (Şekil 5.3 a ve b) akımın maksimum değeri, yuvarlak kutuplu senkron motora (Şekil 5.3 c ve d) göre daha azdır (neredeyse 2 kat daha az).



Şekil 5.3. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz akımının değişimi

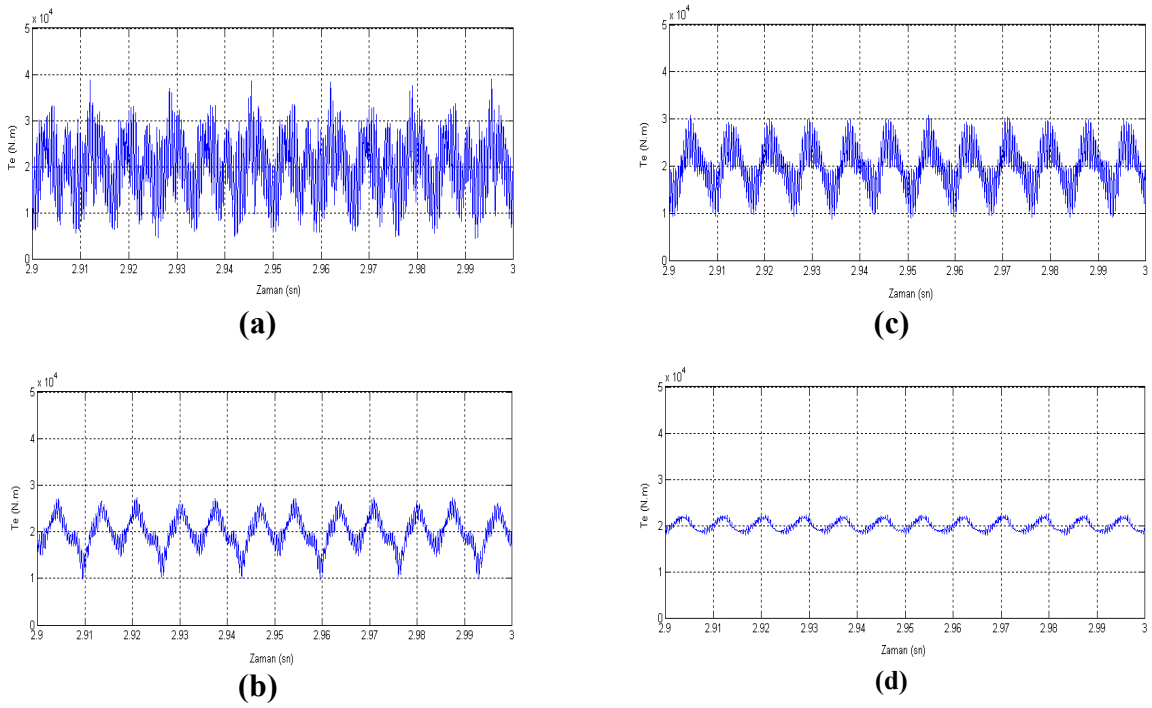
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki momentinin zamana göre değişimi dört farklı durum için Şekil 5.4'de görülmektedir. Alınan dört farklı durum için de, senkron motor momentinin sürekli durumda esas frekansın iki katı bir frekansta dalgalandığı görülmektedir. Senkron motorun sürekli durumdaki ortalama moment değeri dört farklı durum için de aynıdır. Aynı zamanda çıkık kutuplu senkron motordaki (Şekil 5.4 a ve b) moment dalgalanmalarına en fazla harmonik momentler neden olmaktadır. Çıkık kutupludaki dalgalanmanın yuvarlak kutuplu senkron motora (Şekil 5.4 b ve c) göre daha fazla olduğu görülmektedir. Bu durum çıkık kutuplu senkron motorun moment değerinin yuvarlak kutuplu senkron motor moment değerinden relüktans momenti kadar fazla olmasından dolayı kaynaklanmaktadır. Benzer şekilde senkron motorun amortisör sargılı olma durumunda dalgalanmanın genliği (Şekil 5.4 a ve c) amortisör sargısız olma durumuna (Şekil 5.4 b ve d) göre daha fazladır.



Şekil 5.4. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında momentinin değişimi

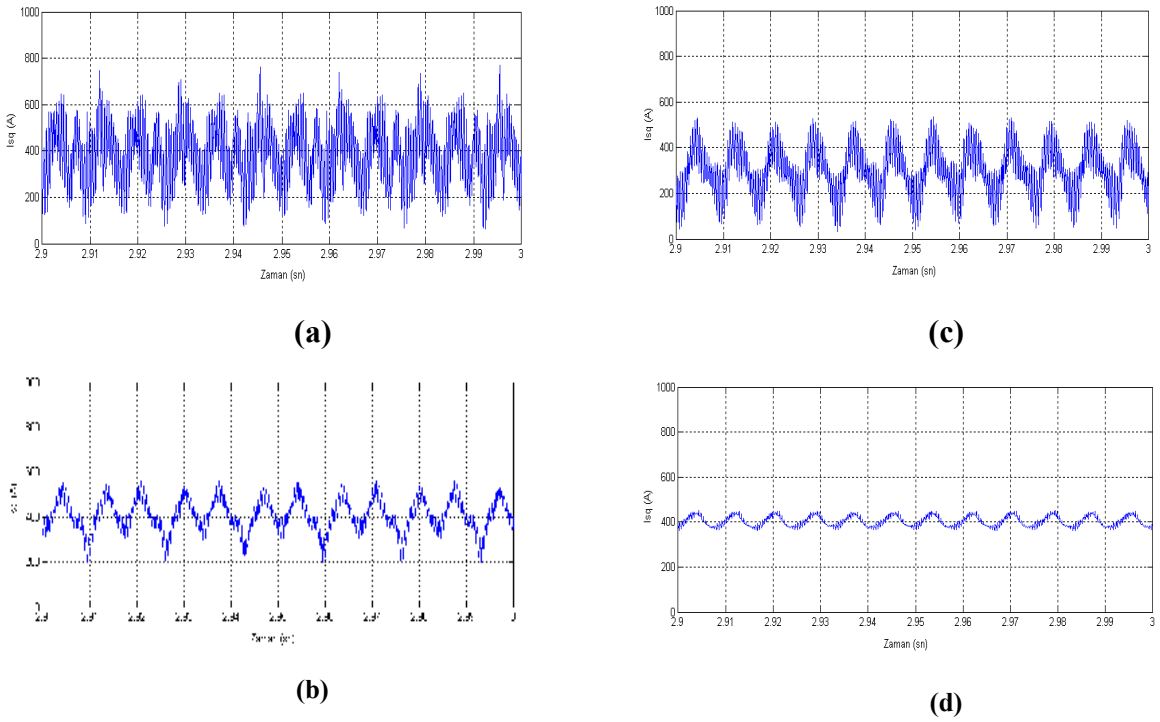
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 5.5'de dört farklı durum için matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durum koşullarındaki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi görülmektedir. Stator q-eksen akımının da tıpkı Şekil 5.4'deki momentteki gibi esas frekansın iki katı bir frekansta dalgalandığı görülüyor. Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor (Şekil 5.5 a) ile çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motorun (Şekil 5.5 b) stator q-eksen akımının ortalama değeri hemen hemen aynıdır. Fakat yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 5.5 c) stator q-eksen akımının ortalama değeri yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motorunkinden (Şekil 5.5 d) daha düşüktür. Amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 5.5 a ve c) stator q-eksen akımındaki dalgalanma amortisör sargısız senkron motora (Şekil 5.5 b ve d) göre daha fazladır. Benzer şekilde çıkık kutuplu senkron motorun (Şekil 5.5 a ve b) satator q-eksen akımındaki dalgalanma genliği yuvarlak kutuplu senkron motora (Şekil 5.5 c ve d) göre daha fazladır.



Şekil 5.5. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

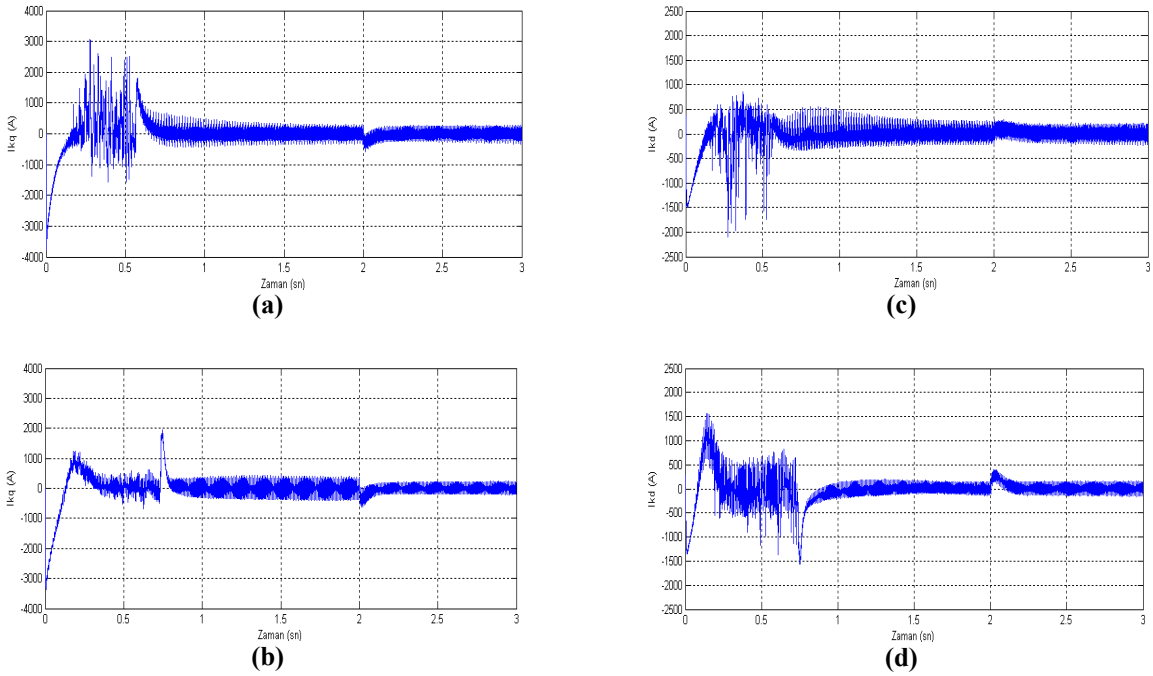
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 5.6'da matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun amortisör sargı akımlarının zamana göre değişimleri, senkron motorun yuvarlak ve çıkık kutuplu olma durumları için görülmektedir. Amortisör sargıları geçici olaylar esnasında oluşabilecek mekanik osilasyonları ve senkron hızdan sapmaları önler. Geçici olaylar esnasında bu sargılardan sönüm akımları adını verdiğimiz akımlar akar ve bu akımlar makineyi senkronizasyonda tutacak momentler üretir. Sonuçlardan da görüleceği üzere sürekli durumda da gerilim harmoniklerinden dolayı amortisör sargılarından akımlar akar. Bu akımlar makinedeki kayıpların artmasına ve ek ısınmalara sebep olur. Motorun ilk yol alması (ilk 0-1 sn aralığı) ve yüklenmesi (2. sn de kısa süre) gibi geçici durumlarda amortisör sargılarından akan akımların genliği artmaktadır.



Şekil 5.6. MK-SKSM'un amortisör sargı akımlarının değişimi

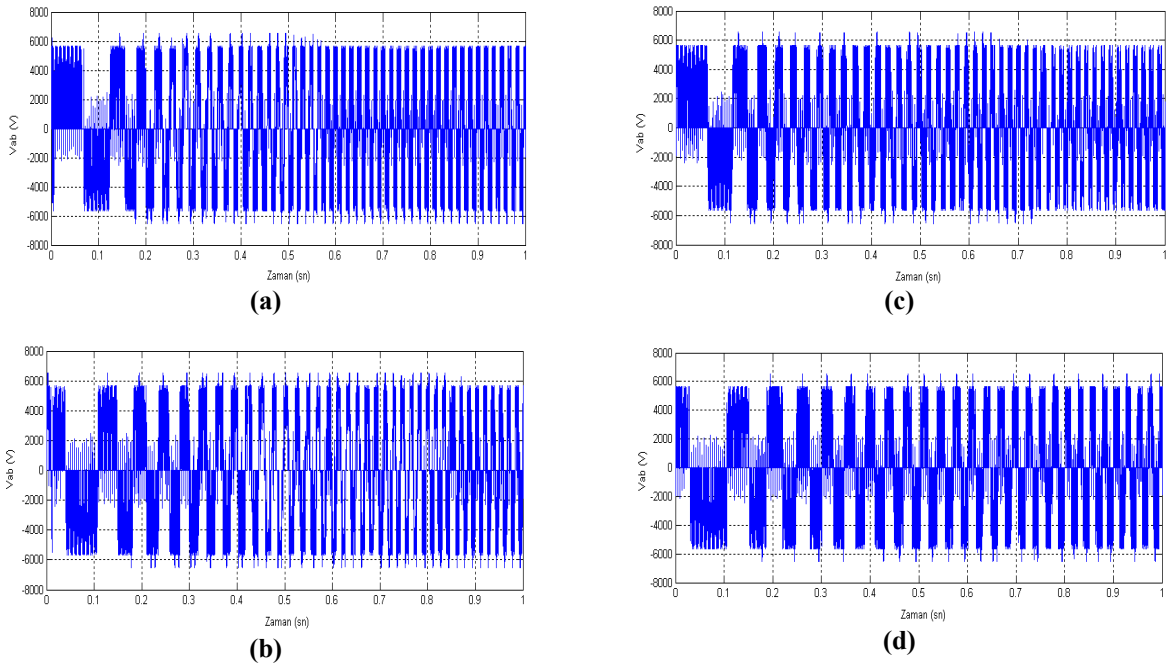
e) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun I_{kq} akımı

f) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motorun I_{kq} akımı

g) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motorun I_{kd} akımı

h) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motorun I_{kd} akımı

Şekil 5.7' de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici rejimdeki faz gerilimleri dört farklı durum için görülmektedir. Dört farklı durumda da gerilimin genliği frekansla orantılı olarak artmaktadır.



Şekil 5.7. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında faz geriliminin değişimi

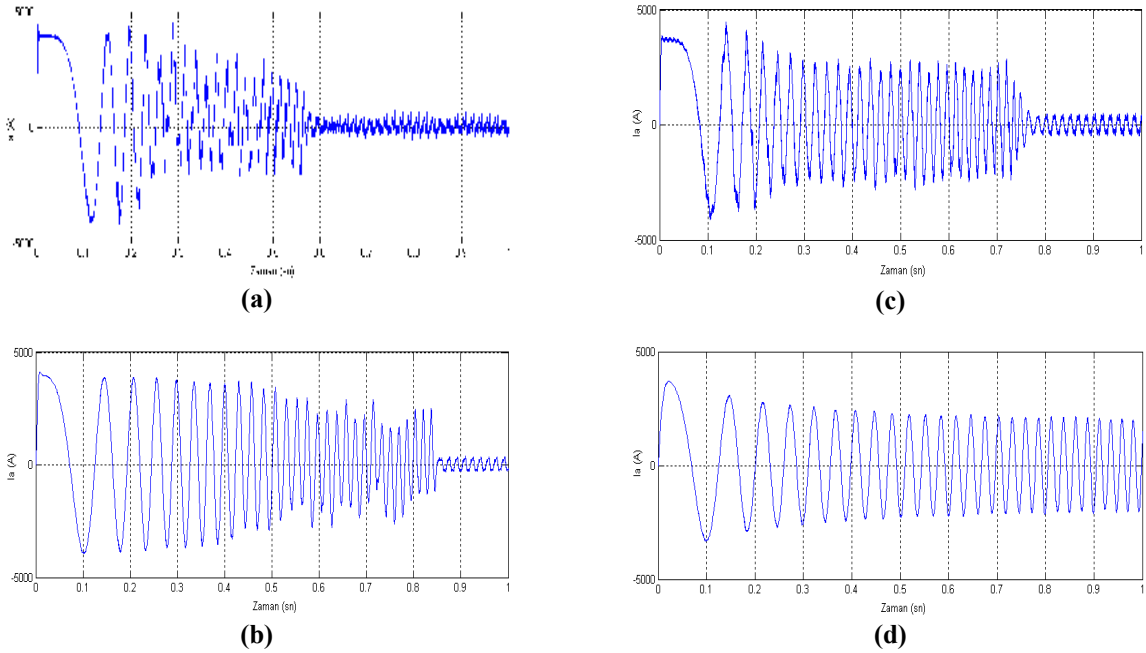
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 5.8'de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici durumdaki faz akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Sonuçlardan görüleceği üzere amortisör sargılı senkron motordaki (Şekil 4.8 a ve c) akımın maksimum değeri ve oluşan dalgalanma amortisör sargısız senkron motorunkinden (Şekil 4.8 b ve d) daha büyüktür.



Şekil 5.8. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında faz akımının değişimi

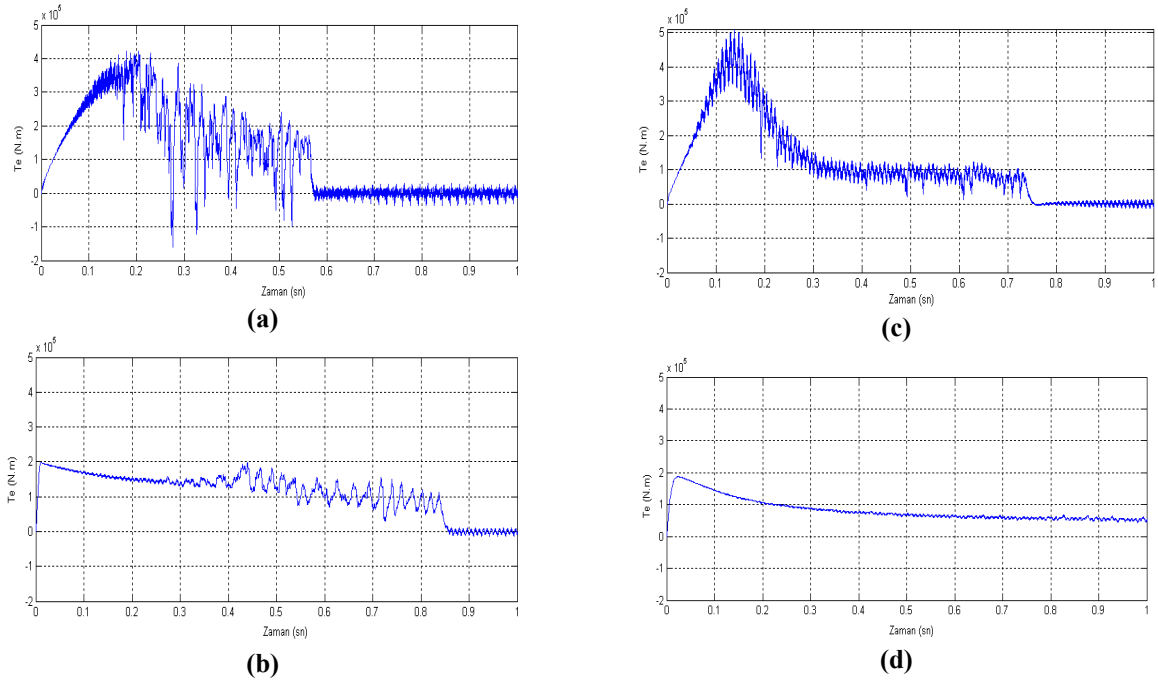
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 5.9'da matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici rejimdeki momentinin zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Momentin sürekli durumda olduğu gibi geçici durumda da esas frekansının iki katı bir frekansta dalgalandığı görülüyor. Sonuçlardan da görüleceği üzere geçici durumda amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 5.9 a ve c) momentindeki dalgalanmalar amortisör sargısız senkron motorunkinden (Şekil 5.9 b ve d) daha fazladır.



Şekil 5.9. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında momentin değişimi

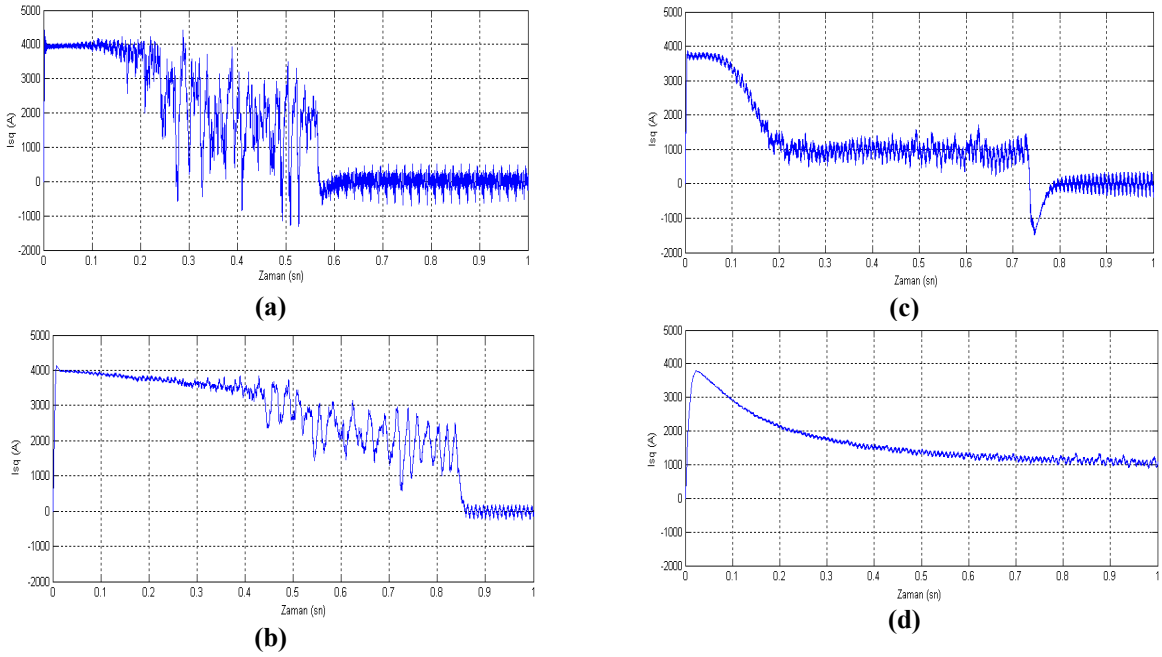
a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

Şekil 5.10'da matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici rejimdeki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi dört farklı durum için görülmektedir. Senkron motorun stator q-eksen akımının da tıpkı moment gibi esas frekansın iki katı bir frekansta dalgalandığı görülüyor.



Şekil 5.10. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

a) Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

b) Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

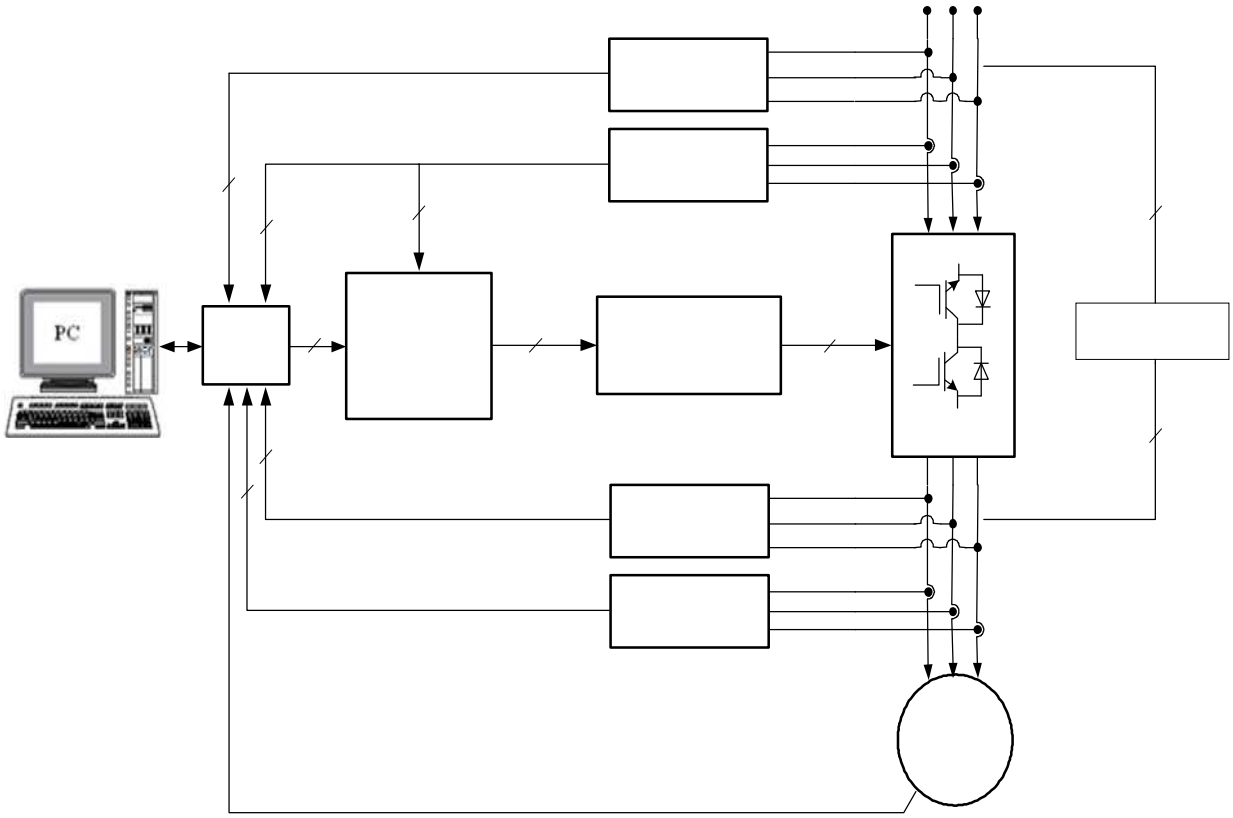
c) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

d) Yuvarlak kutuplu amortisör sargısız senkron motor

6. 3-FAZLI MATRİS KONVERTER TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

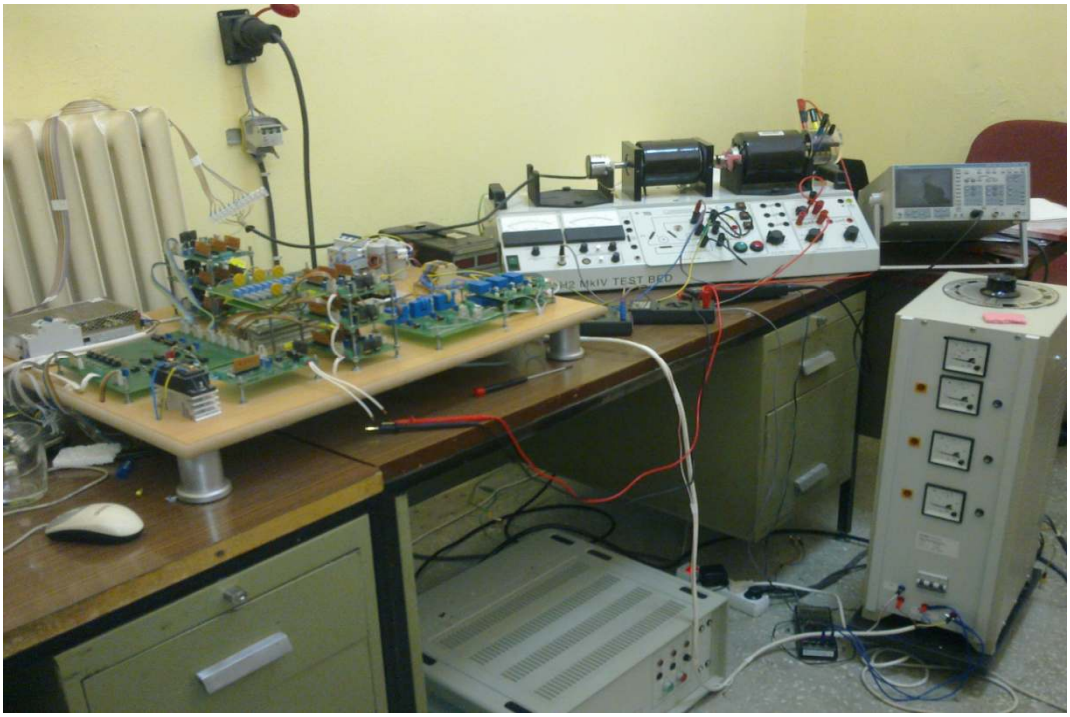
6.1. Genel Bakış

Bu bölümde 3-fazlı senkron motorun açık ve kapalı çevrim kontolünün gerçekleştirilmesi için oluşturulan matris konverter sürücü düzeneğinin tasarımından bahsedilecektir. Tasarlanan 3-fazlı matris konvertere ilişkin blok diagramı Şekil 6.1'de görülmektedir.

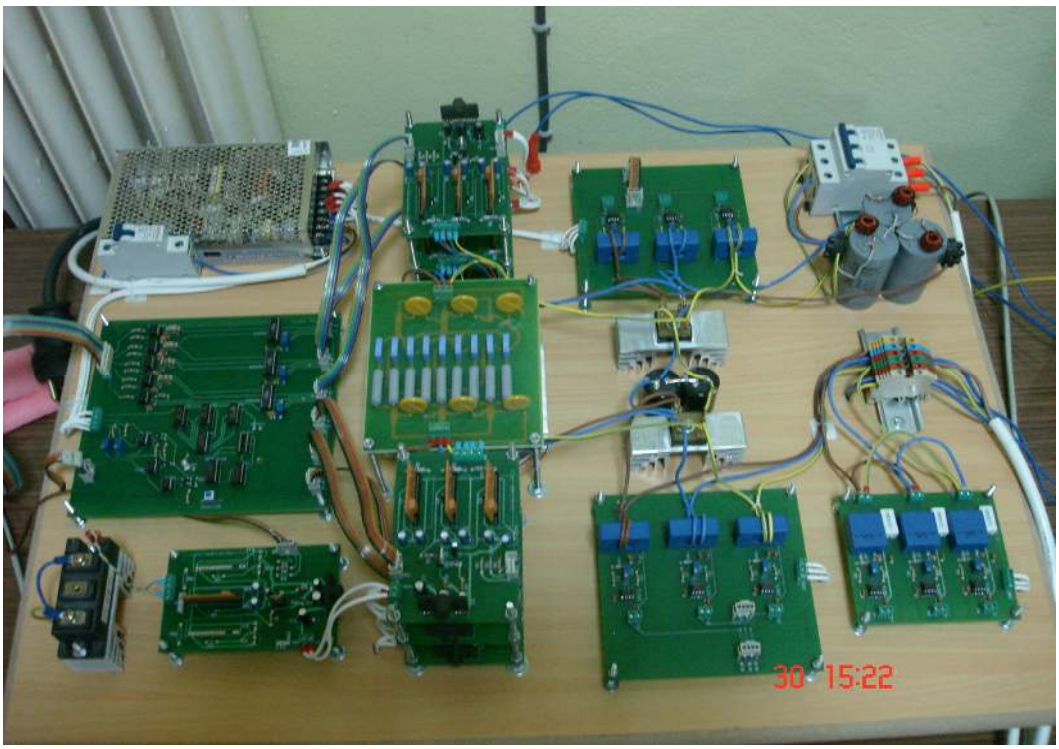


Şekil 6.1. 3-fazlı matris konverter deney düzeneğinin blok diagramı

Oluşturulan deney düzeneğin fotoğrafları Şekil 6.2'de görülmektedir.



(a)



(b)

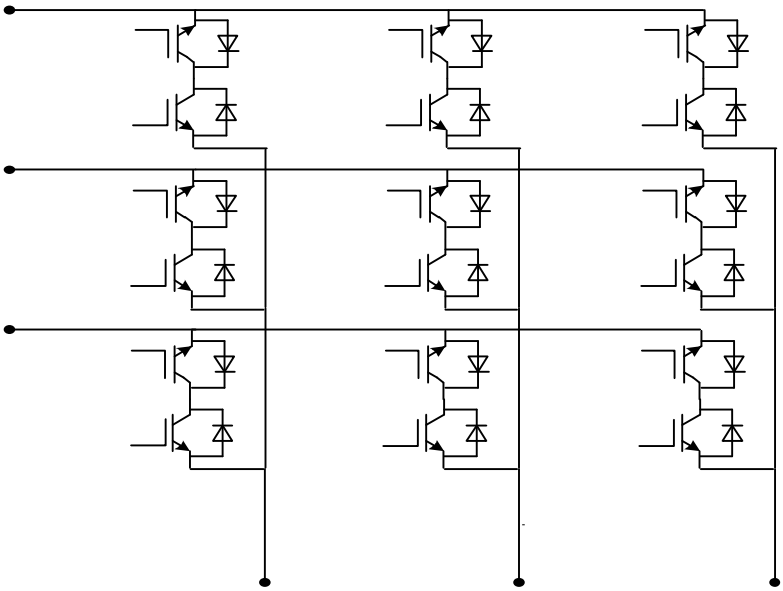
Şekil 6.2. **a)** Deney setinin genel görünümü

b) 3-fazlı matris konverter sürücü düzeneği

6.2. IGBT Modül

Sürücü düzeneğin güç devresini oluşturan matris konverter bölümünde 9 adet çift yönlü anahtardan oluşan IGBT modül (FM35R12KE3) kullanılmıştır. Kullanılan IGBT modülün detaylı teknik özellikleri Ek-3'de verilmiştir. Ortak kolektörlü çift yönlü IGBT anahtarlardan oluşan matris konverter modülünün kapalı ve açık devre şeması ise Şekil 6.3'te verilmiştir.

(a)



(b)

Şekil 6.3. **a)** Matris konverter modülünün kapalı devre şeması

b) 3-fazlı matris konverter açık devre şeması

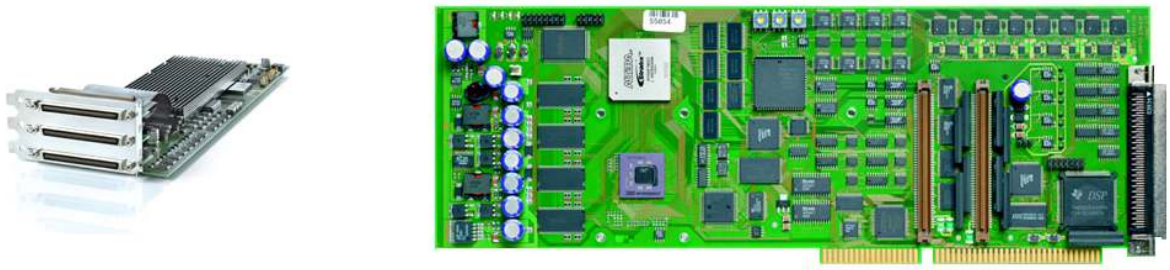
Burada R,S,T giriş fazlarını U,V,W ise çıkış fazlarını göstermektedir. Anahtarların gate uçları ise G harfi ile gösterilmiştir.

6.3. Denetleyici Kart (DS1103)

Bu tez çalışmasında denetleyici olarak Şekil 6.4'de verilen DS1103 dSPACE GmbH kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinde, PowerPC604e (400MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci bulunmaktadır. DS1103 denetleyici kartı IBM uyumlu bir bilgisayarın ISA yuvasına takılmaktadır. DSP modülde 32 bit dijital giriş/çıkış (I/O) portları, 16 bit analog dijital dönüştürücü (ADC) bulunmaktadır.

Matris konverteri oluşturan modüldeki IGBT anahtarlarını kontrol etmek için ana işlemcideki I/O portları kullanılmıştır. Deneysel uygulamada, akım ve gerilim modüllerinden alınan ölçüm bilgileri ADC modülleri vasıtasıyla denetleyici karta aktarılmıştır. Ayrıca motor miline bağlı olan encoder tarafından ölçülen devir sayısı bilgisi de denetleyici kartın encoder girişleri kullanılarak DSP'ye aktarılmıştır.

Gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink' de benzetimi yapıldıktan sonra "Simulink Real-Time Workshop" yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. Bu kodlar "Real-Time Interface" yazılımı ile denetleyici karta yüklenir. Ayrıca "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilir ve bu veriler sonradan işlenmek üzere kaydedilebilir.



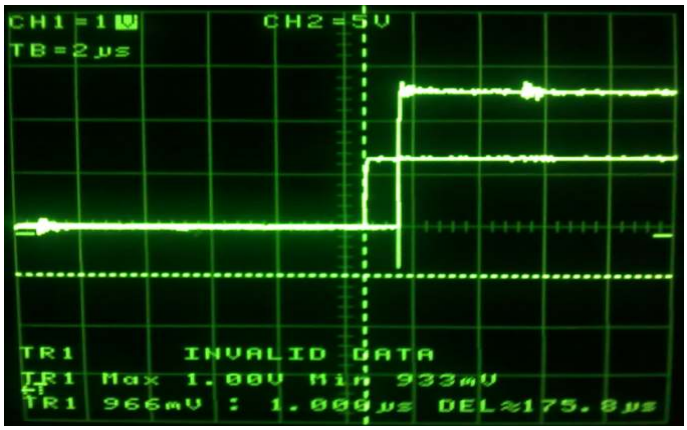
Şekil 6.4 DSP denetleyici kartı (DS1103)

6.4. İzolasyon, Ölü Zaman ve Aşırı Akım Koruma Devresi

Matris konverterdeki IGBT modüldeki anahtarları sürmek için Venturini kontrol algoritması kullanarak oluşturulan tetikleme sinyalleri DSP kartın I/O portları kullanılarak devreye aktarılmıştır. DSP ile güç devresinin elektriksel olarak yalıtılması gerekmektedir. Bu amaçla ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatör entegresi kullanılmıştır.

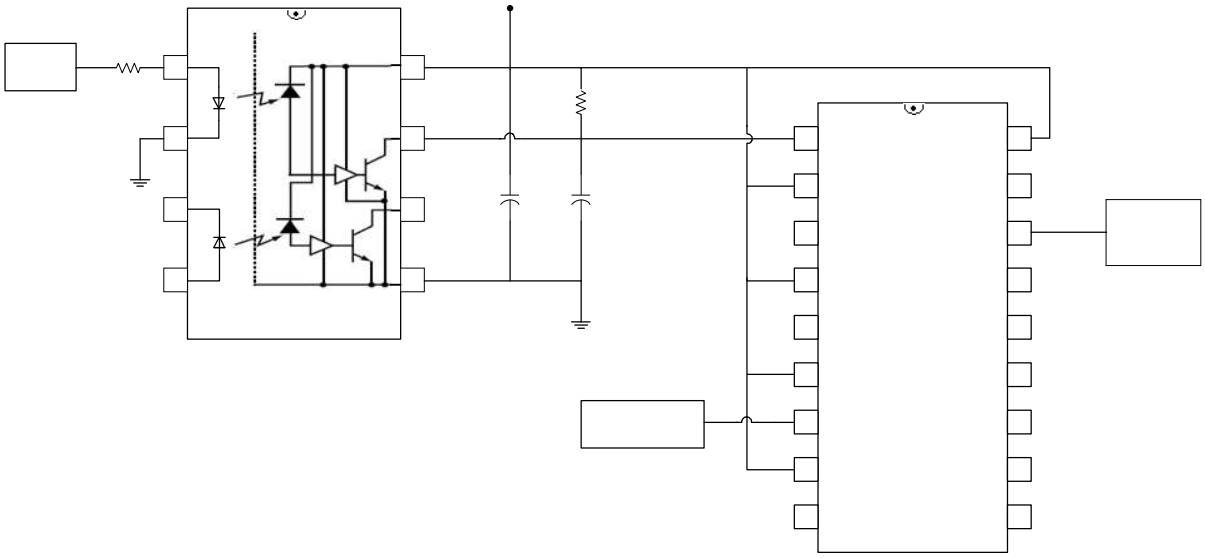
IGBT anahtarlar, kullanılan algoritma tarafından belirlenen süre ve sırayla anahtarlanırlar. Bu anahtarlama sırasında iletimde olan anahtar kesime girerken kesimde olan anahtar iletime geçmektedir. Pratikte iletimde olan anahtarın kesime girme süresi, kesimde olan anahtarın iletime geçme süresinden daha büyüktür. Bu durumda anahtarların kısa bir sürede olsa aynı anda iletimde kalması giriş şebeke gerilimini kısa devre edecektir. İletimde olan anahtarın tamamen kesime gitmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın iletime alınması için bir süre beklenmesi ile bu problemin önüne geçilebilir. Ölü zaman olarak adlandırılan bu süre kullanılan anahtarlama elemanının tipine göre seçilir.

Kullanılan modüldeki anahtarların katalog değerleri göz önüne alınarak anahtarların ölü zaman değeri 2µs seçilerek güvenli bir çalışma sağlanmıştır. Uygulama devresinde, IXYS firmasının IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresi kullanılarak anahtarlara gönderilen sinyalin kendisi ile tersi arasında bir gecikme sağlanmaktadır. IXDP630PI entegresinde ölü-zaman süresinin ayarı harici bağlanan RC osilatör ile sağlanır. Burada, osilasyon frekansı (f_{osc}), R ve C elemanlarının değerlerine göre hesaplanır. Uygun R ve C değerleri seçilerek 1µs'lik bir ölü-zaman süresi elde edilmiştir. Ölü zaman entegresine giren bir anahtarlama sinyali ve elde edilen çıkış sinyalinin fotoğrafı Şekil 6.5'te verilmiştir.

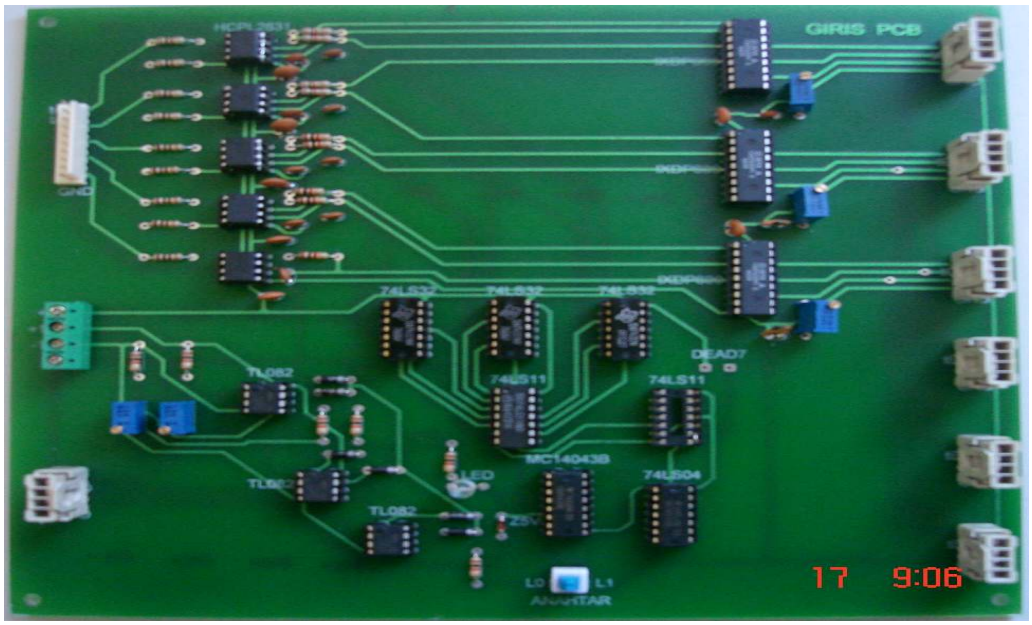


Şekil 6.5 Ölü zaman süresi eklenmiş sinyalin osiloskop görüntüsü

İzolasyon ve ölü zaman devresinin bir kanalına ait blok diyagramı Şekil 6.6' da gösterilmektedir. Şekil 6.7' de ise izolasyon, ölü zaman ve aşırı akım koruma devresinin fotoğrafı görülmektedir.



Şekil 6.6 İzolasyon ve ölü zaman devre şeması

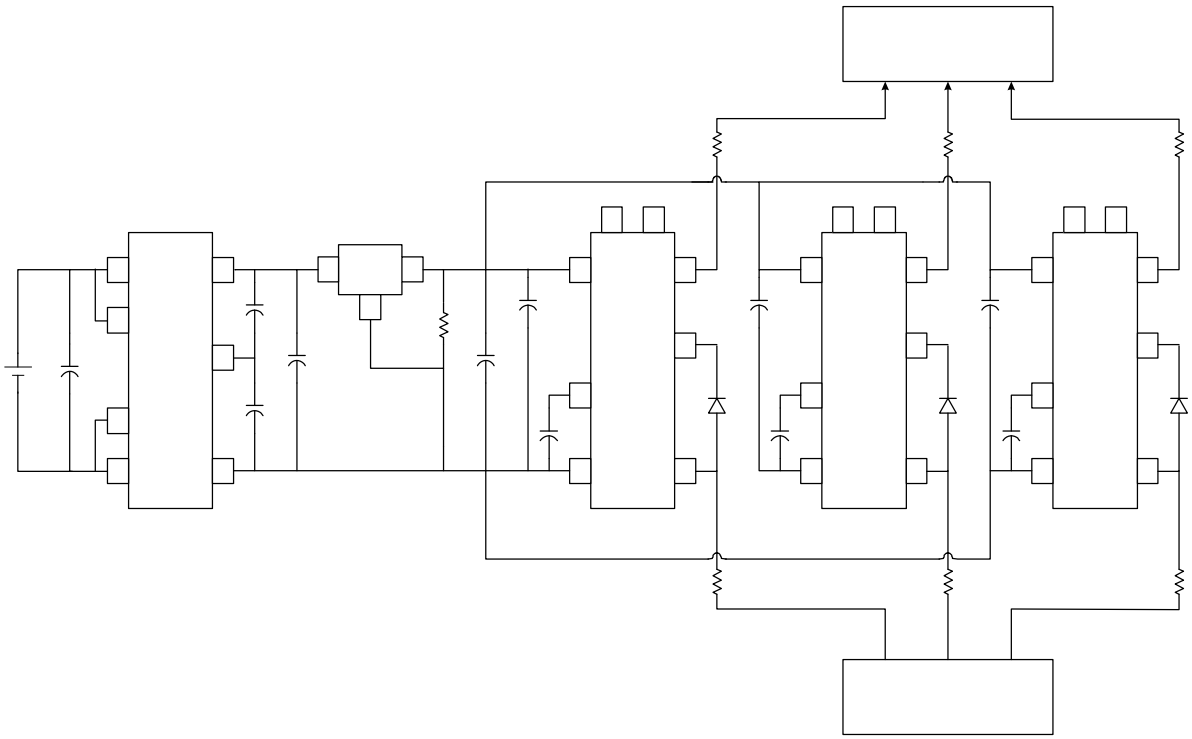


Şekil 6.7 İzolasyon ve ölü zaman ve aşırı akım koruma devresi

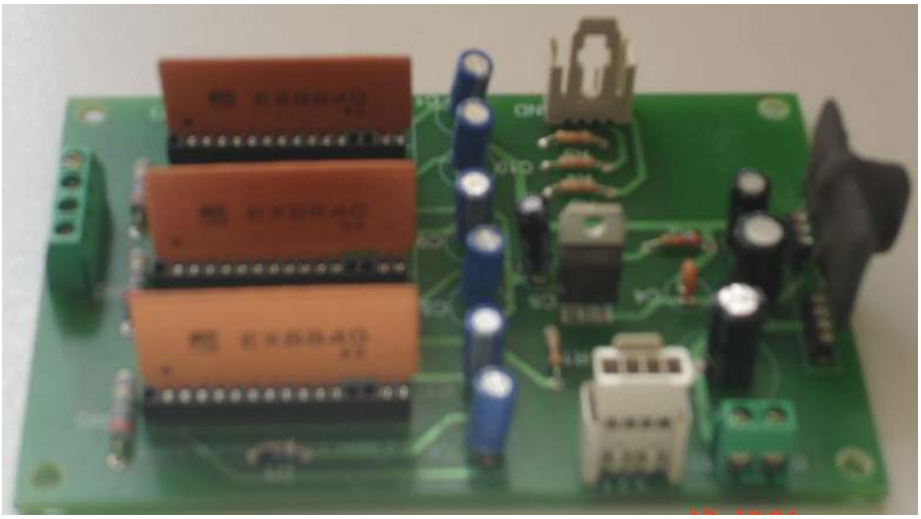
6.5. IGBT Sürme Devresi

Bu çalışmada matris konverter olarak kullanılan IGBT modülde 9 adet ortak kolektörlü çift yönlü anahtar mevcuttur. Her bir çift yönlü anahtarı iletime yada kesime sokmak için iki adet gate pinine aynı sinyal gönderilir. Anahtarlar ortak kolektörlü olduğundan anahtarlama sinyallerini nötrü izoleli iki kaynaktan uygulanması gerekir. Bu durumda 3x3'lük bir matris konverter için 18 adet sürme devresi gerekmektedir. Emiterleri ortak olan anahtarlar için bir adet besleme devresi kullanmak yeterlidir. Bu nedenle IGBT modülde bulunan 9 çift yönlü anahtar için 6 adet izoleli besleme devresi kullanmak yeterlidir.

Tasarlanan devrede besleme kaynaklarını birbirinden izole etmek amacı ile VLA106-15242 entegresi kullanılmıştır. Bu entegrenin giriş ve çıkışı birbirinden izolelidir. Aynı zamanda bu entegre IGBT sürme devresi olan EXB 840 entegresinin beslenmesi için kullanılmıştır. Şekil 6.8 ve 6.9'da sırasıyla matris konverterin bir potansiyel grubu için gerçekleştirilen IGBT sürme devresi ve fotoğrafı görülmektedir.



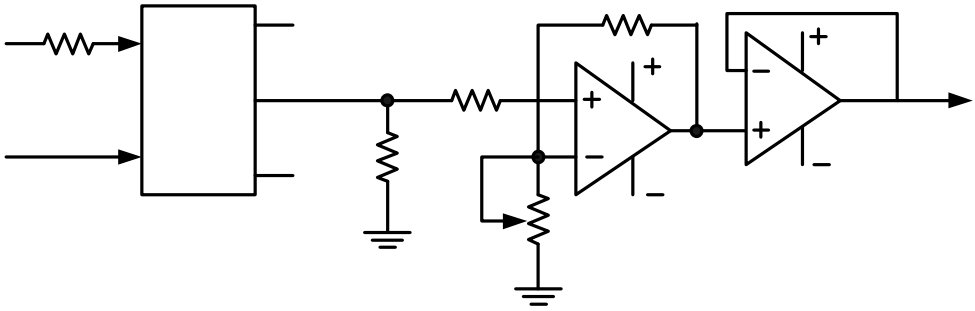
Şekil 6.8 IGBT sürme devresinin devre şeması



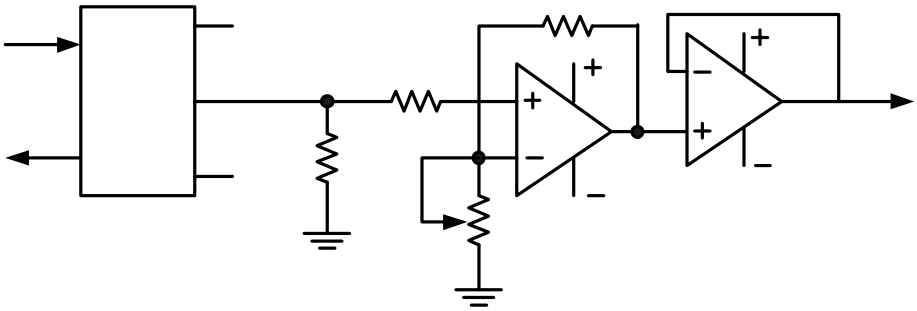
Şekil 6.9 IGBT sürme devresi

6.6. Gerilim ve Akım Algılayıcı Devreleri

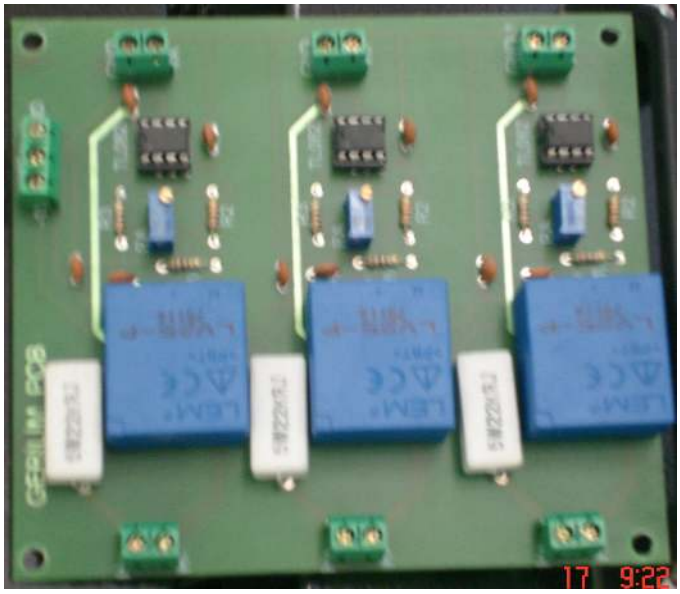
Uygulama devresinde senkron motorun kontrolünü gerçekleştirebilmek için motorun faz gerilimlerinin ve faz akımlarının doğru bir şekilde ölçülmesi gerekir. Motor akımları ve gerilimleri, akım ve gerilim algılayıcıları tarafından ölçülerek denetleyici kartın ADC modülüne aktarılır. Akım ve gerilim algılayıcıları olarak LEM firması tarafından üretilen LA55-P ve LV25-P modelleri kullanılmıştır. Akım algılayıcısının ölçme aralığı 0-50A, gerilim algılayıcısının ölçme aralığı ise 0-500V' tur. Uygulama setinde kullanılan bu algılayıcılara ilişkin devre şemaları Şekil 6.10 ve Şekil 6.11' de, fotoğrafları ise Şekil 6.12 ve Şekil 6.13' te verilmiştir.



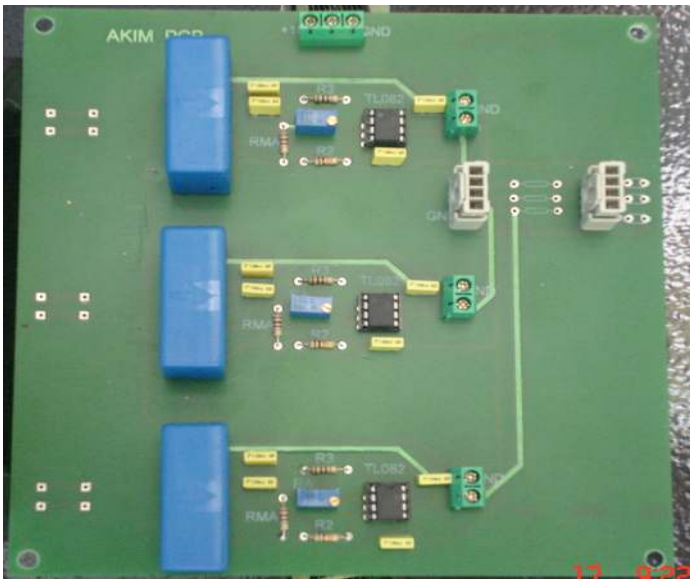
Şekil 6.10 Gerilim algılayıcı devrenin konfigürasyonu



Şekil 6.11 Akım algılayıcı devrenin konfigürasyonu



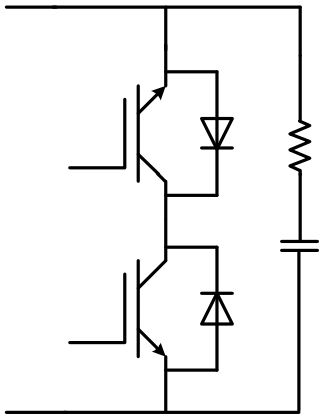
Şekil 6.12 Gerilim algılayıcı devre



Şekil 6.13 Akım algılayıcı devre

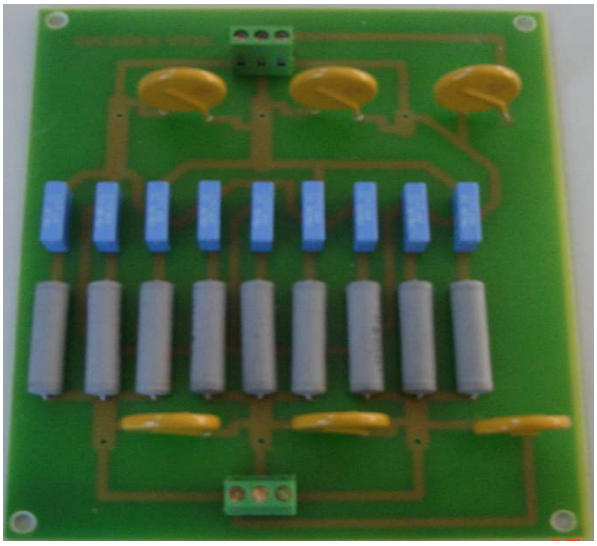
6.7. Snubber Devresi

Snubber devreleri, iletim veya kesim esnasında meydana gelen gerilim ve akım genliklerinin yükselme eğrilerini sınırlandırarak yarı iletken anahtarları korurlar. Kullanılan snubber devre şeması Şekil 6.14' te verilmiştir.



Şekil 6.14 Snubber devre şeması

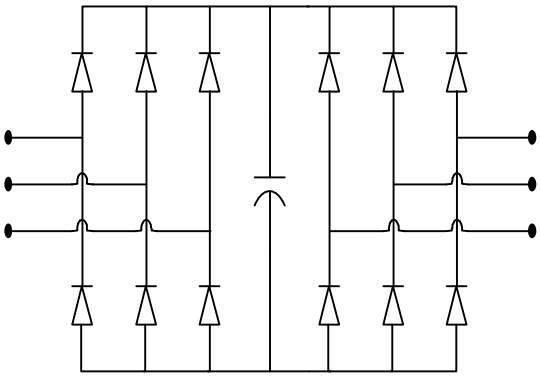
Snubber devresini oluşturan R_{snub} ve C_{snub} elemanlarının seçimi çok önemlidir. R_{snub} elemanı, ilgili anahtarın iletimde olduğu süre içinde, snubber kondansatörünü uygun değere boşaltabilecek bir zaman sabiti oluşturmalıdır. Bu boşalma süresi, anahtarları süren en küçük darbe süresinden daha küçük olmalıdır. Kondansatörün boşalma akımının tepe değeri de R_{snub} direncine bağımlıdır. Bu akım iletimdeki anahtar için ek bir akımdır. Ayrıca snubber devresinden geçen akımın R_{snub} direncinin ısınmasına sebep olacak bir kayıp güç oluşturacağı göz önüne alınmalıdır. Ölü zaman süresince snubber devresinden geçen akım buradaki kondansatörü dolduracağından, bu süre zarfında kondansatör geriliminin yükseleceği değerin anahtarın ileri yönde dayanma geriliminden küçük olmasına dikkat edilmelidir. Bu durumlar göz önüne alınarak tasarlanan snubber devresindeki R_{snub} ve C_{snub} elemanları sırasıyla 22Ω ve 22nF olarak seçilmiştir. Snubber devresine ait fotoğraf Şekil 6.15' te verilmiştir. Snubber devresinde kullanılan varistörler devrede oluşabilecek geçici gerilim piklerine karşı koruma sağlar.



Şekil 6.15 Snubber devresi

6.8. Gerilim Kenetleme Devresi

Matris konverterde özellikle indüktif yükün devreden çıkması durumunda boşluk yolunun olmamasından dolayı çıkışta aşırı gerilim pikleri oluşabilir. Bu nedenle yükte biriken enerjinin tehlike oluşturmadan boşaltılması gerekmektedir. Şekil 6.16'da gösterilen gerilim kenetleme devresi ile yük tarafında oluşabilecek aşırı gerilimler engellenebilir. Ayrıca Şekil 6.17'de gerçekleştirilen devrenin fotoğrafı görülmektedir.



(a)

(b)

Şekil 6.16 **(a)** Gerilim kenetleme devre şeması
(b) Gerilim kenetleme devresi

7. 3-FAZLI MATRİS KONVERTERİN BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

7.1. Genel Bakış

Bu bölümde, öncelikle basitleştirilmiş Venturini kontrol algoritmasını kullanan matris konverterin bir omik-indüktif (RL) yükü beslemesi durumu için benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Daha sonra benzer karşılaştırma matris konverterin senkron motoru direkt ve açık çevrim v/f kontrollü beslemesi durumları için yapılmıştır.

7.2. RL Yükünü Besleyen Matris Konverterin Benzetim ve Deneysel Sonuçlarının Karşılaştırılması

Matris konverterden beslenen bir RL yükünün gerçek zamanlı uygulaması için temel olarak Bölüm 4'te bahsedilen ve Şekil 4.4 ile gösterilen Matlab/Simulink modeli kullanılmıştır. Matris konverterdeki yarı iletken anahtarların iletim sürelerinin belirlenmesi için tasarlanan devreden oluşturulan benzetim modelinden LV25-P modelli gerilim algılayıcısı kullanılarak giriş gerilim bilgisi anlık olarak DSP'ye alınmıştır. Ayrıca elde edilecek sonuçların analizini yapmak için yine aynı devreden LA55-P modelli akım algılayıcısı kullanılarak devrenin giriş ve çıkış akım bigileride DSP'ye aktarılmıştır. Benzer şekilde matris konverterin çıkış gerilim bilgisi de DSP'ye giriş olarak alınmıştır. Ölçülen giriş gerilimleri ve akımlarını DSP ortamına aktarmak için dSPACE' in ADC bloğu ve anahtarlar yerine de dijital I/O blokları yerleştirilmiştir. Böylelikle gerçek zamanlı uygulamalara ilişkin deneysel modeller MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Bu modeller Simulink' in "Real-Time Workshop" ve dSPACE' in "Real-Time Interface" yazılımları sayesinde gerçek zamanlı koda dönüştürülmektedir. "Real-Time Interface" yazılımı Simulink blok kütüphanesine DS1103 DSP' nin bloklarını eklemesini sağlamaktadır. Bu ek bloklar sayesinde Simulink ile gerçek zaman donanımı arasında bir link oluşturulmaktadır. Böylelikle Simulink modeline ait gerçek zamanlı kodlar denetleyici karta yüklenebilmektedir. "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kartın kontrolü sağlanabilmektedir. Ayrıca bu yazılım sayesinde denetleyici kart tarafından üretilen kontrol işaretleri ve ADC' ler

yardımıyla ölçülmüş akım, gerilim ve hız bilgileri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilmekte ve bu büyüklüklere ait veriler analiz amacıyla kaydedilebilmektedir.

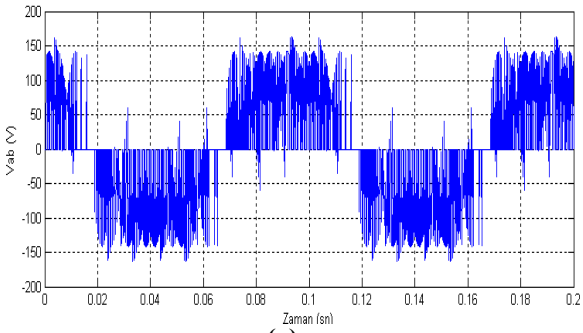
RL yükü olarak 48 ohm ve 0.1 H'lik pasif elamanlar kullanılmıştır. Yükün üçgen bağlı olma durumu için 1e-4 sn'lik adım aralığında derlenen modelin benzetim ve deneysel sonuçları aşağıda karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Matris konverterin giriş fazlararası gerilimi 100 V, gerilim oranı q=0.8 alınmıştır. Anahtarlama frekansının 2 kHz olması durumu için sonuçlar alınmıştır.

Şekil 7.1 ve Şekil 7.2 sırasıyla, çıkış frekansının fo=10 Hz olma durumu için bir için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

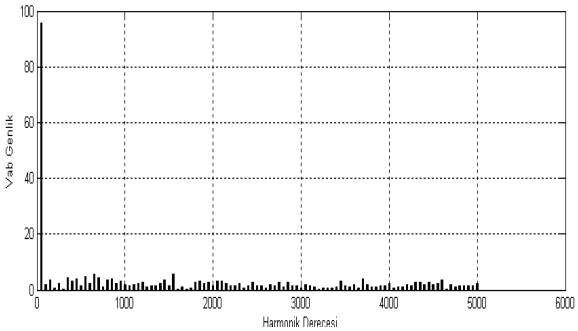
Şekil 7.3 ve 7.4 sırasıyla, çıkış frekansının fo=30 Hz olma durumu için bir için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

Şekil 7.5 ve 7.6 sırasıyla, çıkış frekansının fo=50 Hz olma durumu için bir için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

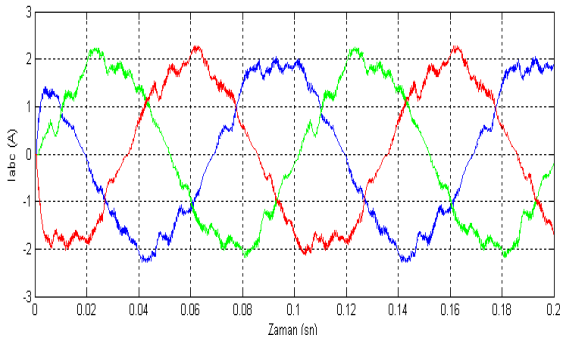
Şekil 7.7 ve 7.8 sırasıyla, çıkış frekansının fo=100 Hz olma durumu için bir için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.



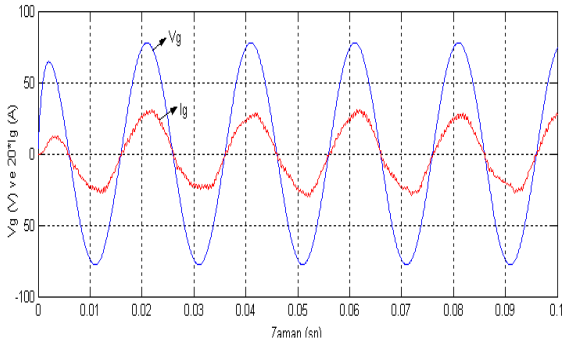
(a)



(b)



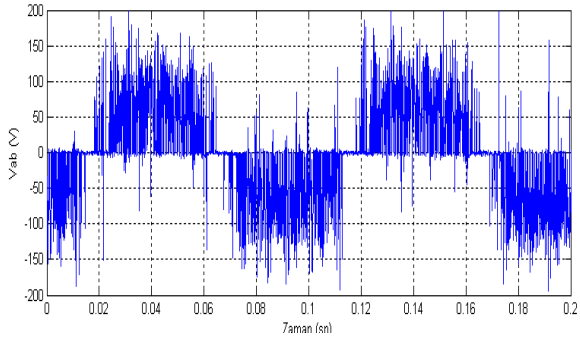
(c)



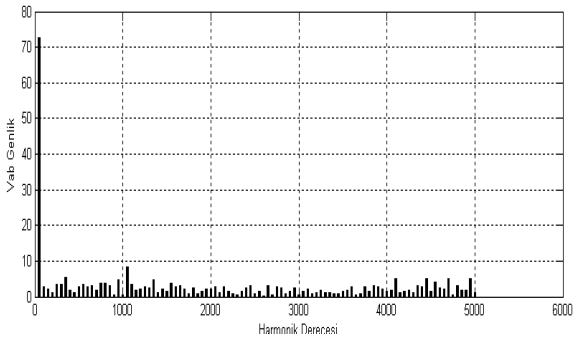
(d)

Şekil 7.1 Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=10Hz

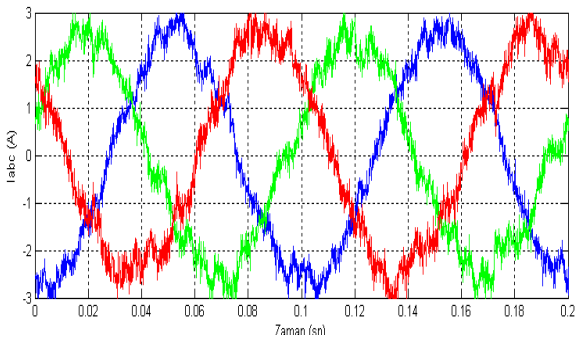
a) Çıkış gerilimi
b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
c) 3-faz çıkış akımları
d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



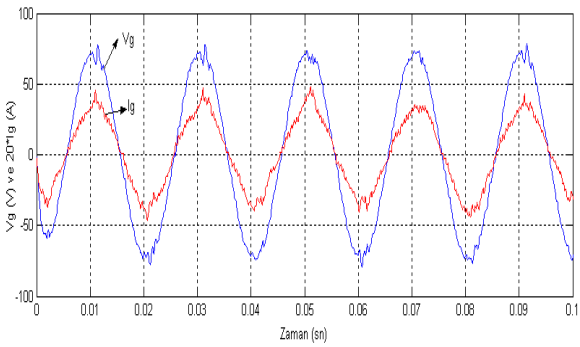
(a)



(b)



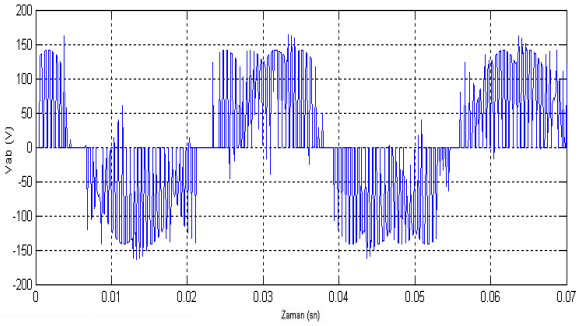
(c)



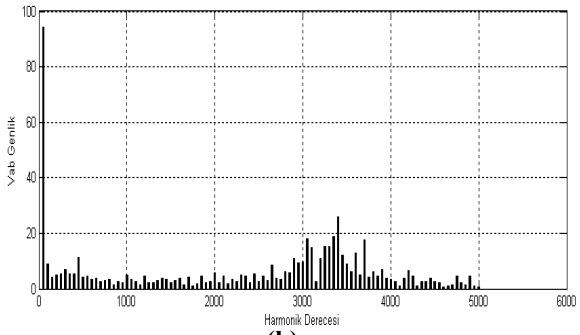
(d)

Şekil 7.2 Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, fs=2kHz, fo=10Hz

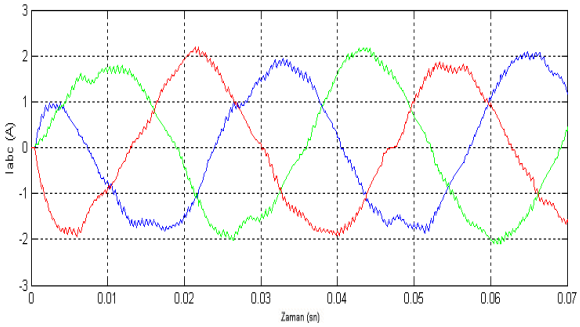
a) Çıkış gerilimi
b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
c) 3-faz çıkış akımları
d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



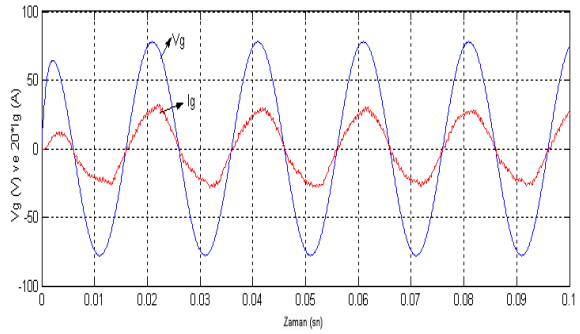
(a)



(b)



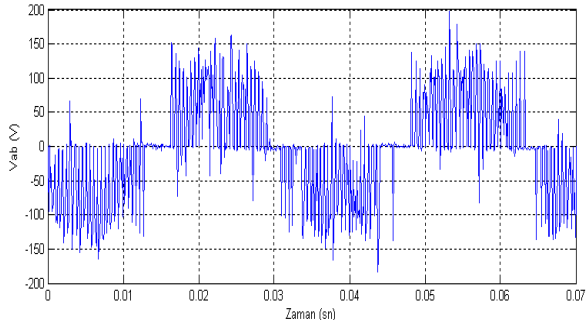
(c)



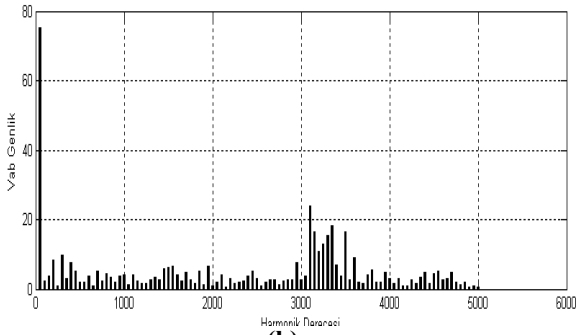
(d)

Şekil 7.3 Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=30Hz

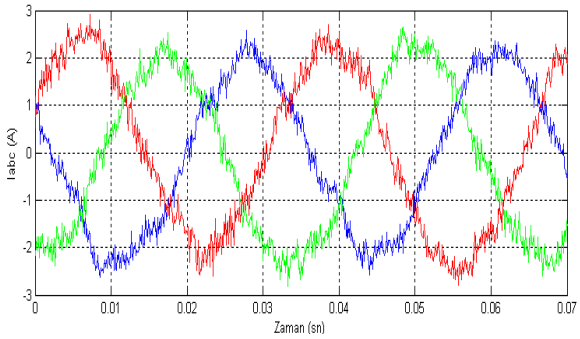
- **a)** Çıkış gerilimi
- **b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- **c)** 3-faz çıkış akımları
- **d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı



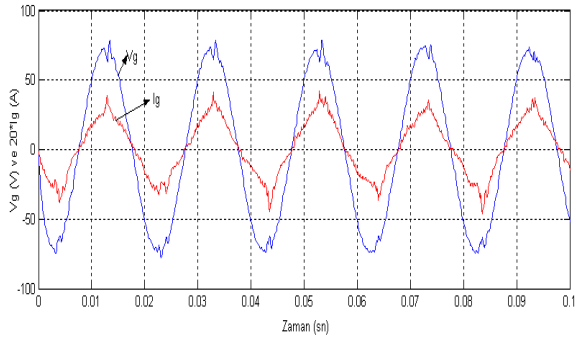
(a)



(b)



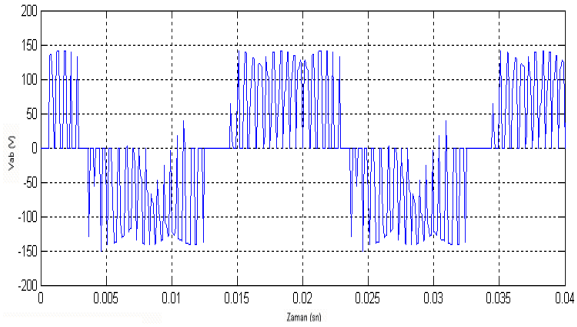
(c)



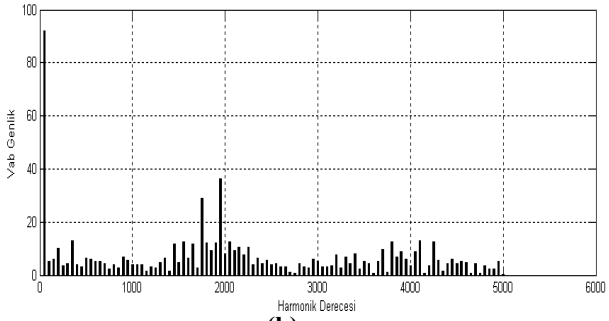
(d)

Şekil 7.4 Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, fs=2kHz, fo=30Hz

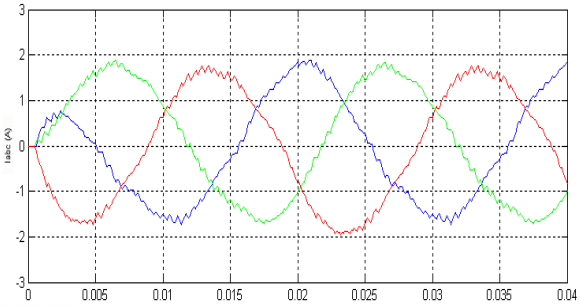
- **a)** Çıkış gerilimi
- **b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- **c)** 3-faz çıkış akımları
- **d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı



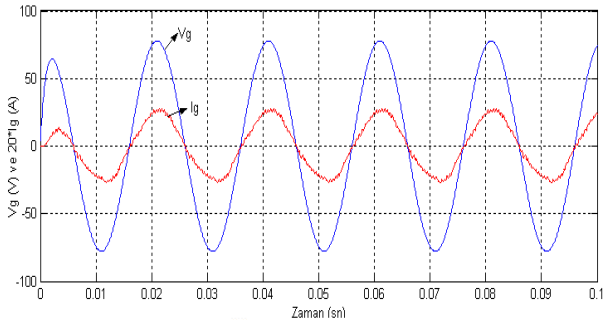
(a)



(b)



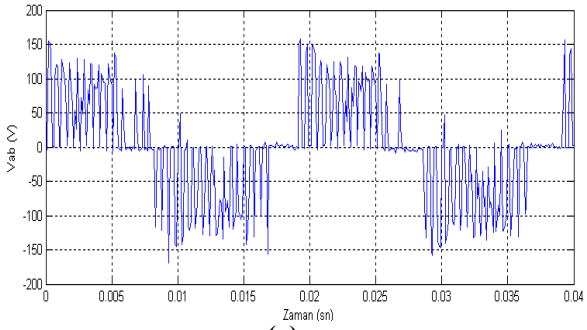
(c)



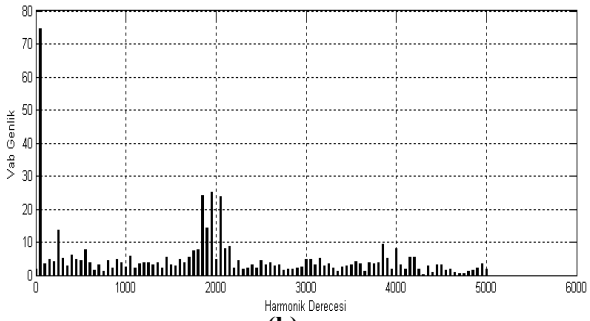
(d)

Şekil 7.5 Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=50Hz

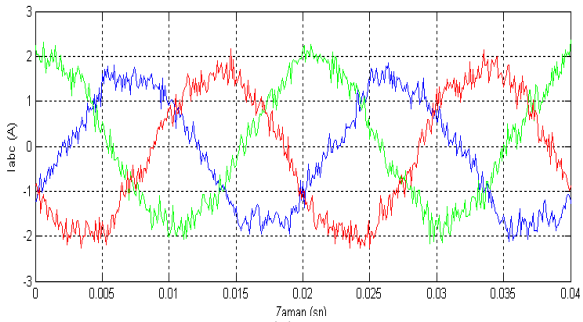
- **a)** Çıkış gerilimi
- **b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- **c)** 3-faz çıkış akımları
- **d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı



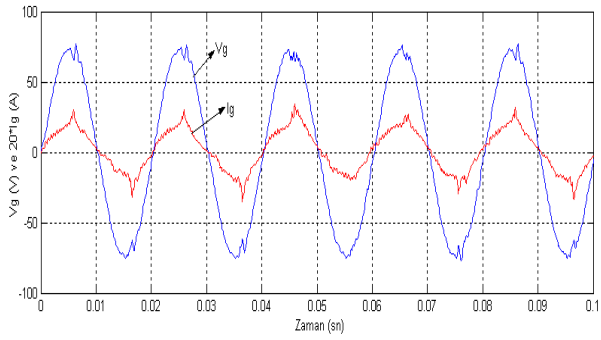
(a)



(b)



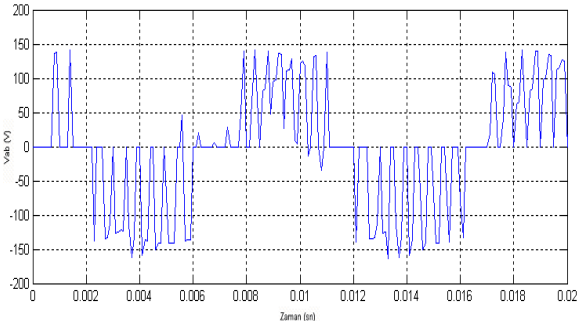
(c)



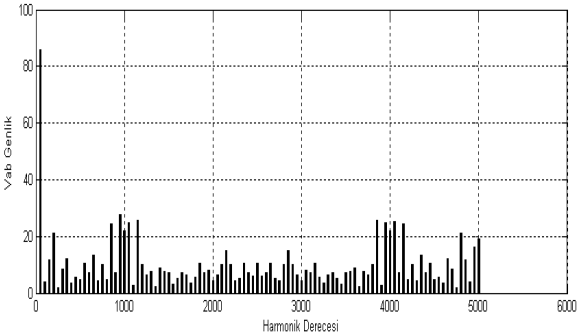
(d)

Şekil 7.6 Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, fs=2kHz, fo=50Hz

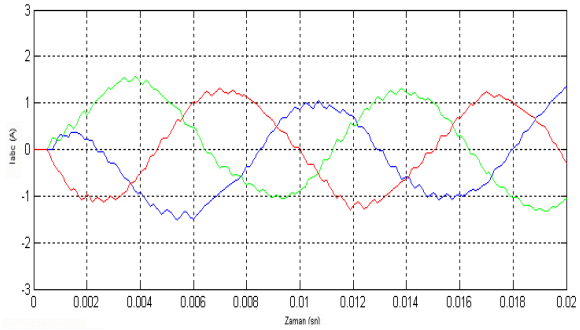
- **a)** Çıkış gerilimi
- **b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- **c)** 3-faz çıkış akımları
- **d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı



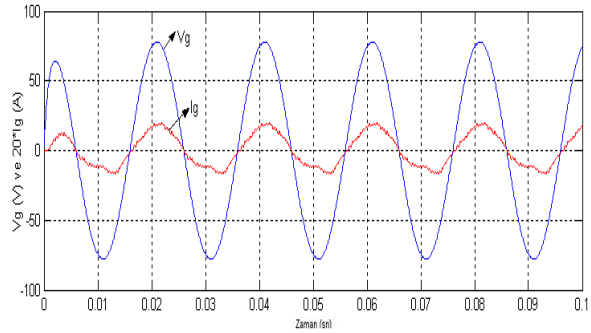
(a)



(b)



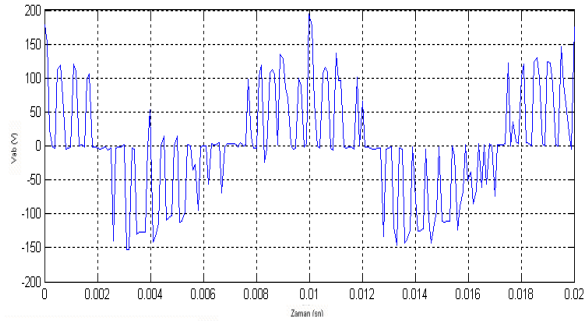
(c)



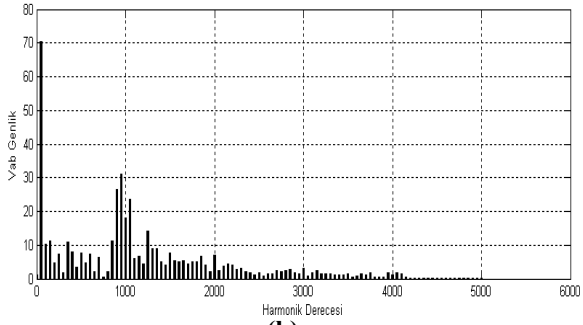
(d)

Şekil 7.7 Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=100Hz

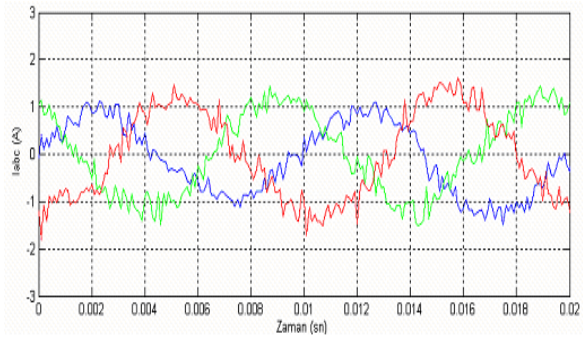
- **a)** Çıkış gerilimi
- **b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- **c)** 3-faz çıkış akımları
- **d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı



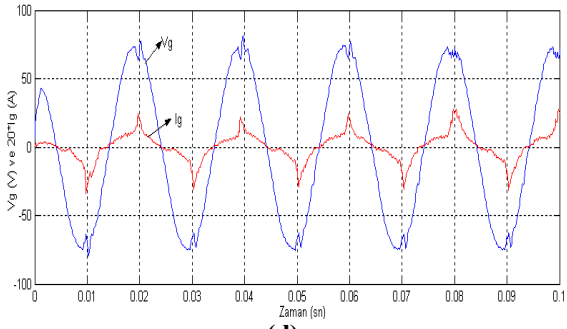
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 7.8 Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, fs=2kHz, fo=100Hz

- **a)** Çıkış gerilimi
- **b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- **c)** 3-faz çıkış akımları
- **d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı

Deneysel sonuçları almak için kullandığımız DSP ile en az 1e-4 sn'lik adım aralığında derleme yapabildiği için benzetim sonuçları da daha önce aynı adım aralığında çalıştırılmıştır. Ancak bu adım aralığı simülasyondan ve deneysel çalışmadan iyi sonuç alabilmek için büyüktür. Deneysel sonuçları iyileştirmek için adım aralığını daha fazla küçültülememesine rağmen benzetim sonuçları, simülasyonun adım aralığı küçültülerek iyileştirilebilir. Adım aralığının 1e-5 sn olma durumu için alınan benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

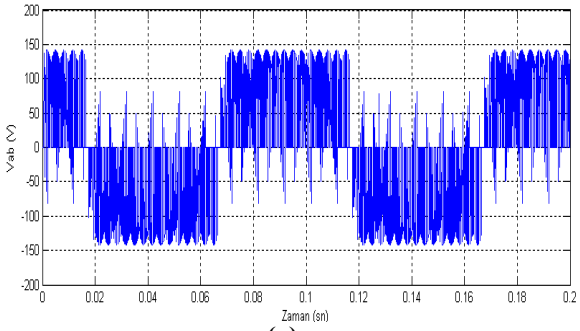
Matris konverterin giriş fazlararası gerilimi 100 V, gerilim oranı q=0.8 alınmıştır. Anahtarlama frekansının 2 kHz olması durumu için sonuçlar alınmıştır.

Şekil 7.9 çıkış frekansının fo=10 Hz olma durumu için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim sonuçlarını göstermektedir.

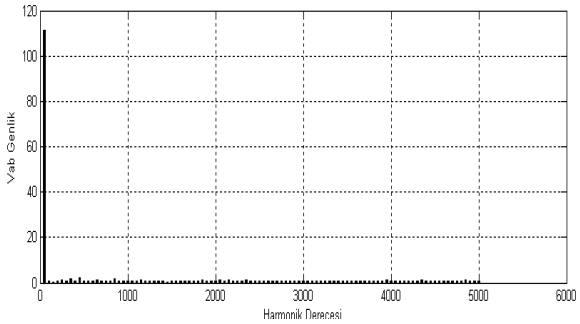
Şekil 7.10 çıkış frekansının fo=30 Hz olma durumu için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim sonuçlarını göstermektedir.

Şekil 7.11 çıkış frekansının fo=50 Hz olma durumu için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim sonuçlarını göstermektedir.

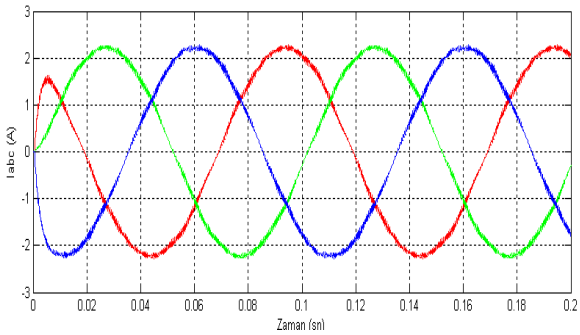
Şekil 7.12 çıkış frekansının fo=100 Hz olma durumu için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim sonuçlarını göstermektedir.



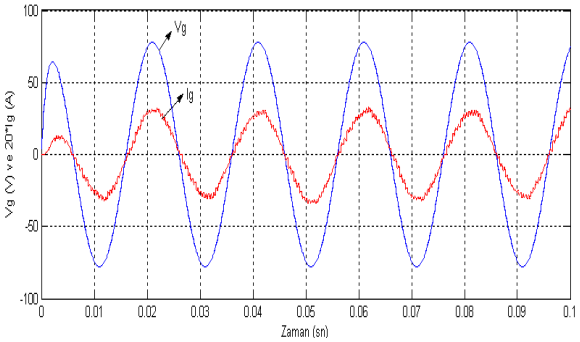
(a)



(b)



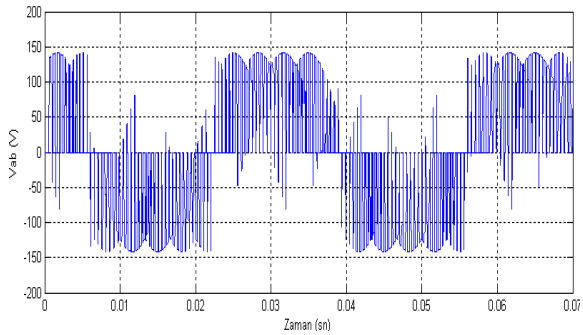
(c)



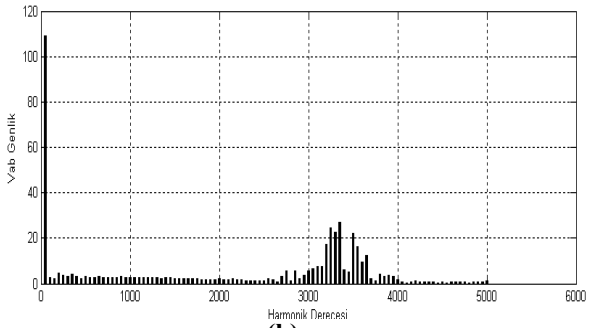
(d)

Şekil 7.9 Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=10Hz

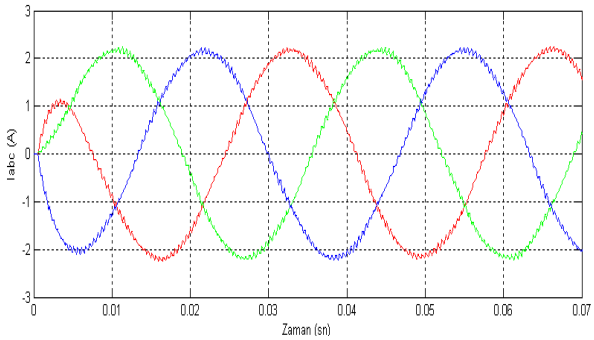
- **a)** Çıkış gerilimi
- **b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- **c)** 3-faz çıkış akımları
- **d)** Giriş gerilimi ve giriş akımı



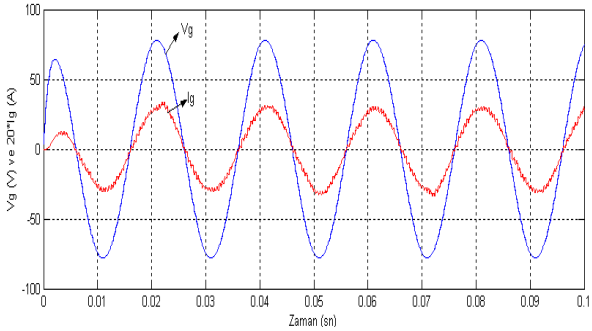
(a)



(b)



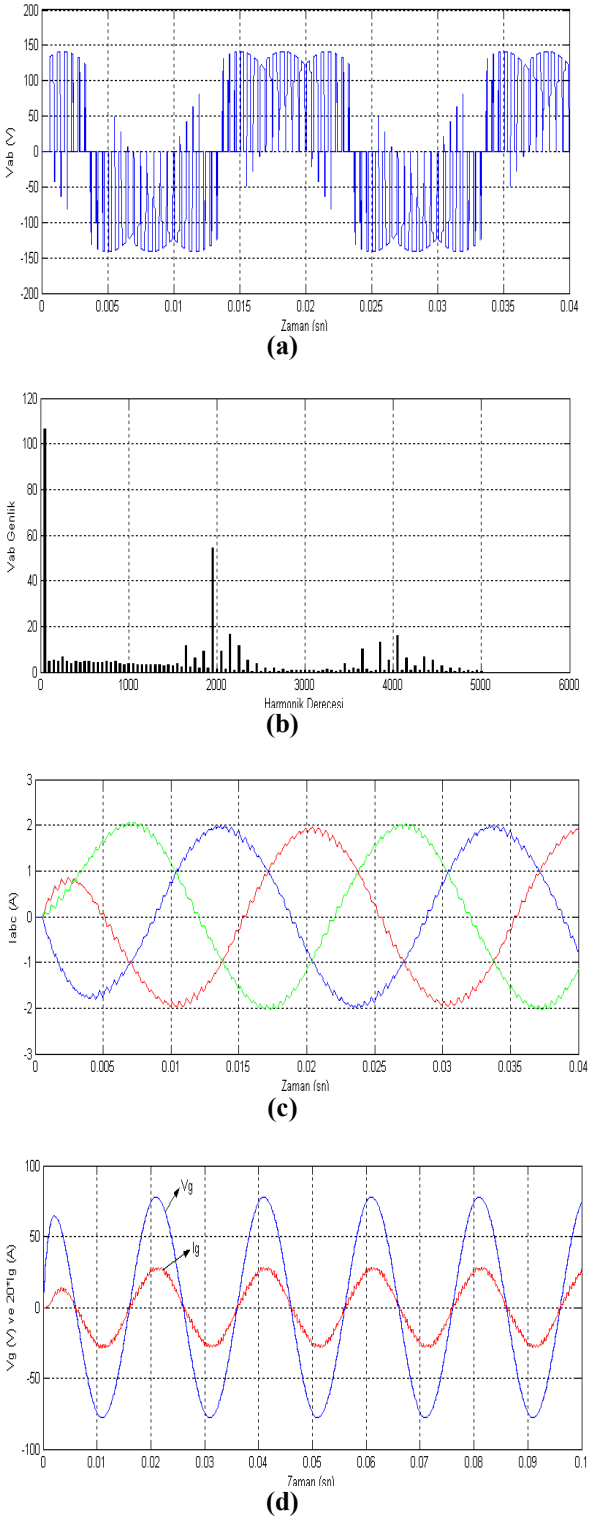
(c)



(d)

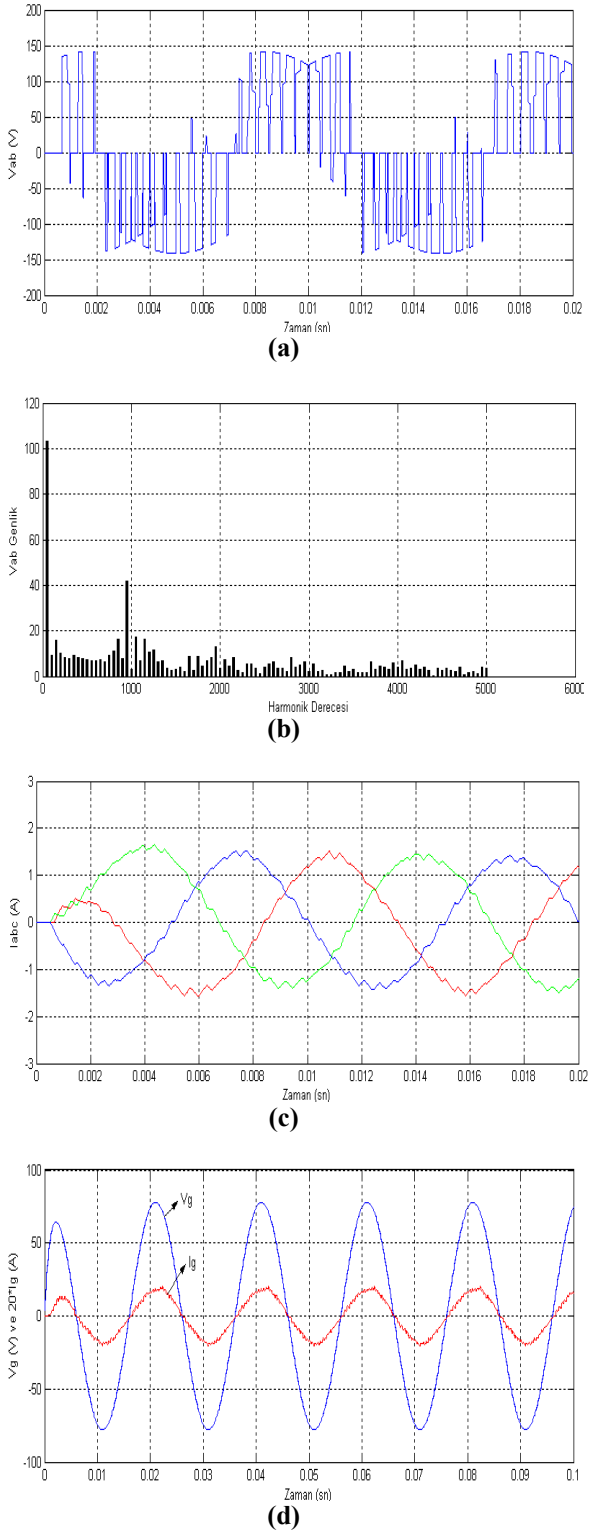
Şekil 7.10 Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=30Hz

- **a)** Çıkış gerilimi
- **b)** Çıkış geriliminin harmonik analizi
- **c)** 3-faz çıkış akımları
- **d)** Giriş gerilimi ve giriş akım



Şekil 7.11 Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=50Hz

a) Çıkış gerilimi
b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
c) 3-faz çıkış akımları
d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



Şekil 7.12 Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, fs=2kHz, fo=100Hz

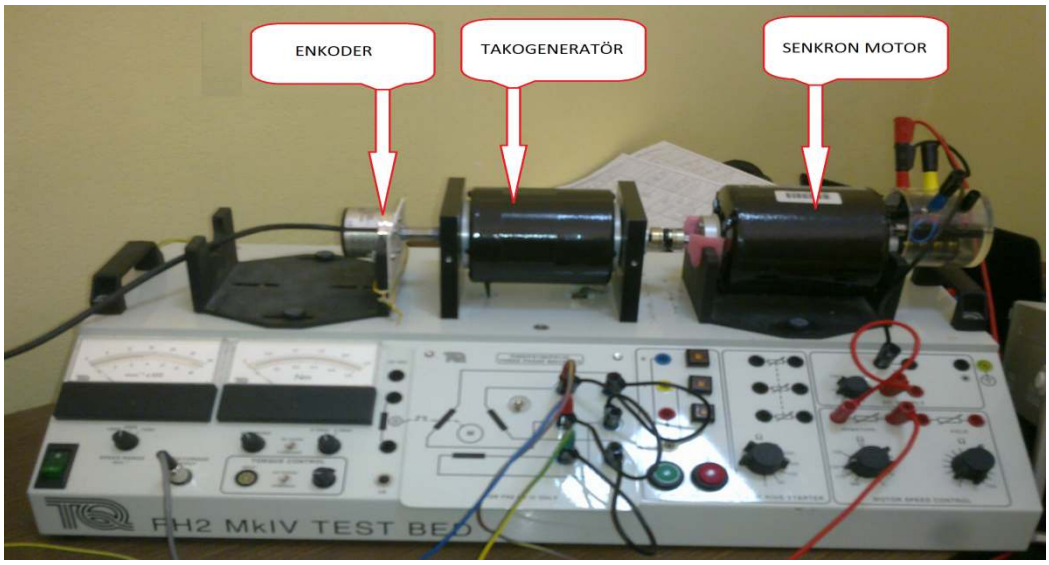
a) Çıkış gerilimi
b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
c) 3-faz çıkış akımları
d) Giriş gerilimi ve giriş akım

7.3. Matris Konverterden Beslenen Senkron Motorun Direkt Yolalma Durumu İçin Benzetim ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması

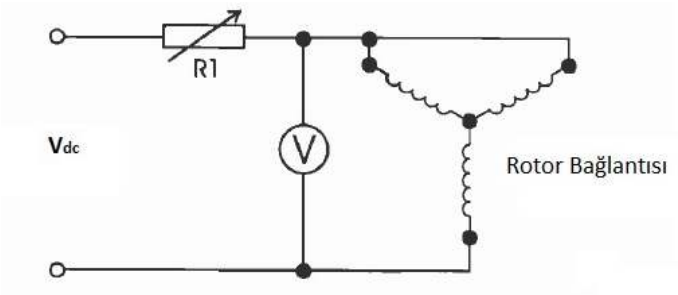
Bu bölümde matris konverterden beslenen senkron motorun direkt olarak yol alma durumu için benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Benzetim ve deneysel sonuçlar daha önce Bölüm 4'te detaylı olarak bahsedilen basitleştirilmiş Venturini algoritması kullanan matris konverter modeli kullanılmıştır.

Şekil 7.13'de görülen FH2 MkIV Test yatağına yerleştirilmiş olan senkron motor aslında bir bilezikli asenkron motordur. Bu motorun 3 fazlı rotor sargıları Şekil 7.14'deki gibi bağlanarak uçlarına bir doğru gerilim uygulanmıştır. Böylelikle bilezikli asenkron motor, senkron motor olarak çalıştırılmıştır.

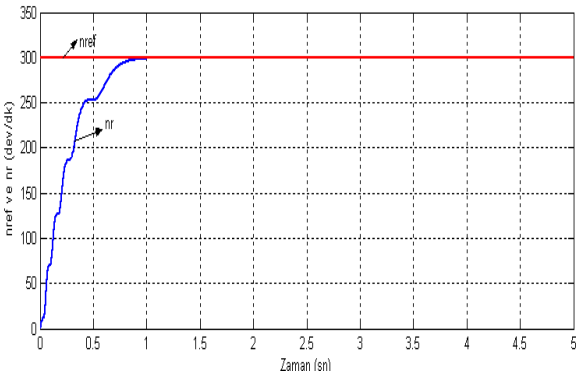


Şekil 7.13 Deneysel çalışmalarda kullanılan senkron motorun fotoğrafı

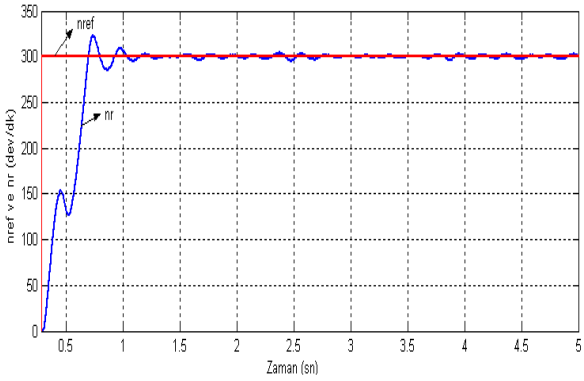


Şekil 7.14 Senkron motorun rotor sargı bağlantısı

İlk olarak 2 kHz'lik bir anahtarlama frekansında, 10 Hz'lik bir çıkış frekansı, gerilim oranı q=0.8, şebeke geriliminin 60 V olma durumu için sistem çalıştırılmıştır. Benzetim modeli ve deneysel sonuçlar 1e-4 sn'lik adım aralığında çalıştırılarak alınmıştır. Kullanılan senkronlanmış bilezikli asenkron motorun parametreleri Ek-2'de verilmiştir. Şekil 7.15'de senkron motorun boşta referans ve gerçek hızının zamana göre değişimi görülmektedir. .



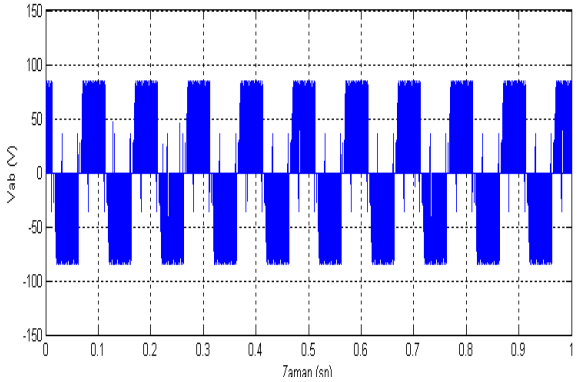
(a)



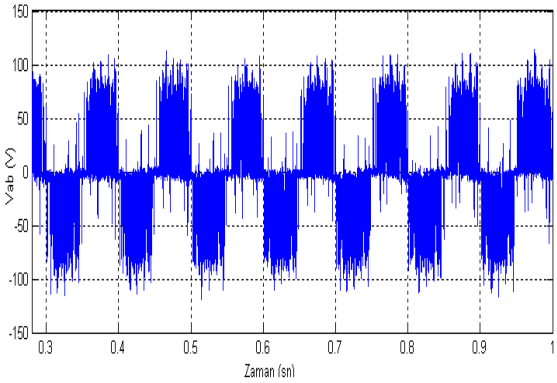
(b)

Şekil 7.15 Matris konverterden direkt olarak beslenen senkron motorun referans ve gerçek hızının değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

Şekil 7.16'da matris konverterin çıkış gerilimi görülmektedir.



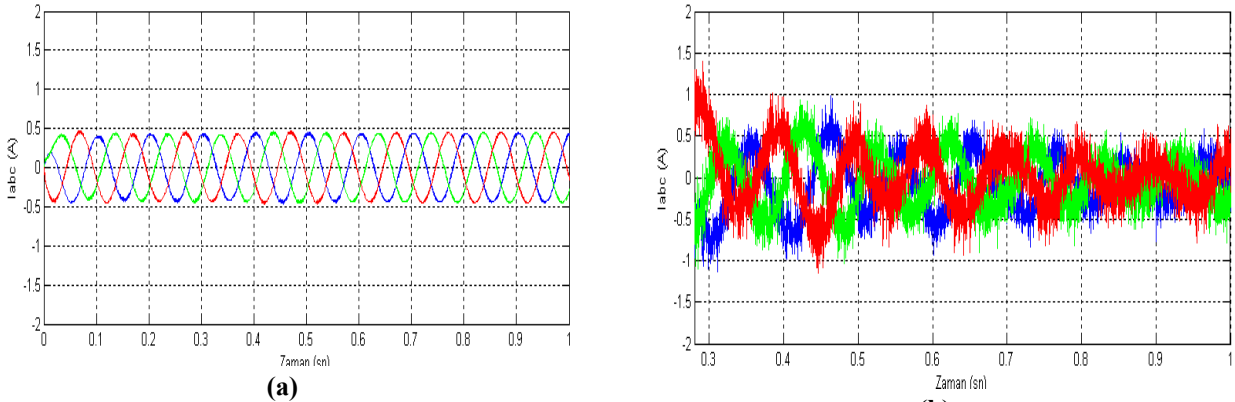
(a)



(b)

Şekil 7.16 Matris konverterin çıkış fazlar arası gerilimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

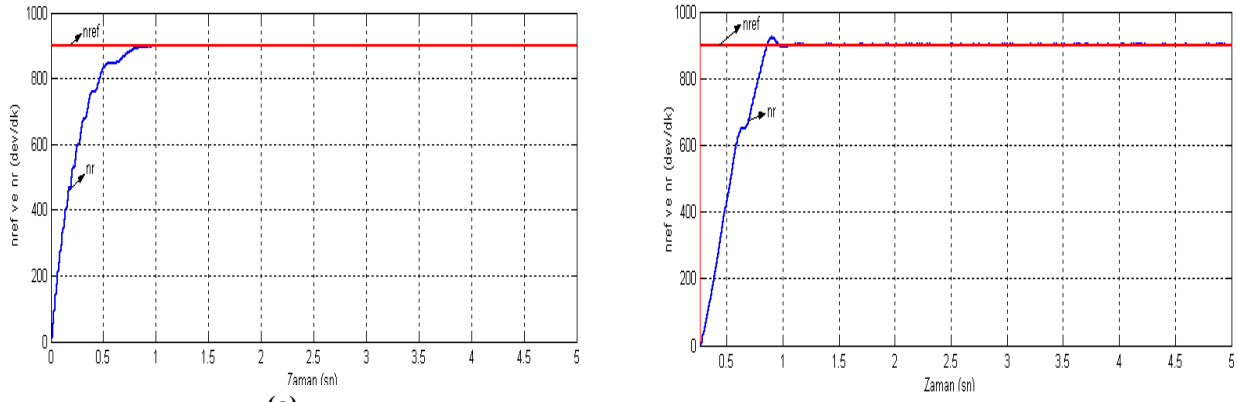
Şekil 7.17'de 10 Hz için matris konverterin 3-fazlı çıkış akımları görülmektedir.



(a) **(b)**

Şekil 7.17 Matris konverterin 3-fazlı çıkış akımlarının değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

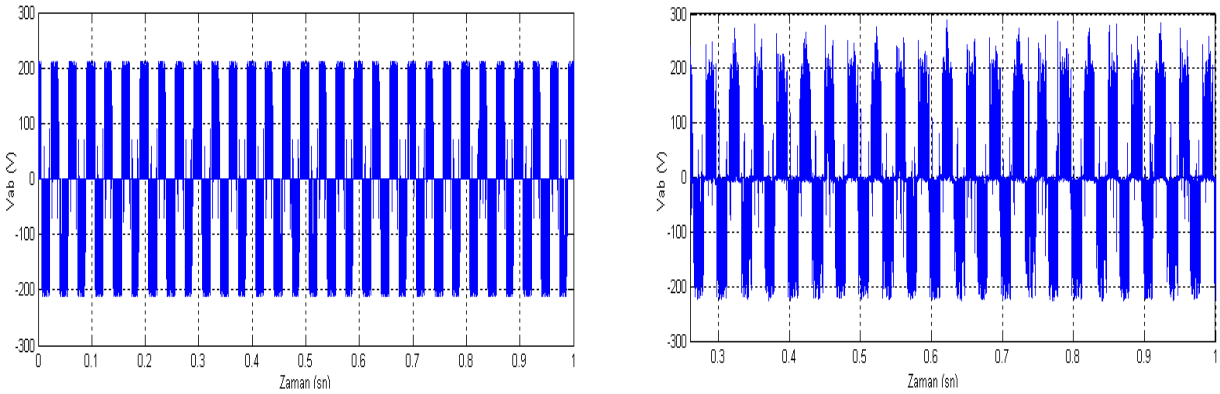
İkinci olarak 2 kHz'lik bir anahtarlama frekansında 30 Hz'lik bir çıkış frekansı, gerilim oranı q=0.8, şebeke geriliminin 150 V olma durumu için sistem çalıştırılmıştır. Bir önceki durum gibi burada da benzetim modeli ve deneysel sonuçlar 1e-4 sn'lik adım aralığında çalıştırılarak alınmıştır. Şekil 7.18'de boşta senkron motorun referans ve gerçek hızının zamana göre değişimi görülmektedir.



(a) **(b)**

Şekil 7.18 Matris konverterden direkt olarak beslenen senkron motorun referans ve gerçek hızının değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

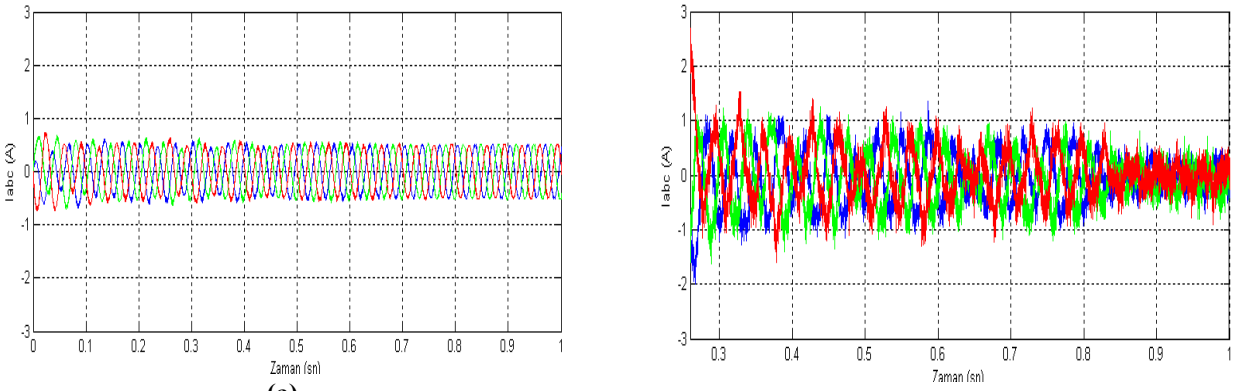
Şekil 7.19'da çıkış frekansının 30 Hz olma durumu için matris konverterin çıkış gerilimi görülmektedir.



(a) **(b)**

Şekil 7.19 Matris konverterin çıkış fazlar arası gerilimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

Şekil 7.20'de 30 Hz için matris konverterin 3-fazlı çıkış akımları görülmektedir.



(a) **(b)**

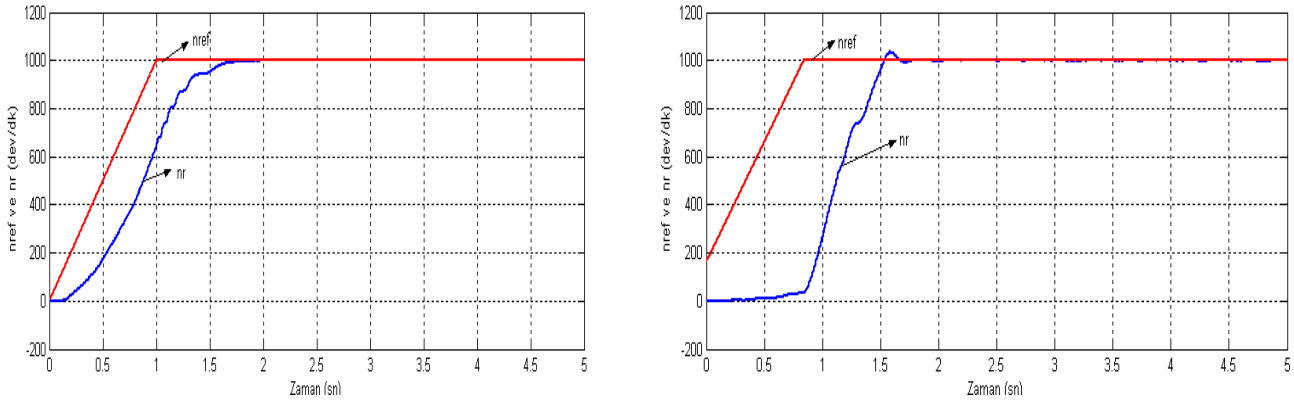
Şekil 7.20 Matris konverterin 3-fazlı çıkış akımlarının değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

7.4. Matris Konverterden Beslenen Senkron Motorun Açık Çevrim V/f Hız Kontrolü İçin Benzetim ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması

Bu bölümde matris konverterden beslenen senkron motorun açık çevrim v/f hız kontrolüne ilişkin benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Detaylı parametre bilgileri Ek-2'de verilen senkron motor kullanılmıştır. 2 kHz'lik bir anahtarlama frekansında, gerilim oranı q=0.8, şebeke geriliminin 150 V olma durumu için sistem çalıştırılmıştır. Açık çevrim v/f kontrolde girilen referans hızla orantılı bir şekilde gerilim oranı q arttırılmıştır. Aynı

zamanda referans hızın %10'nuna ulaşıncaya kadar sabit olarak %10'luk bir gerilim oranı (q) uygulanmıştır.

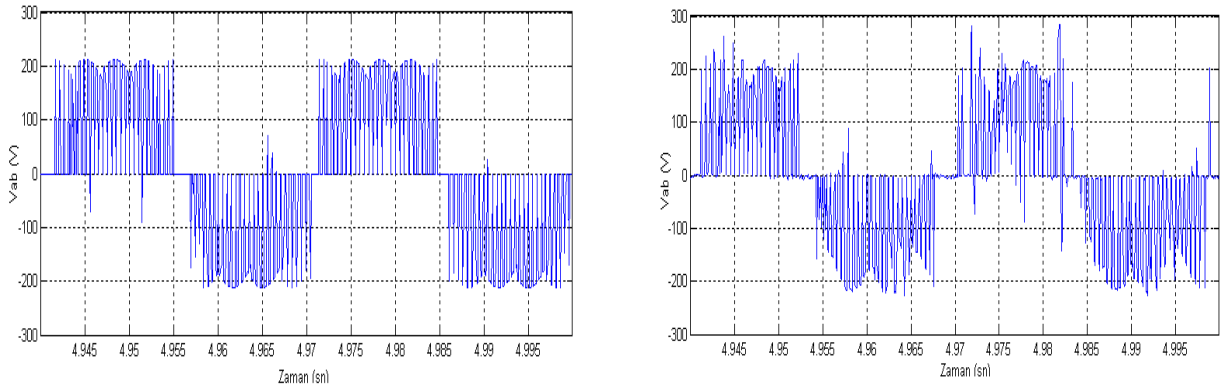
Öncelikle motorun 1 sn içerisinde 1000 dev/dk'lık hıza ulaşması için gerekli referans hız bilgisi girilmiştir. Bu durumdaki senkron motorun referans hız ve gerçek hızının değişimi Şekil 7.21'de gösterilmiştir.



(a) **(b)**

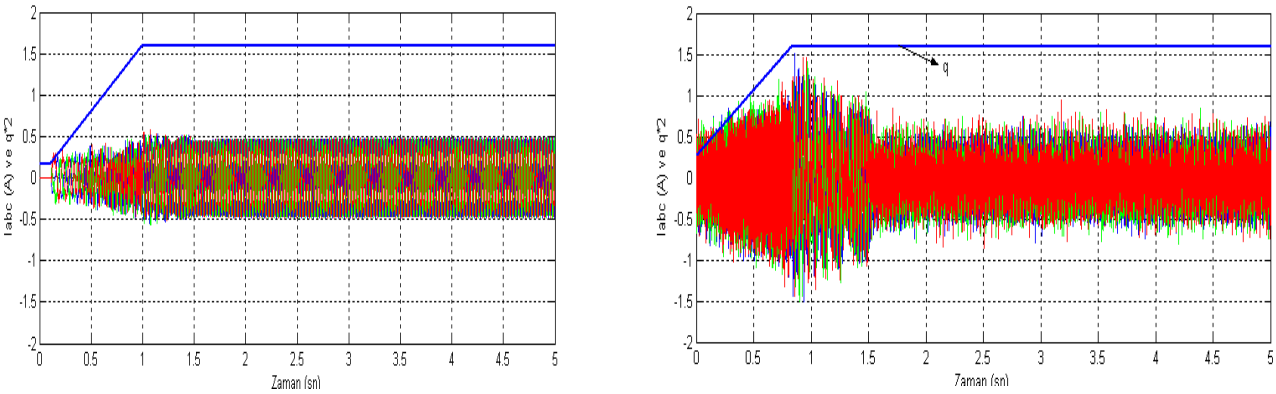
Şekil 7.21 Açık çevrim v/f hız kontrolü için referans hız ve motor hızının değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

Şekil 7.22'de sürekli durumdaki matris konverterin çıkış geriliminin değişimi görülmektedir. Şekil 7.23'de ise matris konverterin 3-fazlı çıkış akımları ve gerilim oranı q'nun değişiminin benzetim ve deneysel sonuçları görülmektedir.



(a) **(b)**

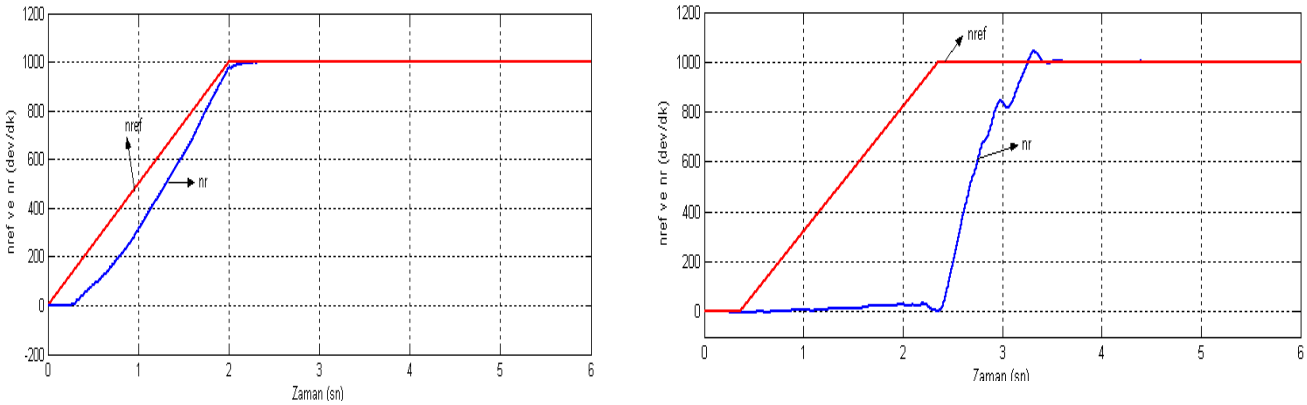
Şekil 7.22 Açık çevrim v/f hız kontrolü için matris konverterin çıkş geriliminin değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç



(a) **(b)**

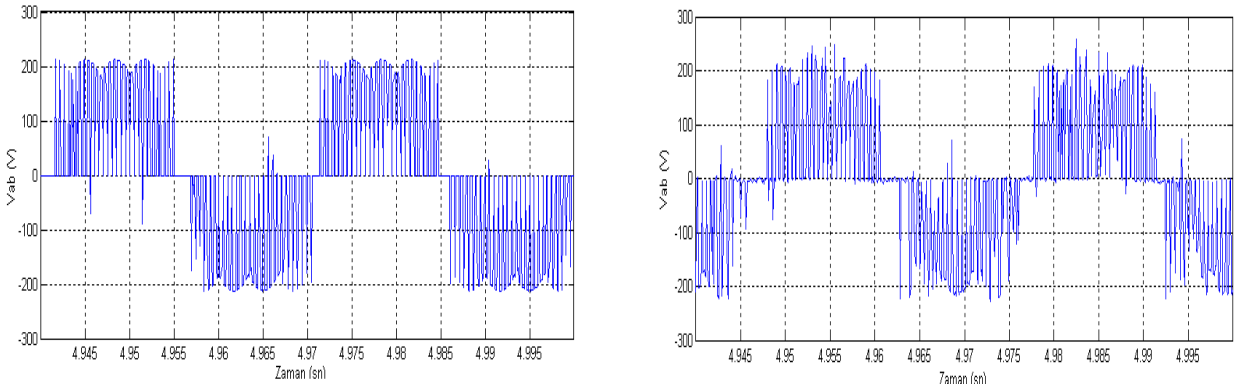
Şekil 7.23 Açık çevrim v/f hız kontrolü için çıkış akımları ve gerilim oranı q'nun değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

İkinci olarak motorun 2 sn içerisinde 1000 dev/dk'lık hıza ulaşması için gerekli referans hız bilgisi girilmiştir. Bu durumdaki senkron motorun referans hız ve gerçek hızının değişimi Şekil 7.24'te gösterilmiştir. Şekil 7.25'de sürekli durumdaki matris konverterin çıkış geriliminin değişimi görülmektedir. Şekil 7.26'da ise matris konverterin 3-fazlı çıkış akımları ve gerilim oranı q'nun değişiminin benzetim ve deneysel sonuçları görülmektedir.



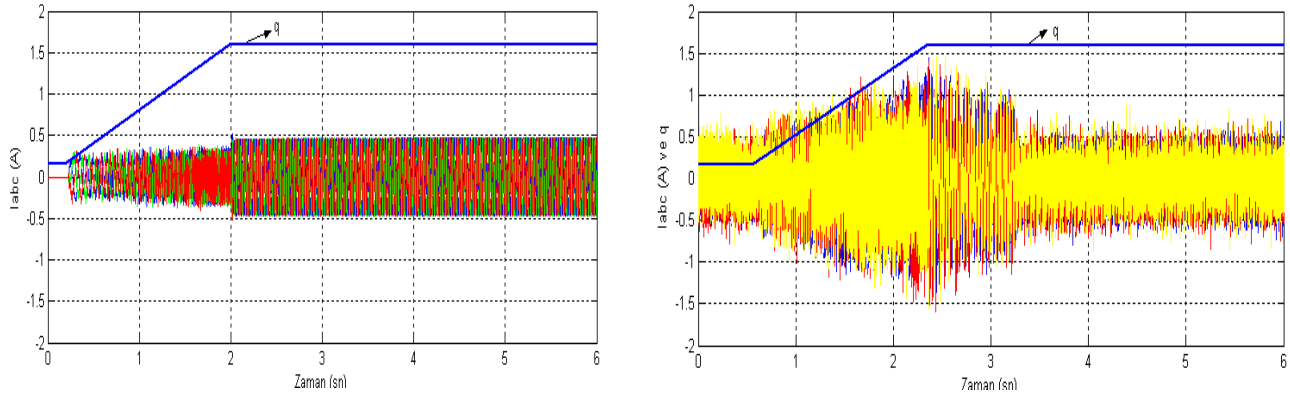
(a) **(b)**

Şekil 7.24 Açık çevrim v/f hız kontrolü için referans hız ve motor hızının değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç



(a) **(b)**

Şekil 7.25 Açık çevrim v/f hız kontrolü için matris konverterin çıkIş geriliminin değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç



(a) **(b)**

Şekil 7.26 Açık çevrim v/f hız kontrolü için çıkış akımları ve gerilim oranı q'nun değişimi
a) Benzetim modeli
b) Deneysel sonuç

8. SONUÇLAR VE SONRAKİ ÇALIŞMALAR İÇİN ÖNERİLER

8.1. Sonuçlar

Bu çalışmada, öncelikle doğru akım motorlu sürücü düzenekler ile alternatif akım motorlu sürücü düzeneklerin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları ortaya konmuştur. Böylelikle özellikle verim ve güç faktörünün önemli olduğu yüksek güçlü uygulamalarda senkron motor kullanımının zorunlu olduğu neticesine varılmıştır.

Senkron motorun kontrol yöntemleri detaylı olarak ele alınmıştır. Bu amaçla senkron motorun açık çevrim ve self kontrolüne ilişkin Matlab/Simulink modelleri oluşturulmuş, amortisör sargı ve çıkıklık etkileri incelenmiştir.

Basitleştirilmiş Venturini algoritması kullanan 3-fazlı bir matris konverterin Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur. Özellikle çok yüksek güçlerde klasik inverter ve saykıl konverterlere bir alternatif oluşturması açısından matris konverterden beslenen senkron motor ve kontrol yöntemleri detaylı olarak ortaya konmuştur. Dört bölgeli çalışmaya ve güç faktörü kontrolüne imkan sağlayan matris konverter beslemeli senkron motorun self kontrolü Matlab/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Matris konverter beslemeli senkron motorun dinamik ve sürekli durum performansı üzerinde amortisör sargısı ve çıkıklık etkileri oluşturulan benzetim programları ile detaylı olarak incelenmiştir.

Geçici durum çalışma şartlarında bilinen analiz yöntemleri doğru sonuçlar vermezler. Öyle ki senkron motorun hem GKI, hem AKI ve hem de matris konverter ile beslenmesi durumunda moment dalgalanmalarının ortaya çıktığı senkron motorun kontrol yöntemleri incelenirken görülmüştür. Sonuçlardan inverter beslemeli sistemde momentin temel frekansın 6 katı bir frekansta dalgalandığı, matris konverterde ise momentin temel frekansın 2 katı bir frekansta dalgalandığı görülmüştür. Dalgalanmanın azalması özellikle milde mili yoran momentlerin ortaya çıkmaması açısından önemi büyüktür.

Sinüzoidal gerilimler veya akımlarla beslenen bir senkron makinenin sürekli durum ve geçici durum performansı fazör diagramları ve eşdeğer devreler kullanılarak incelenebilir. Makinanın dengeli bir sinüzoidal kaynaktan beslenmesi durumunda sürekli durum şartları için amortisör sargısının bir etkisi yoktur. Bununla birlikte bir inverterden

yada matris konverterden beslenen senkron makina sinüzoidal olmayan akım ve gerilimlere maruz kalır. Amortisör sargısının bilinen sinüzoidal kaynakla beslenme durumundaki etkilerden farklı etkileri ortaya konmuştur. En önemli ve çarpıcı etkilerden biri sürekli durumda bile gerilim harmoniklerinin amortisör sargısından akımlar akıttığı ve bununda makinada ek kayıplara ve ısınmalara neden olduğu görülmüştür.

Matris konverterden beslenen senkron motorun self kontrolü ilk kez pratik olarak gerçeklenmiştir. Ayrıca literatürde şimdiye kadar inverter ve matris konverter beslemeli senkron motorların hem çıkıklık hem de amortisör sargı etkileri açısından detaylı bir karşılaştırması ortaya konulmamıştır. Bu bakış açısından da tez literatüre katkı sunmaktadır.

8.2 Sonraki Çalışmalar İçin Öneriler

Bu çalışmada senkron motorun self kontrolünde PI (Oransal-Integral Kontrolör) kontrolörler kullanılmıştır. Burada Fuzzy Kontrol kullanmanın ne gibi artılar getirebileceği sonraki çalışmalarda incelenebilir.

KAYNAKLAR

1. **Orhan, A.**, 1999, Büyük Güçlü Senkron Motorların Vektör Kontrolü İçin Yeni Bir Yöntem" . Doktora Tezi. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 1999, Elazığ.
2. **Tewolde M., Das S. P.**, 2006, Matrix Converter-fed High Performance Synchronous Motor Drive System, IEEE.
3. **Venturini M.**, 1980, A new sine wave in sine out conversion technique which eliminates reactive elements. In: Proceedings of Powercon 7, San Diego, Calif., pp E3-1, E3-15.
4. **Altun H., Sünter S.**, Matrix Converter Induction Motor Drive: Modeling, Simuation and Control, Electrical Engineering 86, December, 2003, pp:25-33.
5. **Lipo T.A. and Novotny D.W.**, Vector Control and Dynamics of AC Drives, 1997, Oxford, UK
6. **Sato N.**, Induced Voltage Commutation Type Commutatorless Motor, Electronic Eng. 1971, Japan.
7. **Haböck A., Köllensperger D.**, State of Development of Converter Fed Synchronous Motors With Self Control, Simens Review, No:9.
8. **Haböck A. and Köllensperger D.**, Applications and Further Development of Converter Fed Synchronous Motors With Self Control , Simens Review, No:9.
9. **Cornell E. P. and Novotny D.W.**, Commutation by Armature Induced Voltage in Self Controlled Synchronous Machines, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1974.
10. **Leonhard W.**, Field Orientation for Controlling AC Machines Principle and Application, IEEE Conference Publication, 291 , 1988, London.
11. **Huy H. L., Jakubowicz A., Pacaut R.**, A Self Controlled Synchronous Motor Drive Using Terminal Voltage System , IEEE Ttransactions on Ind.Appl., 18:1, 1982.
12. **Török V.**, A Simplified İnverter Fed Synchronous Motor Drive For Low and Medium Power Application. Royal İnstitute of Tech. Dept of Electric Machines. 100-114, 1987.
13. **Demirbaş Ş.**, 2001, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

14. **Finney D.**, 1988, Variable frequency ac motor drive systems, Peter Pergamon Press, UK.
15. **Ünal S.**, 2010, Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda yapay sinir ağları kullanarak algılayıcız konum tahmini, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
16. **Akın E.**, 1994, Stator akısı üzerinden asenkron motorun rotor akısı alan yönlendirmesi için bir yöntem, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
17. **Vas, P.**, 1990, Vector control of ac machines, Oxford Uni. Press.
18. **Huy H. L., Jakubowicz A., Pacaut R.**, 1980, Starting scheme for a microprocessor based converter fed self control synchronous motor drive, International Conference on Electrical Machines, pp:946-953.
19. **Huy H. L., Perret R.**, 1982, Torque characteristic of a self controlled synchronous motors, Electric Machines and Electromechanics, pp:473-481.
20. **Huy H. L., Raye D., Perret R.**, 1987, Microprocessor control of a current fed synchronous motor drive, IEEE Press, New York.
21. **Mohan N. And Ferraro R. J.**, 1981, Techniques for energy conservation in ac motor driven systems, Electric Power Research İnstitute Final Report, EM-2037, Project 1201-13, September, Palo Alto, CA.
22. **Chan T. F.**, 1987, Unity power factor controller for a synchronous motor, IEEE Transaction on Industrial Electronics, IE-34:3, pp:325-330.
23. **Sunter S.**, A vector controlled matrix converter induction motor drive, PhD Thesis, University of Nottingham, U.K, 1995.
24. **Vas P.**, Vector Control of AC Machine . Oxford Uni. Press. UK, 1990.
25. **Sen P. C.**, Synchronous Motor Propulsion for Transit Systems, IEEE IAS. Ann. Meeting onf. Rec., 1982, pp: 264-267.
26. **Gyugi L. and Pelly B.**, 1976, Static power frequency changers: Theory, performance and applications., ISBN 0-471-678000-7, 442 pages, John Wiley, Sons, USA.
27. **Venturini M. and Alesina A.**, 1980, The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor, in Proc. IEEE PESC'80, 242-252.

28. **Alesina A. and Venturini M.**, Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis, IEEE Trans. On Circuit and Systems, Vol. CAS-28, No.4, Apr. 1981, pp.319-330.
29. **Ziagos P. D., Khan S. I., Rashid M. H.**, 1985, Some improved forced comutated cycyloconverters structure, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No 5, 1242-1253.
30. **Ziagos P. D., Khan S. I., Rashid M. H.**, 1986, Analysis and design of forced commutated cycloconverter structure with improved transfer characteristics, IEEE Trans. On Industry Applications, vol. IE-33, No 3, 271-280.
31. **Alesina A. and Venturini M.**, 1988, Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM ac-ac converter, Proceedings of IEEE/PESC, vol. 2, 1284-1291.
32. **Roy G., Duguay L., Manias S. and April G. E.**, 1987, Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm, IEEE-IAS Annual Meeting, 891-898.
33. **Roy G. and April G. E.**, 1991, Direct frequency changer operation under a new scalar control algorithm, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.6, No.1, 100-107.
34. **Ishiguro A., Furuhashi T. and Okuma S.**, 1991, A novel control method for forced commutated cycloconverters using instaneous values of input line-to-line voltages, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.38, No.3, 166-172.
35. **Sünter S. ve Altun H.**, 1997, Matris konverterlerde anahtarlama ve iletim kayıplarının hesaplanması için bir yöntem, IV. Elektromekanik Sempozyumu, Bursa, 66-70.
36. **Klumpner C., Nilsen P., Boldea I., Blaabjerg F.**, 2000, A new matrix converter-motor (MCM) for industry applications, in Conf. Rec. IEEE Trans. Circuits System, vol. CAS-28, 319-330.
37. **Nielsen P., Blaabjerg F., Pedersen J.**, 1997, Novel solutions for protection of matrix converter to three phase induction machine, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.
38. **Schuster A.**, 1996, Drive-system with a digitally controlled matrix-converter, Feeding an ac induction machine power electronics and variable speed drives, 6. International Conference on, 378-382.

39. **Kwon B.H., Min B.D., Kim J.H.**, 1998, Novel commutation technique of ac-ac converters, Electric Power Applications, IEEE Proceedings, 145(4), 295-300.
40. **Munzer M.**, 2001, EconoMac The first all in one IGBT module for matrix converters, in Proc. Drives and Control Conf., sec. 3, London, UK.
41. **Glaize C., Forest F. and Charef F.**, Study of power bidirectional switches using mos-transistors, PEVD, London, July 13-15, 1988, pp.51-53.
42. **Erdem E., Tatar Y. ve Sünter S.**, Matris Çeviricilerde Kullanılan Venturini ve Uzay Vektör Kontrol Algoritmalarının Karşılaştırılması, Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Der., 18 (2), 205-216, 2006.
43. **Sünter S., Altun H.**, Matris Konverterde Giriş Gerilimi Üzerindeki Harmonik Etkisinin İncelenmesi ve Kompanzasyonu, Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, Kocaeli, 17-22 Eylül 2001, s. 191-195.
44. **Krause P. C.**, 1987, Analysis of Electric Machinery, Mc Graw Hill Book Co., Singapore.

ÖZGEÇMİŞ

1979 yılında Mersin'de doğdu.

İlk ve orta öğrenimini Mersin'de tamamladı. 2001 yılında Fırat Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu. Aynı yıl Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 'nde Elektrik Makineleri Ana Bilim Dalında yüksek lisansa başladı.

2002 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nde araştırma görevlisi olarak göreve başladı ve halen bu görevine devam etmektedir.

EK-1: ÇIKIK KUTUPLU AMORTİSÖR SARGILI SENKRON MOTOR PARAMETRELERİ

Benzetim programında kullanılan senkron motor parametreleri aşağıda verilmiştir [44].

Uff= 4000 V

P= 5265882 W

fn= 60 Hz

Rs= 0.03663 ohm

Rkq= 0.118 ohm

Rkd= 0.0914 ohm

Rfd= 0.00438 ohm

Lls= $1.24.10^{-3}$ H

Llkq= $9.23.10^{-4}$ H

Lmq= $6.02.10^{-3}$ H

Lmd= $8.27.10^{-3}$ H

Llkd= 0.278 ohm

Llkd = $7.37.10^{-4}$ H

Llfd= $2.14.10^{-3}$ H

EK-2: SENKRONLANMIŞ BİLEZİKLİ ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİ

Uff=220 V

P=150 W

fn=50 Hz

P=4

J=1.521e-3 kg.m^2

Rs=109.399 ohm

Lls=0.158 H

Lm=1.579 H

Rf=211 ohm

Llf=0.158 H

EK-3: IGBT MODÜL (FM35R12KE3)

Technische Information / technical information

eupec

IGBT-Module
IGBT-Modules

FM35R12KE3

vorläufige Daten
preliminary data

Höchstzulässige Werte / maximum rated values

Elektrische Eigenschaften / electrical properties

Kollektor Emitter Sperrspannung collector emitter voltage		V_{CES}	1200	V
Kollektor Dauergleichstrom DC collector current	T_c= 80°C T_c= 25°C	$I_{C, nom}$ I_C	35 55	A A
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	t_p= 1ms, T_c= 80°C	I_{CRM}	70	A
Gesamt Verlustleistung total power dissipation	T_c= 25°C	P_{tot}	200	W
Gate Emitter Spitzenspannung gate emitter peak voltage		V_{GES}	±20	V
Dauergleichstrom DC forward current		I_F	35	A
Periodischer Spitzenstrom repetitive peak forward current	t_p= 1ms	I_{FRM}	70	A
Grenzlastintegral I^2t value	V_R= 0V, t_p= 10ms, T_{vj}= 125°C	I^2t	300	A^2s
Isolations Prüfspannung insulation test voltage	RMS, f= 50Hz, t= 1min	V_{ISOL}	2,5	kV

Charakteristische Werte / characteristic values

Transistor Wechselrichter / transistor inverter

			min.	typ.	max.	
Kollektor Emitter Sättigungsspannung collector emitter saturation voltage	V_{GE}= 15V, T_{vj}= 25°C, I_C= $I_{C,nom}$ V_{GE}= 15V, T_{vj}= 125°C, I_C= $I_{C,nom}$	V_{CEsat}	- -	1,7 2,0	2,1 t.b.d.	V V
Gate Schwellenspannung gate threshold voltage	V_{CE}= V_{GE}, T_{vj}= 25°C, I_C= 1,5mA	$V_{GE(th)}$	5,0	5,8	6,5	V
Gateladung gate charge	V_{GE}= -15V...+15V	Q_G	-	0,33	-	µC
Eingangskapazität input capacitance	f= 1MHz, T_{vj}= 25°C, V_{CE}= 25V, V_{GE}= 0V	C_{ies}	-	2,5	-	nF
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	f= 1MHz, T_{vj}= 25°C, V_{CE}= 25V, V_{GE}= 0V	C_{res}	-	0,09	-	nF
Kollektor Emitter Reststrom collector emitter cut off current	V_{CE}= 1200V, V_{GE}= 0V, T_{vj}= 25°C	I_{CES}	-	-	5	mA
Gate Emitter Reststrom gate emitter leakage current	V_{CE}= 0V, V_{GE}= 20V, T_{vj}= 25°C	I_{GES}	-	-	400	nA

prepared by: M. Münzer	date of publication: 2001-08-16
approved: M. Hierholzer	revision: 3