765928

YAPAY SİNİR AĞI İLE MODELLENEN ALAN YÖNLENDİRMELİ BİR ASENKRON MOTORUN ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİ İLE HIZ DENETİMİ

OKAN BİNGÖL

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Haziran 2005
ANKARA

Okan BİNGÖL tarafından hazırlanan YAPAY SİNİR AĞI İLE MODELLENEN ALAN YÖNLENDİRMELİ BİR ASENKRON MOTORUN ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİ İLE HIZ DENETİMİ adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. Çetin ELMAS
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan :Prof. Dr. İsmail COŞKUN.....

Üye :Prof. Dr. Çetin ELMAS.....

Üye :Prof. Dr. Ömer Faruk BAY.....

Üye :Doç. Dr. İlhami ÇOLAK.....

Üye :Yrd. Doç. Dr. Hasan Hüseyin SAYAN.....

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

YAPAY SİNİR AĞI İLE MODELLENEN ALAN YÖNLENDİRMELİ BİR ASENKRON MOTORUN ÜÇ SEVİYELİ EVİRİCİ İLE HIZ DENETİMİ

(Doktora Tezi)

Okan BİNGÖL

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Haziran 2005

ÖZET

Bu tezde, yapay sinir ağı kullanarak bir asenkron motorun hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Asenkron motor hız denetimindeki alan yönlendirmeli denetim ve dönüşüm matrisi yerine bir yapay sinir ağı modeli geliştirilmiştir. Alan yönlendirmeli denetim yöntemindeki, denetleyicinin karmaşıklığı ve motor parametre değişimlerinin etkisi yeni modelleme ile azaltılmıştır. Yapay sinir ağı modeli olarak ileri beslemeli çok-katmanlı sinir ağı seçilmiştir. Geliştirilen yapay sinir ağı modeli için iki seviyeli ve üç seviyeli eviricide, motorun farklı çalışma koşullarında benzetim ve uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Uygulama çalışmalarında TMS320LF2407A sayısal işaret işlemci kullanılmıştır. Üç seviyeli evirici ile beslenen asenkron motorun faz akımlarının iki seviyeli eviriciye göre sinüsoidala daha yakın olduğu görülmüştür. Ayrıca bu durum harmonik analizi ile ispatlanmıştır.

Bilim Kodu :626.01.01
Anahtar Kelimeler :Yapay sinir ağı, Asenkron motor, Üç-seviyeli evirici, Uzay vektör modülasyon.
Sayfa Adedi :160
Tez Yöneticisi :Prof. Dr. Çetin ELMAS

SPEED CONTROL OF AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK MODELED FIELD ORIENTED THREE LEVEL INVERTER FED AN INDUCTION MOTOR

(Ph.D. Thesis)

Okan BİNGÖL

GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
June 2005

ABSTRACT

In this thesis, the speed control of induction motor was achieved using artificial neural network. An artificial neural network modelling was developed, instead of field oriented control and transform matrix for speed control of an induction motor. Complexity of field oriented controller and the affect of the motor parameter variations were reduced using new modelling developed. A multi-layer feed-forward neural network was chosen as an artificial neural network. Modelling and application of the induction motor at different operation conditions were done using two and three levels inverters for artificial neural network modelling. TMS320LF2407A digital signal processor was used for experimental study. Current waveform of three levels inverters was found very similar to sine wave form than the two levels inverters, as proved by analysing the harmonics.

Science Code : **626.01.01**
Key Words : **Artificial neural network, Induction motor, Three-level inverter, Space vector modulation.**
Page number :**160**
Adviser :**Prof. Dr. Çetin ELMAS**

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca yardım ve desteğini esirgemeyen ve beni yönlendiren kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. Çetin ELMAS' a, bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım Sayın Doç. Dr. İlhami ÇOLAK' a ve Sayın Doç. Dr. Şeref SAĞIROĞLU' na, ayrıca tez çalışmalarım boyunca yardımlarını esirgemeyen Araştırma Görevlileri Dr. Oğuz ÜSTÜN' e, Dr. Ali SAYGIN' a ve Nihat ÖZTÜRK' e, manevi desteğinden dolayı Dr. Yusuf ÖNER' e ve tüm çalışma arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Bu çalışmayı maddi olarak destekleyen Süleyman Demirel Üniversitesi Bilimsel Araştırma Birimine (569 nolu proje) teşekkür ederim.

Özellikle doktora süresi boyunca manevi desteğiyle beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan eşim Melek BİNGÖL' e ve kızım Bengisu' ya sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iii

ABSTRACT iv

TEŞEKKÜR v

İÇİNDEKİLER vi

ÇİZELGELERİN LİSTESİ x

ŞEKİLLERİN LİSTESİ xi

RESİMLERİN LİSTESİ xvi

SİMGELER VE KISALTMALAR xvii

1. GİRİŞ 1

2. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN VEKTÖR MODELİ VE DENETİMİ 7

2.1. Asenkron Motorlar 7

2.2. Üç-Fazlı ASM' un Matematiksel Modeli 7

2.3. Üç Fazdan İki Faza Dönüşüm 13

2.3.1. ASM modelinde kullanılan referans düzlemleri 15

2.3.2. Referans düzlemleri arası dönüşüm 21

2.4. ASM Kontrol Yöntemleri 21

2.4.1. Vektör kontrol yöntemleri 23

3. ÜÇ-SEVİYELİ EVİRİCİ VE MODÜLASYON TEKNİKLERİ 28

3.1. İki-Seviyeli Gerilim Beslemeli Evirici 30

3.2. Üç-Seviyeli Gerilim Beslemeli Eviriciler 33

3.2.1. Diyot-tutmalı çok-seviyeli eviriciler 34

3.2.2. Kondansatör-tutmalı çok-seviyeli eviriciler 37

3.2.3. Seri bağlı tam köprü çok-seviyeli eviriciler 39

3.2.4. Çok-seviyeli eviricilerin karşılaştırılması 42

3.3. Çok-Seviyeli Eviricilerde DGM Teknikleri 42

3.3.1. Sinüsoidal DGM 43

3.3.2. Harmonik eklemeli DGM 44

3.3.3. Uzay vektör DGM 46

3.3.4. Akım kontrollü histerisiz bant DGM 48

3.3.5. Optimal DGM 49

3.3.6. Rastgele DGM 51

3.4. Üç-Seviyeli Diyot-Tutmalı Eviricinin Uzay-Vektör DGM 52

3.4.1. Nötr noktası akımının etkisi 55

3.4.2. Gerilim vektör sürelerinin bulunması 55

3.5. Toplam Harmonik Bozunumu 64

4. YAPAY SİNİR AĞLARI 66

4.1. Yapay Sinir Ağının Gelişimi 67

4.2. Bir Yapay Sinirin Ana Öğeleri 69

4.3. YSA' ların Üstünlükleri 73

4.4. YSA' ların Sınıflandırılması 74

4.5. YSA' ların Uygulama Alanları 74

4.6. Yapay Sinir Ağı Mimarisi 74

4.7. YSA' larda Öğrenme 77

4.7.1. Danışmanlı öğrenme 78

4.7.2. Danışmansız öğrenme 79

4.7.3. Pekiştirerek öğrenme 80

4.8. Öğrenme Oranının Ağ Üzerindeki Etkisi 80

4.9. Momentum Teriminin Ağ Üzerindeki Etkisi 80

4.10. Gizli Katman Sinir Sayısının Ağ Üzerindeki Etkisi 81

4.11. Hata Farkı Değişkeninin Ağ Üzerindeki Etkisi 81

4.12. Danışmanlı Geri Yayılımlı Bir YSA Modeli 81

5. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE TASARIMI 88

5.1. PI Akım Denetleyicisi 88

5.1.1. Duran düzlem PI akım denetleyici 88

5.1.2. Senkron düzlem PI akım denetleyici 89

5.2. Sistemin Modellenmesi 91

5.2.1. YSA yapısı 95

5.2.2. Eğitim algoritması 96

5.2.3. Eğitim veri kümesi 96

5.2.4. YSA' nın uygulamada karşılaşılan zorlukları 97

5.3. Sistemin Tasarımı 106

5.3.1. Sayısal işaret işlemci 107

5.3.2. Olay yöneticisi 109

5.3.3. Yalıtma ünitesi 113

5.3.4. IGBT sürücü devresi 113

5.3.5. IGBT modülü 114

5.3.6. Akım algılama devresi 116

5.3.7. Pozisyon algılayıcı 117

6. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI 118

6.1. Üç-Seviyeli Eviricinin Beslediği ASM' nin Alan Yönlendirmeli Denetimi ile YSA Modeli Denetiminden Elde Edilen Sonuçlar....119

6.2. İki-Seviyeli ve Üç-Seviyeli Eviricinin Beslediği ASM' nin Alan Yönlendirmeli Denetimi....132

6.3. İki-Seviyeli ve Üç-Seviyeli Eviricinin Beslediği ASM' nin YSA Modeli Denetimi....137

7. SONUÇ VE ÖNERİLER....143

KAYNAKLAR....145
EKLER....155
EK-1. Gerilim Vektörleri Anahtarlama Durumları....156
EK-2. Sistemin Genel Görünüşü....159
ÖZGEÇMİŞ....160

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. Referans düzlemleri 16

Çizelge 3.1. İki-seviyeli eviricinin anahtar durumları ile motor faz ve hat gerilimleri 32

Çizelge 3.2 Üç farklı çok-seviyeli eviricilerin karşılaştırılması 42

Çizelge 3.3. Üç-seviyeli eviricinin anahtarlama durumları ($x = a, b, c$) 53

Çizelge 3.4. Üç-seviyeli eviricinin gerilim vektörlerinin gruplandırılması 54

Çizelge 3.5. Nötr nokta akıma etkisi olan küçük ve orta gerilim vektörleri 55

Çizelge 3.6. Farklı bölgelerdeki gerilim vektörlerinin zaman süreleri 58

Çizelge 3.7. Farklı bölgelerdeki anahtarlama durumlarının sırası 59

Çizelge 3.8. $g - h$ düzlemlerini kullanarak sektör belirlemek 62

Çizelge 3.9. A sektörü için bölge bulunması durumları 64

Çizelge 4.1. YSA türlerine göre uygulama alanları 75

Çizelge 5.1. YSA hesaplamalarının sayısı 98

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Üç-fazlı ASM' nin manyetik eksen düzlemi. 9

Şekil 2.2. *abc* -ekseninden *dq* -eksenine dönüşüm. 14

Şekil 2.3. Dönüşüm büyüklüklerinin sembolleri 15

Şekil 2.4. ASM değişkenlerinin aktarıldığı $d-q$ referans düzlemleri 16

Şekil 2.5. (a) Yabancı uyartımlı DA motor, (b) Vektör kontrollü ASM 23

Şekil 2.6. Dolaylı vektör kontrolününe ait düzlem dönüşümleri 27

Şekil 3.1. İki-seviyeli gerilim beslemeli evirici 31

Şekil 3.2. İki-seviyeli eviricinin çıkış gerilimi 31

Şekil 3.3. Üç-seviyeli diyot-tutmalı evirici 35

Şekil 3.4. Üç-seviyeli diyot-tutmalı eviricinin bir faz koluna ait anahtarlama sinyalleri 36

Şekil 3.5. Üç-seviyeli diyot-tutmalı bir eviricinin (a) Çıkış faz, (b) Çıkış hat gerilimleri 36

Şekil 3.6. Üç-seviyeli kondansatör-tutmalı evirici 38

Şekil 3.7. Bir fazlı seri bağlı tam köprü çok-seviyeli evirici 40

Şekil 3.8. Seri bağlı tam köprü dokuz-seviyeli eviricinin faz çıkış gerilimi 41

Şekil 3.9. Sinüsoidal DGM tekniği 45

Şekil 3.10. 3. Harmonik eklenmiş DGM sinyali 46

Şekil 3.11. İki-seviyeli eviricinin anahtarlama durumları 46

Şekil 3.12. İki-seviyeli eviricinin uzay vektör gerilimleri 47

Şekil 3.13. Sektör I' e ait uzay gerilim vektörleri 48

Şekil 3.14. Akım kontrollü histerisiz bant DGM 49

Şekil 3.15. Programlanmış DGM 50

Şekil **Sayfa**

Şekil 3.16. Üç-seviyeli diyot-tutmalı gerilim beslemeli eviricinin anahtarlama durumları 52

Şekil 3.17. Üç-seviyeli eviricinin çıkış gerilimlerinin anahtarlama durumları ve uzay vektörü 53

Şekil 3.18. Üç-seviyeli eviricinin gerilim uzay vektörleri 56

Şekil 3.19. A sektörüne ait uzay gerilim vektörleri 56

Şekil 3.20. A sektörüne ait dört bölge için üç fazın DGM dalga şekilleri 60

Şekil 3.21. $\alpha - \beta$ düzlemi ile $g - h$ düzlemi arasındaki bağıntı 61

Şekil 3.22. Normalize edilmiş referans gerilim vektörünün maksimum uzunluğu .. 62

Şekil 3.23. Normalize edilmiş referans gerilim vektörünün A sektörü A1 bölgesi .. 62

Şekil 3.24. Normalize edilmiş referans gerilim vektörünün A1, A2, A3 bölgesi 63

Şekil 4.1. Yapay bir sinir (düğüm) 69

Şekil 4.2. Etkilinlik işlevleri a) İşaret işlevi b) Doğrusal işlev c) Tek yönlü sigmoid işlev d) Çift yönlü sigmoid işlev 72

Şekil 4.3. Çok katmanlı bir YSA 76

Şekil 4.4. Danışmanlı öğrenme 79

Şekil 4.5. Danışmansız öğrenme 80

Şekil 4.6. Tek çıkışlı iki katmanlı geri yayılmalı YSA 82

Şekil 4.7. Yerel minimum noktası 87

Şekil 5.1. Alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak duran düzlem PI akım denetleyicisi. 89

Şekil 5.2. Duran düzlem akım PI denetleyicisi 89

Şekil 5.3. Alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak senkron düzlem PI akım denetleyicisi. 90

Şekil 5.4. Senkron düzlem PI akım denetleyicisi 90

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.5. Alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisi (üç-seviyeli evirici) 91

Şekil 5.6. Duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisi 92

Şekil 5.7. Alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisi (iki-seviyeli evirici) 93

Şekil 5.8. İki-seviyeli evirici tarafından beslenen ASM' nin YSA modeli ile denetimi 94

Şekil 5.9. Üç-seviyeli evirici tarafından beslenen ASM' nin YSA modeli ile denetimi 95

Şekil 5.10. Çok girişli bir düğüm ile eşik ve F fonksiyonu 97

Şekil 5.11. F tanjant sigmoid aktivasyon fonksiyonunu 99

Şekil 5.12. YSA çıkışı ve veri eğitim kümesi çıkışının karşılaştırılması (1500 d/d) a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız 100

Şekil 5.13. Eğitim yapıldıktan sonraki YSA hataları (1500 d/d) a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız 101

Şekil 5.14. YSA çıkışı ve veri eğitim kümesi çıkışının karşılaştırılması (1000 d/d) a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız 102

Şekil 5.15. Eğitim yapıldıktan sonraki YSA hataları (1000 d/d) a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız 102

Şekil 5.16. YSA çıkışı ve veri eğitim kümesi çıkışının karşılaştırılması (500 d/d) a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız 103

Şekil 5.17. Eğitim yapıldıktan sonraki YSA hataları (500 d/d) a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız 104

Şekil 5.18. YSA çıkışı ve veri eğitim kümesi çıkışının karşılaştırılması (1500 d/d) a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız 105

Şekil 5.19. Eğitim yapıldıktan sonraki YSA hataları (1500 d/d) a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız 105

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.20. Sistemin blok şeması 107

Şekil 5.21 TMS320LF2407A EVM denetim kartı blok diyagramı 108

Şekil 5.22. EVM320LF2407A denetim kartının bilgisayara bağlantısı 109

Şekil 5.23. TMS320LF2407A Sİİ' nin EVA olay yöneticisi 110

Şekil 5.24. Genel amaçlı zamanlayıcı blok diyagramı 111

Şekil 5.25. Üç fazlı üç-seviyeli eviriciye ait DGM sinyallerinin elde edilmesi 112

Şekil 5.26. Opto izolatör bağlantı devresi 113

Şekil 5.27. IGBT' yi çalıştıracak devre elemanları 114

Şekil 5.28. Akım algılayıcısından bilgi okuma devresi 116

Şekil 6.1. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 500 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.....120

Şekil 6.2. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 500 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 121

Şekil 6.3. ASM' nin YSA modeli denetimi için 500 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.....122

Şekil 6.4. ASM' nin YSA modeli denetimi için 500 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.....123

Şekil 6.5. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1000 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.....124

Şekil 6.6. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1000 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 125

Şekil 6.7. ASM' nin YSA modeli denetimi için 1000 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.....126

Şekil 6.8. ASM' nin YSA modeli denetimi için 1000 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 127

Şekil 6.9. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.....128

Şekil **Sayfa**

Şekil 6.10. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 129

Şekil 6.11. ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.....130

Şekil 6.12. ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 131

Şekil 6.13. İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda fazlararası gerilimin a)Benzetim b) Uygulama sonuçları 133

Şekil 6.14. İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akım ve harmonikleri a)Benzetim b) Uygulama sonuçları 134

Şekil 6.15. Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda fazlararası gerilimin a)Benzetim b) Uygulama sonuçları 135

Şekil 6.16. Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akım ve harmonikleri a)Benzetim b) Uygulama sonuçları.....136

Şekil 6.17. İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda fazlararası gerilimin a)Benzetim b) Uygulama sonuçları 138

Şekil 6.18. İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akım ve harmonikleri a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 139

Şekil 6.19. Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda fazlararası gerilimin a)Benzetim b) Uygulama sonuçları 140

Şekil 6.20. Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akım ve harmonikleri a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.....141

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim **Sayfa**

Resim 5.1. Güç devresinin genel görünüşü 115

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
v	Gerilimin ani değeri (V)
i	Akımın ani değeri (A)
s, r	Stator ve rotora ait büyüklükler
α, β	Sabit eksen düzlem büyüklükleri
d, q	Döner eksen düzlem büyüklükleri
R	Direnç (Ω)
L	Endüktans (H)
L_s	Stator bir faz endüktansını (H)
L_r	Statora aktarılmış rotor bir faz endüktansı (H)
I	Kaçak endüktans (H)
L_m	Ortak endüktans (H)
λ	Manyetik akı (Wb)
ω_e	Senkron açısal hız (rad/s)
ω_{sl}	Kayma açısal hızı (rad/s)
θ_r	Elektriksel pozisyon (rad)
θ_m	Mekanik pozisyon (rad)
ω_r	Elektriksel hız (rad/s)
ω_m	Mekaniksel hız (rad/s)
T_e	Elektromanyetik moment (Nm)
T_L	Yük momenti (Nm)
j	Atalet momenti (Kg-m^2)

B	Sürtünme momenti (Nms/rad)
P	Motor kutup sayısını
p	Türev operatörü (d/dt)
e	Hata değeri
e_{ω}	Hız hatası (rad/s)
E	Hata ölçütü
y	Gerçek değer
d	İstenilen değer
V_{dc}	dc bara gerilimi (V)
μ	Öğrenme katsayısı
δ	Geriye yayılan hata değeri

Kısaltmalar	**Açıklama**
Sİİ	Sayısal işaret işlemci (Digital Signal Processor)
SVM	Uzay vektör modülasyon (Space Vector Mod.)
PWM	(Pulse Width Modulation)
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
IGBT	Geyti yalıtılmış transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
YSA	Yapay Sinir Ağı
PI	Oransal + integral
AA	Alternatif Akım
DA	Doğru Akım

1. GİRİŞ

Günümüzde elektrik motorları; ev aletleri, otomotiv, taşıma araçları, uzay ve havacılık gibi endüstriyel alanlarda kullanılmaktadır. Doğru akım (DA) motorları, denetimlerinin kolay olması nedeniyle uzun yıllar boyunca yaygın olarak kullanılmışlardır. Güç elektroniği ve yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler, alternatif akım (AA) ile çalışan asenkron motorların (ASM) denetimlerinin kolay yapılabilmesini sağlamıştır. Bu nedenle ASM' ler endüstriyel uygulamalarda daha yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır (1).

ASM uygulamalarının büyük bir çoğunluğu üç fazlı, rotoru sincap kafesli motorlarla gerçekleşmektedir. Rotor, yalıtılmış saç paketlerinden oluşmuştur. Rotordaki iletken çubuklar, rotordaki oluklara rotorun mil ekseni yönünde yerleştirilmiştir. Bu çubuklar rotorun her iki ucunda halkalarla elektriksel olarak kısa devre edilmişlerdir. Böylece kafes biçiminde bir yapı oluşturulmuştur.

Eğer statora üç fazlı dengeli sinüsoidal gerilimler uygulanırsa, dengeli akımlar oluşur. Bu akımlar hava aralığında, genliği sabit ve senkron hız adı verilen sabit hızda dönen bir akı yoğunluğunu oluşturur. ASM' lerde hava aralığı akısı ile rotor akımlarının etkileşmesi sonucu moment üretilir. Eğer rotor senkron hızda dönüyorsa hava aralığı akısı ile rotor arasında bağıl bir hareket meydana gelmez. Bunun sonucunda rotorda bir gerilim indüklenemez. Böylece rotor akımları ve moment üretilemez (2).

ASM, doğrudan şebeke geriliminden beslendiğinde yaklaşık sabit bir hızda çalışırken, eviriciler tarafından beslendiğinde ise hızını değiştirmek mümkün olur (3).

Son zamanlarda, sayısal işaret işlemcilerinin (Sİİ) yaygınlaşmasıyla birlikte, ASM sürücü sistemlerinde kullanılmaya başlamıştır. Motorun, konumunun ve hızının istenilen referans durumunu; hızlı şekilde, yüksek doğrulukta ve salınımsız olarak izlenmektedir (4-10).

ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi, momentin birbirinden bağımsız denetlenebilen bileşenlerden oluşturulması temeline dayanır. Burada istenen yapı DA motorlarındaki moment kontrol özelliklerinin elde edilmesidir. Vektör denetimli ASM sürücüsü, yabancı uyartımlı DA motorlarına benzemektedir.

ASM alan yönlendirmeli denetiminin temel yapısında, i_{sq}^{e*} ve i_{sd}^{e*} senkron düzlem referans akım bileşenleri kullanılarak kayma hız değeri ω_{sl} bulunur. Bulunan ω_{sl}' nin integrali alınırsa kayma pozisyonu θ_{sl} elde edilir. Pozisyon algılayıcısından gelen sinyal ile kayma pozisyonu toplanırsa senkron pozisyon θ_e elde edilir. Akım algılayıcısından elde edilen ASM' nin üç faz akımları i_a, i_b ve i_c Clark dönüşüm matrisi kullanılarak duran düzlem akım bileşenleri i_{sq}^{s} ve i_{sd}^{s} elde edilir. Bu akımlara park dönüşüm matrisi uygulanarak senkron düzlem döner eksen akımlarına i_{sq}^{e} ve i_{sd}^{e} dönüştürülür. Daha sonra senkron düzlem referans akım bileşenleri ve senkron düzlem akımları arasındaki fark akım oransal integral (PI) denetleyicisine uygulanarak senkron düzlem referans gerilim bileşenleri V_{sq}^{e} ve V_{sd}^{e} bulunur. Bu gerilim bileşenleri uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda (DGM) kullanılmak üzere ters park dönüşüm matrisi kullanılarak duran düzlem referans gerilim bileşenleri V_{sq}^{s} ve V_{sd}^{s} elde edilir (11).

Rotoru sincap kafesli ASM' lerin hız denetimi çok karmaşık ve zordur. Yüksek performanslı ASM sürücü sistem tasarımındaki karşılaşılan zorluklar aşağıda verilmiştir (12).

- Sincap kafesli ASM sürücüsü çok karmaşık dinamiklere ve aslında yüksek dereceli çok değişkenli doğrusal olmayan kararsız bir sisteme sahiptir.
- Motorun elektromanyetik momentinin besleme gerilimi ve akımı arasında doğrusal bir bağıntı yoktur.
- Ayarlanabilir faz açılı, değişken frekans eviricisine duyulan gereksinim karmaşık güç elektroniği devreleri ve denetimi gerektirir.

- Karmaşık kontrol şemaları ve algoritmaları, donanım ve yazılımın etkili sinyal işlemesini gerektirir.

Eğer kısa bir süre içerisinde motora ait doğrusal olmayan değişkenler doğru bir şekilde tahmin edilebilirse ASM hız denetim sistemi daha iyi performans gösterebilir.

AA motorun hızının denetlenmesinde motor sargılarının beslenmesi eviriciler ile yapılır. Eviriciler, girişindeki DA gerilimi çıkışında AA gerilimine dönüştüren çeviricilerdir. Eviriciler sinüsoidal olmayan çıkış gerilimleri üretirler. Eviricinin çıkış gerilimlerine Fourier uygulandığında, temel bileşenlerle birlikte harmonik bileşenlerinin de olduğu görülür. Pravadalıoğlu ve diğerleri yapmış oldukları çalışmalarında bu harmonik bileşenlerinin ASM üzerinde farklı etkileri olduğunu belirtmişlerdir. Bu etkilerden birincisi motor kayıplarının artmasıyla verimin düşmesi. İkincisi momentte salınımların oluşması. Üçüncüsü ise elektromanyetik etkileşime sebep olmaktadır (13-16).

Çıkış gerilimindeki harmonikler iki şekilde en aza indirgenebilir. Birinci olarak yüksek anahtarlama frekansına sahip güç yarıiletken elemanları vasıtasıyla farklı DGM teknikleri kullanılarak. İkinci olarak ise gerilimin çıkış dalga şeklinin seviye sayısı artırılarak olmaktadır (17-20).

Klasik iki-seviyeli eviricilerde çıkış dalga şeklinin gerilim seviyesi iki seviyeden oluşurken $(-V_{dc}/2, V_{dc}/2)$, üç-seviyeli eviricinin çıkış dalga şeklinin gerilim seviyesi üç seviyeden $(-V_{dc}/2, 0, V_{dc}/2)$, oluşmaktadır. Çıkış dalga şeklindeki gerilim seviyesinin artmasıyla birlikte eviricinin çıkış dalga şekli sinüsoidal dalga şekline daha yakın olmaktadır. Ayrıca anahtar sayısının artmasıyla eviricinin girişindeki bloklama gerilimi de artmaktadır, yani evirici daha yüksek gerilim uygulamalarında da kullanılabilmektedir (17).

Çok-seviyeli gerilim beslemeli eviriciler, güç elektroniği alanındaki hızlı

gelişmelerden dolayı bir çok endüstriyel uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Nabae ve diğerleri yapmış oldukları çalışmalarda üç-seviyeli eviricilerde anahtarlama frekansını arttırmadan geriliminin çıkış dalga şeklindeki harmonik bileşenlerinin daha az olduğunu belirtmişlerdir (17, 21-25). Enjeti ve arkadaşları üç-seviyeli eviricilerde programlanmış DGM tekniğini kullanarak çıkış gerilimindeki harmonik bozulumunun azaldığını belirtmişlerdir (26). Zhang, Ogasawara ve Akagi, üç-seviyeli gerilim beslemeli bir eviricinin beslediği ASM' lerde vektör kontrol yöntemini kullanmışlardır. Çalışmalarının sonucu olarak eviricini çıkışındaki gerilim harmonik bileşenlerinin ve düşük anahtarlama frekansı kullanıldığında anahtarlama kayıplarının azaldığını belirtmişlerdir (27, 28). Choi ve arkadaşları YSA yöntemini kullanarak elektrikli trenlerdeki üç-seviyeli eviriciler için yeni bir akım denetimi dizayn etmişler ve yöntemin sinusoidal DGM ile karşılaştırıldığında daha iyi bir performans gösterdiğini ispatlamışlardır (29). Steinke, üç-seviyeli evirici yapısını kullanarak ASM' yi kontrol etmiştir. Bu kontrol sonucunda moment denetiminin çok hızlı dinamik cevaplama süresi olduğunu belirtmiştir (30). Sirisukprasert ve diğerleri yapmış oldukları çalışmalarında; eviricinin çıkış gerilimi dalga şeklinin seviye sayısı sonsuza yaklaşırken, eviricinin çıkış gerilimdeki toplam harmonik bozulumunun sıfıra yaklaştığını ifade etmişler. Eviricide uygulanabilir gerilim seviyesi sayısı gerilimdeki dengesizlik problemleri, gerilimi tutma gerekliliği, devre planı ve paketleme zorluğu yüzünden sınırlı kaldığını belirtmişlerdir (31-33).

Son yıllarda yapay sinir ağları (YSA), doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde yoğun bir ilgi görmektedir. YSA ile ilgili çalışmalar, insan beyninin işleviyle ilgili yeni kuramlar, modeller geliştirmek ve teorileri gerçek dünyadaki problemlere uygulamak gibi iki temel alana yöneldi. Bu iki araştırma alanı arasında karşılıklı bir ilişki olmakla birlikte geleneksel yöntemlerle çözümü güç ve ekonomik olmayan problemlerin çözümünde YSA' nın uygulanması oldukça önem kazanmaktadır (34, 35).

YSA bir programcının geleneksel yeteneklerini gerektirmeyen, kendi kendine öğrenme düzenekleridir. Bu ağlar öğrenmenin yanı sıra, ezberleme ve bilgiler arasında ilişkiler oluşturma yeteneğine de sahiptir. Bir çok YSA tipi bulunmakla

birlikte bazılarının kullanımı diğerlerinden daha yaygındır. En çok kullanılan YSA, geri yayılımlı YSA olarak bilinendir. Bu tip YSA tahmin ve sınıflandırma işlemlerinde çok iyi sonuçlar vermektedir. Belirsiz, gürültülü ve eksik bilgilerin işlenmesinde yapay sinir ağları başarıyla kullanılmaktadır.

Bugüne kadar ASM ile YSA arasındaki kullanımı geliştirmek için bir çok çalışma yapılmıştır. Bunlardan, Ye, Tallam, Filippetti ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmalarında ASM' nin stator ve rotor sargıları ile mekaniksel kısımlarında meydana gelebilecek hataların tesbitini YSA modeli kullanarak çözmüşlerdir (36, 37). Elmas ve Coşkun, YSA kullanarak ASM' nin stator akımlarının uyarlanabilir denetimini yapmışlardır (38). Chow ve arkadaşları YSA kullanarak ASM' nin hızındaki titreşimlerin daha az olmasını sağlamışlardır (39). Ba-Razzouk ve Cheriti, klasik alan yönlendirmeli denetimine alternatif olarak YSA modelini geliştirmişler ve benzetim sonuçlarında geliştirdikleri modelin iyi sonuç verdiğini göstermişlerdir (40). Wishart ve Harley, YSA kullanarak iki sistem sunmuşlardır. Bunlardan birinicisinde elektriksel dinamikleri tanımlanma vasıtasıyla stator akımlarının uyarlanabilir kontrolünü, ikincisinde ise mekaniksel ve akım beslemeli sistemin dinamikleri tanımlama vasıtasıyla rotor hızının uyarlanabilir kontrolünü yapmışlardır. Elde ettikleri sonuçlarında, yapmış oldukları çalışmanın klasik vektör kontrolü sistemine göre daha iyi performans gösterdiğini belirtmişlerdir (41). Mohamadian ve diğerleri yapmış oldukları çalışmalarında alan yönlendirmeli ASM' nin hız denetimindeki PI denetleyici yerine YSA modelini kullanmışlardır. Elde ettikleri sonuçlarında, gerçek hızın istenilen referans hızı daha doğru takip ettiği, momentteki salınımların azaldığı ve bilinmeyen yük durumları ile sıcaklığın artmasından dolayı rotor direncindeki değişimlere karşı hızın ani tepki verdiğini belirtmişlerdir (42-46). Pinheiro ve arkadaşları, yapmış oldukları çalışmalarında faz kontrollü doğrultuculara alternatif olarak AA/DA doğrultucularda güç faktörünün düzeltilmesi için yeni bir YSA denetleyicisi geliştirmişlerdir. Elde ettikleri sonuçlarında, güç faktörünü bire yaklaştırmışlar ve daha hızlı tepki süresi elde etmişlerdir (47). Leyva ve diğerleri yapmış oldukları çalışmalarında, gerilim beslemeli DGM' li eviricilerde YSA modelini oluşturmuşlardır. Oluşturdukları bu modelle evirici için gerekli tetikleme sinyallerini üretmişlerdir. Üretmiş oldukları bu

sinyaller sayesinde evirici çıkışındaki gerilim harmoniklerini en aza indirmişlerdir (48-54).

Bu tez çalışmasında, senkron düzlem akım PI denetleyicisi yerine duran düzlemde senkron düzlem akım PI denetleyicisi kullanılmıştır. Böylelikle sistem basitleştirilmiş olup ve YSA kullanımına daha uygun hale getirilmiştir. Alan yönlendirmeli denetim ve ters park dönüşüm matrisi kaldırılmıştır. Bunların yerine bir YSA modeli tasarlanmıştır. YSA modeline giriş olarak, hız PI denetleyicisinin çıkışı olan referans i_{sq}^{e*} akımı ve bir önceki değeri, ASM' nin rotor hızı ω_r ve bir önceki değeri, duran referans akım bileşenleri i_{sq}^{s*} ve i_{sd}^{s*}' nin bir önceki değerleri ve son olarak senkron açısal hızın ω_e bir önceki değeri ağa giriş olarak uygulanmıştır. Ağın çıkışı olarak da duran referans akım bileşenleri i_{sq}^{s*}, i_{sd}^{s*} ve senkron açısal hız, PI akım denetleyici kullanılmak üzere elde edilmiştir.

Böylece, YSA giriş katmanı yedi düğümden çıkış katmanı ise üç düğümden oluşmaktadır. Bu sistem için en uygun ağ yapısı çeşitli denemeler sonucunda iki gizli katman olarak yeterli bulunmuş olup her katmanlardaki düğüm sayıları ondur. Geliştirilen bu YSA modeli denetimi ile alan yönlendirmeli denetim yöntemindeki denetleyicinin karmaşıklığı ve motor parametre değişimlerinin etkisi azaltılmıştır, denetleyicinin tepki süresi ve sürücünün gürbüzlüğü geliştirilmiştir. Hem YSA modeli denetimi hem de klasik denetleyici, iki-seviyeli ve üç-seviyeli evirici için motorun farklı çalışma koşullarında benzetim ve uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Hem benzetim hem de uygulama sonuçlarına göre üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli performansının klasik denetleyiciden daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

Aynı zamanda deneysel sonuçları gözlemlemek için bir DA kaynağından beslenen üç fazlı üç-seviyeli diyot-tutmalı bir evirici tasarlanmıştır. Gerçekleştirilen bu uygulamada evirici için gerekli olan 12 adet DGM sinyali Texas Instruments firması tarafından geliştirilen TMS320LF2407A sayısal işaret işlemci (Sİİ) ile üretilmiştir.

2. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN VEKTÖR MODELİ VE DENETİMİ

2.1. Asenkron Motorlar

Endüstriyel uygulamalarda ASM modellerinden özellikle üç-fazlı ve rotoru sincap kafesli olan modelleri daha çok kullanılmaktadır. DA makinalarının dinamik davranış karakteristikleri ASM' lerden daha iyi olmasına rağmen ASM' ler DA makinalarına göre yapı itibariyle daha basittirler. ASM' ler sağlam, güvenilir, maliyeti düşük, az bakım gerektiren, çevresel koşullardan etkilenmeme ve büyük güçte imal edilebilmelerinden dolayı daha çok tercih edilmektedir. Bunun yanında tehlikeli ve kirli ortamlarda da kullanılabilirler (3).

2.2. Üç-Fazlı ASM' nin Matematiksel Modeli

Bir sistemin matematiksel modeli ya sistemin fiziksel davranışının benzetimini yapmak, yada bir algoritmaya dayalı gerçek zamanda kontrolünü gerçekleştirmek için gereklidir. Matematiksel modeller, sistemin gerçek fiziksel davranışına oldukça uyumlu olmalı ve o davranışı iyi bir şekilde ifade etmelidir. Model basit olmalı, modelin karmaşıklığı kontrol işlemlerinin sürelerini uzatacak ve sistemin verimini düşürecektir. Modellerde kullanılan makinanın fiziksel büyüklüklerinin, skaler değil de vektörel olarak göz önüne alınabilmesi, sistem modelinin doğruluğunu artırmaktadır. Özellikle makinaların geçici hal davranışlarında oluşacak hata önemli derecede azalacaktır (55).

3-fazlı ASM' nin simetrik bir yapıya sahip olması durumunda matematiksel modeli oluşturulurken aşağıdaki bazı modelleme varsayımları kullanılacaktır.

- Stator sargıları stator olukların düzgün olarak yerleştirilmiş olup hava aralığındaki akının sinüsoidal olduğu,
- Manyetik devre doğrusal kabul edildiğinden doymanın oluşmadığı,
- Stator ve rotor sargılarının, direnç ve endüktansları frekans ve sıcaklık etkisi ile değişmediği,

- Akım yığılması (deri olayı) olayının ihmal edildiği,
- Manyetik kısımların geçirgenliğinin sonsuz olduğu,
- Histerisiz ve fuko kayıplarının ihmal edildiği,
- Rotor çubuklarının, rotor eksenine göre simetrik olarak yayıldığı,

2 kutuplu bir motor için stator ve rotor 3 faz sargıları dengeli olarak kabul edilir. Burada stator sargıları as, bs ve cs olarak isimlendirilir. Stator sargılarının sarım sayıları (N_s) birbirine eşittir. Sargılar arasında $\pm 120^\circ$ faz farkı olup as sargısına simetrik olarak stator oyuklarına yerleştirilmiştir. Alt indis olarak "s" kullanılması "stator" veya "durağan" sargıları olduğu anlamına gelir. Aynı şekilde rotor sargıları ar, br ve cr olarak isimlendirilir. Alt indis olarak "r" kullanılması "rotor" veya "döner" sargıları olduğu anlamına gelir. Şekil 2.1' de 3 fazlı ASM' nin manyetik eksen düzlemi verilmiştir (56).

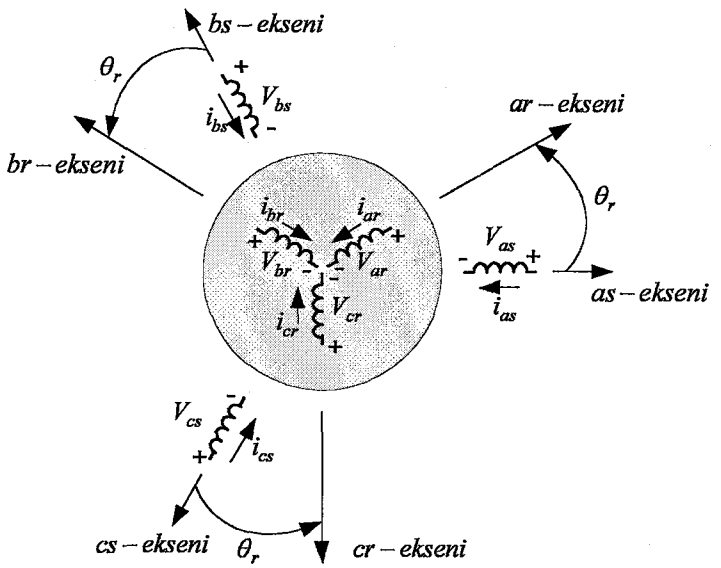
Şekil 2.1' deki stator ve rotor devrelerinin gerilim eşitlikleri matrisel formda aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + p\lambda_{abcs} \qquad [2.1]$$

$$v_{abcr} = r_r i_{abcr} + p\lambda_{abcr} \qquad [2.2]$$

Eş. 2.1 ve Eş. 2.2' deki p ifadesi (d/dt) türev operatörüdür. Statora ait değişkenler v_{abcs}, i_{abcs} ve λ_{abcs} ifadeleri vektörel olarak aşağıdaki Eş.2.3' de verilmiştir.

$$v_{abcs} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; \qquad i_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \qquad \lambda_{abcs} = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix}; \quad [2.3]$$



Şekil 2.1. Üç-fazlı ASM' nin manyetik eksen düzlemi.

Benzer şekilde rotora ait değişkenler v_{abcr}, i_{abcr} ve λ_{abcr} ifadeleri vektörel olarak aşağıdaki Eş.2.4' de verilmiştir.

$$v_{abcr} = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; \qquad i_{abcr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; \qquad \lambda_{abcr} = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix}; \quad [2.4]$$

Eş.2.3' deki statora ait faz gerilimini, faz akımını ve faz akısını Eş.2.5' deki gibi yazmak mümkündür.

$$\begin{aligned} v_{as} &= r_s i_{as} + p\lambda_{as} \\ v_{bs} &= r_s i_{bs} + p\lambda_{bs} \\ v_{cs} &= r_s i_{cs} + p\lambda_{cs} \end{aligned} \qquad [2.5]$$

Eş.2.4' deki rotora ait faz gerilimini, faz akımını ve faz akısını Eş.2.6' deki gibi yazmak mümkündür.

$$\begin{aligned} v_{ar} &= r_r i_{ar} + p\lambda_{ar} \\ v_{br} &= r_r i_{br} + p\lambda_{br} \\ v_{cr} &= r_r i_{cr} + p\lambda_{cr} \end{aligned} \qquad [2.6]$$

Genel olarak stator ve rotor fazları birbirine bağımlıdır. Makinanın faz akıları da akımlara bağlı olup Eş. 2.7' de bu durum gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} \lambda_{abcs} &= \lambda_{abcs(s)} + \lambda_{abcs(r)} \\ \lambda_{abcr} &= \lambda_{abcr(s)} + \lambda_{abcr(r)} \end{aligned} \qquad [2.7]$$

burada,

$$\lambda_{abcs(s)} = \begin{bmatrix} L_{as} & L_{abs} & L_{acs} \\ L_{abs} & L_{bs} & L_{bcs} \\ L_{acs} & L_{bcs} & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \qquad [2.8]$$

$$\lambda_{abcs(r)} = \begin{bmatrix} L_{as,ar} & L_{as,br} & L_{as,cr} \\ L_{bs,ar} & L_{bs,br} & L_{bs,cr} \\ L_{cs,ar} & L_{cs,br} & L_{cs,cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \qquad [2.9]$$

$$\lambda_{abcr(s)} = \begin{bmatrix} L_{ar,as} & L_{ar,bs} & L_{ar,cs} \\ L_{br,as} & L_{br,bs} & L_{br,cs} \\ L_{cr,as} & L_{cr,bs} & L_{cr,cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \qquad [2.10]$$

$$\lambda_{abcr(r)} = \begin{bmatrix} L_{ar} & L_{abr} & L_{acr} \\ L_{abr} & L_{br} & L_{bcr} \\ L_{acr} & L_{bcr} & L_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \qquad [2.11]$$

Statora ait bir faz endüktansları (L_{as}, L_{bs}, L_{cs}); stator mıknatıslanma endüktansı (L_{ms}) ile stator kaçak endüktansları (L_{ls}) toplamına eşittir. Bu durum Eş.2.12' de gösterilmiştir.

$$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_{ls} + L_{ms} \qquad [2.12]$$

Stator faz sargıları as ve bs, bs ve cs, cs ve as arasındaki ortak endüktans Eş.2.13' de verilmiştir.

$$L_{abs} = L_{bcs} = L_{cas} = -\frac{L_{ms}}{2} \qquad [2.13]$$

Stator sargılarındaki as, bs ve cs fazlarına ait kaçak akılar endüktans ve akımlar çarpımlarından oluşmaktadır. Eş. 2.14' de bu durum verilmiştir.

$$\lambda_{abcs(s)} = \begin{bmatrix} L_{ls}+L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls}+L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls}+L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \qquad [2.14]$$

Stator ve rotor sargıları arasında ortak bağ bulunmaktadır. Şekil 2.1' de rotor fazı "ar" ve stator fazı "as" arasında θ_r elektriksel açı vardır ve θ_r değişkendir. Benzer şekilde rotor fazları br ve cr sırasıyla stator fazları bs ve cs arasında da θ_r elektriksel açısı bulunur. Stator ile rotor arasındaki ortak endüktanslar, sargı eksenleri arasındaki açının kosinüsdür. $(as\text{-}ar)$, $(bs\text{-}br)$ ve $(cs\text{-}cr)$ sargıları arasında θ_r açısı vardır. Eş. 2.15' de bu durum gösterilmiştir.

$$L_{as,ar} = L_{bs,br} = L_{cs,cr} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos\theta_r \qquad [2.15]$$

$(as-br)$, $(bs-cr)$ ve $(cs-ar)$ sargıları arasında $\theta_r + 2\pi/3$ açısı vardır. Eş. 2.16' da bu durum gösterilmiştir.

$$L_{as,br} = L_{bs,cr} = L_{cs,ar} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \qquad [2.16]$$

Son olarak $(as-cr)$, $(bs-ar)$ ve $(cs-br)$ sargıları arasında $\theta_r - 2\pi/3$ açısı vardır. Eş. 2.17' de bu durum gösterilmiştir.

$$L_{as,cr} = L_{bs,ar} = L_{cs,br} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \qquad [2.17]$$

Eş. 2.15, 2.16 ve 2.17' de rotor ve stator arasındaki bağlantı verilmiştir. Rotor devresi akı değerinin stator devresine aktarılmasında dönüştürme katsayısı kullanılır. Bu dönüşüm işlemi için rotor ve stator sipir sayılarının birbirine oranı (N_r / N_s) alınır.

$$\lambda_{abcs(r)} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \qquad [2.18]$$

Stator sargılarının toplam akı bağı stator ve rotor devrelerinin toplamı olup bu ifade Eş. 2.7' de verilmiştir.

Aynı şekilde rotor kaçak akısını belirlemek için yukarıdaki eşitliklerdeki işlemleri yapmak gerekir. Rotor akımları kullanılarak rotor devresine ait rotor akı bağı Eş. 2.19' da verilmiştir.

$$\lambda_{abcr(r)} = \begin{bmatrix} L_{lr} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & L_{lr} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & L_{lr} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad [2.19]$$

L_{lr} rotor kaçak endüktansıdır. Stator devresindeki akımların rotor sargılarındaki akı bağı Eş. 2.20' de verilmiştir.

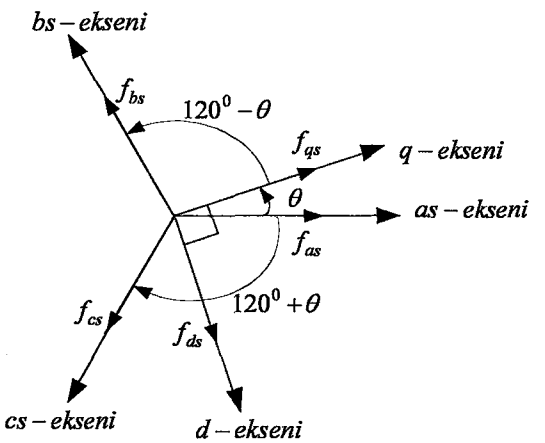
$$\lambda_{abcr(s)} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad [2.20]$$

Üç fazdan iki faza dönüşüm sırasında $L_m = (3/2)L_{ms}$ alınması gerekir.

2.3. Üç Fazdan İki Faza Dönüşüm

Üç fazlı motorun altı sargısı arasında manyetik bir bağıntı vardır. Bu bağıntıların basitleştirilmesi bakımından senkron ve DA motorlarında olduğu gibi hava aralığı mmk'i iki dik düzlem yönünde bileşenlerine ayrılarak yapılabilir. İki düzlem genellikle *dq* (**d**irect ve **q**uadrature) olarak gösterilir. Stator ve rotor için kabul edilen ortak düzlem, rotor dönüş açısına bağlı değildir. Keyfi olarak seçilen bu düzleme keyfi referans düzlemi denir ve stator fazlarından herhangi birine göre rastgele seçilmiş bir açıda (θ) konumlandırılabilir. Stator ve rotor değişkenleri bu iki düzleme aktarılır. Şekil 2.2' de üç fazlı *abc* ekseni ile iki fazlı *dq* ekseni arasındaki geometrik ilişki görülmektedir. Şekil 2.2' de a ekseni ile *q* ekseni arasında θ açısı olup *d* ekseni *q* ekseninin 90^0 gerisindedir. Şekil 2.2' deki stator referans düzlemine ait dönüşümler matrisel olarak Eş. 2.21 ve Eş. 2.22' de verilmiştir. Üç

fazlı sistemdeki her bir sargının sarım sayısı N olup iki fazlı sistemde ise her bir sargının sarım sayısı $3N/2$' dir. Böylece her iki sistemde aynı mmk üretilmiş olur.



Şekil 2.2. abc -ekseninden dq -eksenine dönüşüm.

Üç fazlı düzlemden iki fazlı düzleme dönüşüm Eş. 2.21' de verilmiştir.

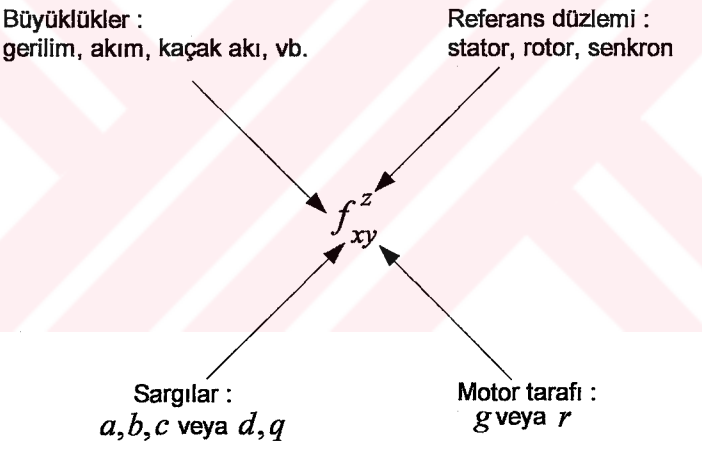
$$\begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \qquad [2.21]$$

İki fazlı düzlemden üç fazlı düzleme ters dönüşüm ise Eş. 2.22' de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} \qquad [2.22]$$

Eş. 2.21 ve Eş. 2.22' deki sistem dengeli ise f_o ifadesinin değeri sıfıra eşittir. ASM' ye ait faz gerilimleri veya akımlarının dengeli olmaması durumunda eşitliklerde f_o bileşeninde işlemlere katılması gerekir. Aynı şekilde rotora ait değişkenlerde yeni düzleme taşınması gerekir. Eş. 2.21 ve Eş.2.22' deki bu dönüşümler rotor referans düzlemi içinde yapılır.

Şekil 2.3' de "f" sembolü; gerilim (v), akım (i) ve kaçak akı (λ) vb. büyüklükleri. "z" sembolü; durağan (s), rotor (r) ve senkron (e) referans düzlemlerini. "x" sembolü; a,b,c veya d,q sargılarını. "y" sembolü; motorun stator (s) veya rotor (r) kısmını olduğunu göstermektedir (57).



Şekil 2.3. Dönüşüm büyüklüklerinin sembolleri

2.3.1. ASM modelinde kullanılan referans düzlemleri

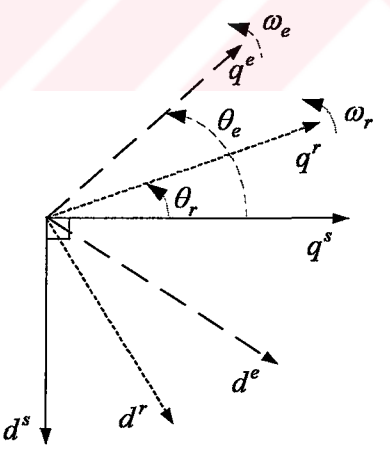
Elektrik makinaları analizinde ve güç sistemlerinde ortak kullanılan referans düzlemleri Çizelge 2.1' de gösterilmiştir. Bunlar keyfi, durağan, rotor ve senkron referans düzlemleridir. Verilen referans düzlemlerinin her biri durağan referans düzlemi için uygulanmıştır (58).

Çizelge 2.1' de özet olarak verilen referans düzlemlerin kendi aralarında da dönüşüm yapılabilmektedir. Motorun hız ve pozisyonu denetimine göre kullanılacak kontrol

algoritması göz önüne alınarak referans düzlemlerine dönüşüm yapılabilir. Bu durum Şekil 2.4' de verilmiştir.

Çizelge 2.1. Referans düzlemleri

Referans düzlem hızı	Referans düzlem pozisyonu	Açıklama	Değişkenler
ω	θ	Durağan referans düzlemi - keyfi referans düzlemi	f_{dqos} veya f_{ds}, f_{qs}, f_{os}
0	0	Durağan referans düzlemi - durağan referans düzlemi	f^s_{dqos} veya $f^s_{ds}, f^s_{qs}, f^s_{os}$
ω_r	θ_r	Durağan referans düzlemi – rotor referans düzlemi	f^r_{dqos} veya $f^r_{ds}, f^r_{qs}, f^r_{os}$
ω_e	θ_e	Durağan referans düzlemi – senkron referans düzlemi	f^e_{dqos} veya $f^e_{ds}, f^e_{qs}, f^e_{os}$



Şekil 2.4. ASM değişkenlerinin aktarıldığı $d-q$ referans düzlemleri

Durağan referans düzlemi

Durağan referans düzlemindeki gerçek eksen, stator faz sargılarından birinin düzlemine bindirilir. Bu durumda Referans düzlemin açısal hız değeri statora sabitlendiği hem açısal hız $\omega = 0$ hem de açısal pozisyon $\theta = 0$ olur. Sabit eksen

düzleminde değer alan değişkenler $d^s - q^s$ ile ifade edilir. Açısal hızın sıfır olduğu kabul edilerek stator ve rotor kaçak akıları Eş. 2.23' de verilmiştir (4, 18).

$$\begin{aligned}
\lambda_{qs}^s &= L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \\
\lambda_{ds}^s &= L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \\
\lambda_{qr}^s &= L_r i_{qr}^s + L_m i_{qs}^s \\
\lambda_{dr}^s &= L_r i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s
\end{aligned} \qquad [2.23]$$

dir. Eş. 2.23'de $L_s = L_{ls} + L_m$ olup stator endüktansını ifade eder ve kaçak endüktans ve mıknatıslama endüktansının toplamına eşittir. Aynı şekilde rotor endüktansının ifadeside, rotor kaçak endüktansı ve mıknatıslama endüktansının toplamına eşittir. $L_r = L_{lr} + L_m$ ile ifade edilir. Rotora ait yazılan tüm ifadeler, statora aktarılmış durum değerleridir. Bu işlem için dönüştürme oranı kullanılır.

Stator ve rotor gerilimlerinin stator eksen takımındaki ifadesi Eş. 2.24' deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
v_{qs}^s &= R_s i_{qs}^s + p\lambda_{qs}^s \\
v_{ds}^s &= R_s i_{ds}^s + p\lambda_{ds}^s \\
v_{qr}^s &= R_r i_{qr}^s - \omega_r \lambda_{dr}^s + p\lambda_{qr}^s \\
v_{dr}^s &= R_r i_{dr}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s + p\lambda_{dr}^s
\end{aligned} \qquad [2.24]$$

Eş. 2.23' deki akı ifadeleri Eş. 2.24' de yerlerine yazılacak olursa, stator ve rotor gerilimleri matrisel formda Eş. 2.25' deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{qr}^s \\ v_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & -\omega_r L_m & R_r + L_r p & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & L_m p & \omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \end{bmatrix} \qquad [2.25]$$

ASM' de üretilen elektromanyetik moment ifadesi Eş. 2.26' de verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2} L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \qquad [2.26]$$

dir. Yukarıdaki moment eşitliğinde P; kutup sayısını ve L_m; üç faz düzleminden iki faz düzlemine indirgenmiş stator mıknatıslama endüktans değerini ifade eder.

Motorun stator faz gerilimleri, akımları veya akıları Eş. 2.21 kullanılarak iki faza aktarılabilir. Ve sistem dengeli bir sistem ise $f_{as} + f_{bs} + f_{cs} = 0$ olduğu kabul edilir. İki fazlı $d-q$ sistemi Eş. 2.27' deki gibi yazılır.

$$\begin{aligned} f_{qs} &= f_{as} \\ f_{ds} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(f_{cs} - f_{bs}) \end{aligned} \qquad [2.27]$$

Rotor referans düzlemi

ASM' ye ait üç faz değişkenleri rotor referans düzlemine aktarılır. Bu durum Şekil 2.2'de $\theta = \theta_r$ ve $\omega = \omega_r$ olması durumudur. Tüm değişkenler rotor referans düzleminde ifade edilirken $d^r - q^r$ indisleri ile tanımlanır. Rotorun bulunduğu açısal pozisyon ve açısal hız değeri stator ve rotor değişkenlerinin bu eksen takımına aktarılmasında kullanılır. Stator ve rotor akılarının ifadesi Eş. 2.28' de verilmiştir.

$$\begin{aligned} \lambda_{qs}^r &= L_s i_{qs}^r + L_m i_{qr}^r \\ \lambda_{ds}^r &= L_s i_{ds}^r + L_m i_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r &= L_r i_{qr}^r + L_m i_{qs}^r \\ \lambda_{dr}^r &= L_r i_{dr}^r + L_m i_{ds}^r \end{aligned} \qquad [2.28]$$

Stator ve rotor gerilimlerinin rotor eksen düzlemindeki ifadeleri Eş. 2.29' da verilmiştir.

$$
\begin{aligned}
v_{qs}^{r} &= R_s i_{qs}^{r} + \omega_r \lambda_{ds}^{r} + p\lambda_{qs}^{r} \\
v_{ds}^{r} &= R_s i_{ds}^{r} - \omega_r \lambda_{qs}^{r} + p\lambda_{ds}^{r} \\
v_{qr}^{r} &= R_r i_{qr}^{r} + p\lambda_{qr}^{r} \\
v_{dr}^{r} &= R_r i_{dr}^{r} + p\lambda_{dr}^{r}
\end{aligned}
\qquad [2.28]
$$

Eş. 2.27' deki akı ifadeleri Eş. 2.28' de yerlerine yazılacak olursa, stator ve rotor gerilimleri matrisel formda .Eş. 2.29' daki gibi yazılabilir.

$$
\begin{bmatrix} v_{qs}^{r} \\ v_{ds}^{r} \\ v_{qr}^{r} \\ v_{dr}^{r} \end{bmatrix} =
\begin{bmatrix}
R_s + L_s p & \omega_r L_s & L_m p & \omega_r L_m \\
-\omega_r L_s & R_s + L_s p & -\omega_r L_m & L_m p \\
L_m p & 0 & R_r + L_r p & 0 \\
0 & L_m p & 0 & R_r + L_r p
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} i_{qs}^{r} \\ i_{ds}^{r} \\ i_{qr}^{r} \\ i_{dr}^{r} \end{bmatrix}
\qquad [2.29]
$$

ASM' de üretilen elektromanyetik moment ifadesi Eş. 2. 30' da verilmiştir.

$$
T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2} L_m \left(i_{qs}^{r} i_{dr}^{r} - i_{ds}^{r} i_{qr}^{r} \right)
\qquad [2.30]
$$

Yine motorun rotor faz gerilimleri, akımları veya akıları Eş. 2.21 kullanılarak iki faza aktarılabilir.

Senkron referans düzlemi

ASM stator ve rotor değişkenleri senkron hızda dönen düzleme aktarılır. Şekil 2.2' de $\theta = \theta_e$ ve $\omega = \omega_e$ olması durumudur. Senkron eksen takımında dönüşümler için motorun senkron elektriksel hız ve pozisyon değeri kullanılır. Tüm değişkenler senkron referans düzleminde ifade edilirken indisleri $d^e - q^e$ ile tanımlanır. Stator ve rotor akılarının ifadesi Eş. 2.31' de verilmiştir.

$$\begin{aligned}\lambda_{qs}^{e} &= L_s i_{qs}^{e} + L_m i_{qr}^{e} \\ \lambda_{ds}^{e} &= L_s i_{ds}^{e} + L_m i_{dr}^{e} \\ \lambda_{qr}^{e} &= L_r i_{qr}^{e} + L_m i_{qs}^{e} \\ \lambda_{dr}^{e} &= L_r i_{dr}^{e} + L_m i_{ds}^{e}\end{aligned} \qquad [2.31]$$

Stator ve rotor gerilimlerinin rotor eksen düzlemindeki ifadeleri Eş. 2.32' de verilmiştir.

$$\begin{aligned}v_{qs}^{e} &= R_s i_{qs}^{e} + \omega_r \lambda_{ds}^{e} + p\lambda_{qs}^{e} \\ v_{ds}^{e} &= R_s i_{ds}^{e} - \omega_r \lambda_{qs}^{e} + p\lambda_{ds}^{e} \\ v_{qr}^{e} &= R_r i_{qr}^{e} + (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr}^{e} + p\lambda_{qr}^{e} \\ v_{dr}^{e} &= R_r i_{dr}^{e} - (\omega_e - \omega_r)\lambda_{qr}^{e} + p\lambda_{dr}^{e}\end{aligned} \qquad [2.32]$$

Eş. 2.31' deki akı ifadeleri Eş. 2.32' de yerlerine yazılacak olursa, stator ve rotor gerilimleri matrisel formda Eş. 2.33' deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{e} \\ v_{ds}^{e} \\ v_{qr}^{e} \\ v_{dr}^{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_e L_s & L_m p & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p & -\omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + L_r p & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & L_m p & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{e} \\ i_{ds}^{e} \\ i_{qr}^{e} \\ i_{dr}^{e} \end{bmatrix} \qquad [2.33]$$

ASM' de üretilen elektromanyetik moment ifadesi Eş. 2. 34' de verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2} L_m \left(i_{qs}^{e} i_{dr}^{e} - i_{ds}^{e} i_{qr}^{e} \right) \qquad [2.34]$$

Eş. 2.34' deki elektromanyetik moment ifadesi ASM' nin senkron hızda dönen düzlem sistemindeki elektriksel davranışlarından çıkarılmıştır. Eş. 2.35' de ise elektromanyetik moment ifadesi ASM' nin senkron hızda dönen düzlem sisteminde dinamik davranışlarından çıkarılmıştır.

$$T_e = J\frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L = \frac{2}{P}J\frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \qquad [2.35]$$

Eşitlikteki J = atalet moment sabiti, ω_m = mekaniksel hız, B = sürtünme katsayısı ve T_L = yük momentidir.

Tekrar motorun rotor faz gerilimleri, akımları veya akıları Eş. 2.21 kullanılarak iki faza aktarılabilir.

2.3.2. Referans düzlemleri arası dönüşüm

Şekil 2.4' te görüldüğü gibi durağan referans düzlemindeki $(d^s - q^s)$ değişkenlerini senkron referans düzlemine $(d^e - q^e)$ aktarmak istersek,

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^e \\ f_{ds}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs}^s \\ f_{ds}^s \end{bmatrix} \qquad [2.36]$$

Eğer senkron referans düzlemdeki $(d^e - q^e)$ değişkenler tekrar durağan referans düzleme aktarılacak olursa dönüşüm matrisinin tersi alınır. Bu durumda Eş. 2.37' de gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^s \\ f_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs}^e \\ f_{ds}^e \end{bmatrix} \qquad [2.37]$$

2.4. ASM Kontrol Yöntemleri

Daha önceleri ASM' ler skalar kontrol yöntemleri ile kontrol edilmekteydi. Güç elektroniği elemanlarının hızlarının ve kapasitelerinin artması, daha güçlü mikroişlemcilerin üretilmesi ile vektör kontrol yöntemleri kullanılmaya başlamıştır (18, 59).

Skalar kontrol yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı ASM sürücü sistemlerinin kararlı durum performansları iyi fakat dinamik cevaplama performansları kötüdür. Dinamik performansındaki cevaplamanın kötü olmasının sebebi hava boşluğu kaçak akısındaki salınımlardır. Kaçak akıdaki bu salınımlar stator ve rotor faz akımlarının frekans ve genlikleri ve onların ani fazları kontrol edilerek yok edilebilir. Şimdiye kadarki denetim yöntemlerinde stator akımları genlik ve frekansı kontrol edilip onların fazları kontrol edilmemiştir.

Hava boşluğu kaçak akısındaki osilasyon sonucunu elektromanyetik momentinde de osilasyon meydana gelmektedir. Bunun sonucunda hızda da osilasyon oluşur. Bu durumun yüksek performanslı sürücü sistemlerinde olması istenmez. Çünkü bu tip uygulamalarda yüksek doğruluk, hızlı pozisyon ve hız kontrolü gerekir. Akı ve moment ayrı ayrı kontrol edilirse bu sorunların üstesinden gelinebilir. Bu kontrol yöntemine vektör kontrolü (alan yönlendirmeli) adı verilir (4, 5).

ASM' nin alan yönlendirmeli kontrolü, momentin birbirinden bağımsız denetlenebilen bileşenlerden oluşturulması temeline dayanır. Burada istenen yapı doğru akım motorlarındaki moment kontrol özelliklerinin elde edilmesidir. Vektör kontrollü ASM sürücüsü, yabancı uyartımlı DA motorlarına benzemektedir. Bu durum Şekil 2.5' de gösterilmiştir. Yabancı uyartımlı DA motorlarında moment ifadesi Eş.2.38' deki gibi bulunur.

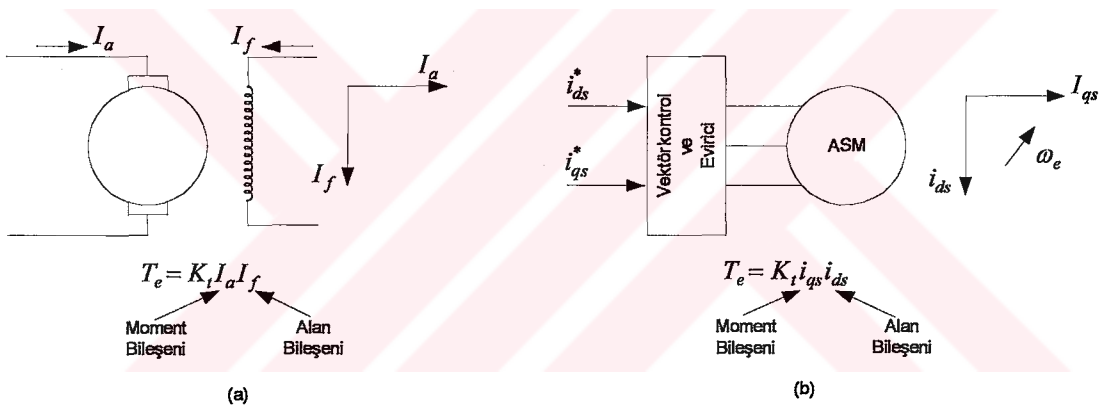
$$T_e = K_t I_a I_f \qquad [2.38]$$

Burada I_a endüvi akımını, I_f uyartım akımını ve K_t ise motorun moment sabitidir. Bir DA motorunun yapısını I_f uyartım akımı tarafından üretilen λ_f uyartım akısı ve I_a endüvi akımı tarafından üretilen λ_a endüvi akısı oluşturmaktadır. Bu akımlar birbirinden bağımsız ve ortogonaldir. Şekil 2.5 (a)' da görülmektedir.

Eğer ASM' nin dinamik denklemlerinin senkron dönen referans düzleminde

$(d^e - q^e)$ olduğunu düşünürsek buradaki kararlı durumda sinüsoidal büyüklüklerin DA büyüklükler olduğu görülür. Şekil 2.5 (b)' de iki kontrol girişi olan i_{ds}^* ve i_{qs}^* akımları vektör kontrol ve eviricinin girişi olarak görülmektedir. Bu akımlar stator akımının i_{ds} boyuna (direct) eksen bileşenini ve i_{qs} enine (quadrature) eksen bileşenini senkron dönen referans düzleminde göstermektedir. Vektör kontrol yönteminde DA motorunda olduğu gibi i_{ds}, I_f uyartım akımına ve i_{qs} ise I_a endüvi akımına denk gelmektedir. ASM için moment Eş.2.39' daki gibi bulunur.

$$T_e = K_t i_{qs} i_{ds} \qquad [2.39]$$



Şekil 2.5. (a)Yabancı uyartımlı DA motor, (b) Vektör kontrollü ASM

2.4.1. Vektör kontrol yöntemleri

Vektör kontrol uygulamalarında temel iki yöntem vardır. Bunlar, Blasche tarafından bulunan doğrudan vektör ya da geri beslemeli kontrol yöntemi ve Hasse tarafından bulunan dolaylı vektör ya da ileri beslemeli kontrol yöntemleridir (18).

Doğrudan vektör kontrol yöntemi

Doğrudan vektör kontrol yönteminde akı doğrudan ölçülerek bulunur. Ölçme yönteminde hava aralığına yerleştirilen akı algılayıcıları (Hall-effect), statora özel olarak yerleştirilen akı bobinleri tarafından veya gözlemleyici model kullanılarak

bulunur. Akı algılayıcıların sıcaklıktan etkilenmesi ve kırılgan olması dezavantajıdır. Ayrıca vektör kontrolünde hava aralığı akısı istenmeyen bir kararlılık problemine yol açar (59, 60).

Dolaylı vektör kontrol yöntemi

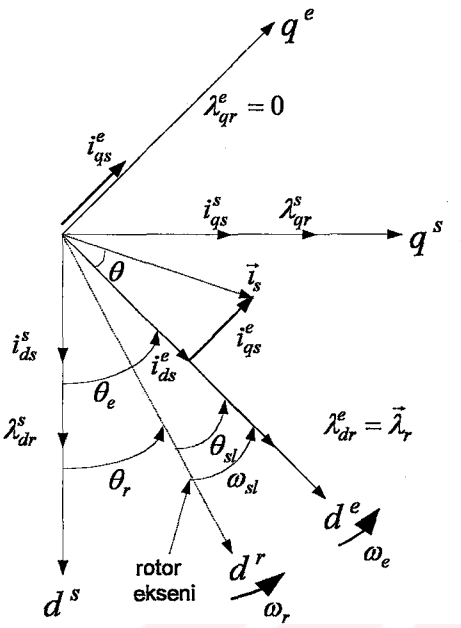
Dolaylı vektör kontrol yönteminde akıyı belirlemek için akı algılayıcısına ve gözlemleyici model kullanılmasına gerek yoktur. Bunların yerine rotor miline yerleştirilen pozisyon veya hız algılayıcısı kullanılır. Dolaylı vektör kontrol yöntemi endüstriyel uygulamalarda çok popülerdir. Şekil 2.6' da dolaylı vektör kontrolüne ait düzlem dönüşümleri gösterilmektedir. $d^s - q^s$ eksenleri stator eksenine sabitlenmiş olup durağan haldedir. Fakat rotor değişkenleri $d^r - q^r$ rotor eksenine sabitlenmiş olup ω_r hızıyla dönmektedir. Senkron referans ekseni $d^e - q^e$ ile rotor referans ekseni $d^r - q^r$ arasında pozitif kayma açısı θ_{sl} vardır. Böylece senkron pozisyon rotor pozisyonu ile kayma pozisyonunun toplamı veya senkron hız rotor hızı ile kayma hızın toplamına eşittir. Bu durum Eş. 2.40' da gösterilmektedir.

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \qquad [2.40]$$

Senkron referans düzlemi için stator ve rotor gerilim eşitlikleri Eş. 2.32' de verilmiştir. Sincap kafesli ASM' de rotor devresi kısa devre edildiği için rotor gerilimleri sıfır olarak alınır ve rotor devresi gerilimleri Eş. 2.41' de verilmektedir.

$$\begin{aligned} R_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr}^e + p\lambda_{qr}^e &= 0 \\ R_r i_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r)\lambda_{qr}^e + p\lambda_{dr}^e &= 0 \end{aligned} \qquad [2.41]$$

Eş. 2.41' de ifade edildiği gibi senkron hız durumundan rotor hızını çıkartırsak kayma hız değeri Eş. 2.42' deki gibi elde edilir.



Şekil 2.6. Dolaylı vektör kontrolüne ait düzlem dönüşümleri

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r \qquad [2.42]$$

Eş. 2.31' de senkron referans düzlemindeki stator ve rotor devresine ait akı eşitlikleri verilmiştir. Burada rotor devresi akı eşitliğini kullanarak rotor devresine ait akımlar Eş. 2.43' deki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} i^e_{dr} &= \frac{1}{L_r}\lambda^e_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i^e_{ds} \\ i^e_{qr} &= \frac{1}{L_r}\lambda^e_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i^e_{qs} \end{aligned} \qquad [2.43]$$

Eş. 2.43' deki ifadeler Eş. 2.41' de yerine konulursa Eş. 2.44 elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{R_r}{L_r}\lambda^e_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r\, i^e_{qs} + \omega_{sl}\lambda^e_{dr} + p\lambda^e_{qr} = 0 \\ \frac{R_r}{L_r}\lambda^e_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r\, i^e_{ds} - \omega_{sl}\lambda^e_{qr} + p\lambda^e_{dr} = 0 \end{aligned} \qquad [2.44]$$

Rotor akı vektörü $\vec{\lambda}_r^e$ birbirinden bağımsız λ_{dr}^e ve λ_{qr}^e akı vektörlerinden oluşmaktadır. λ_{qr}^e sıfıra eşitlenerek değişken sayısı bire indirilmiş olur.

$$\lambda_{qr}^e = 0 \qquad [2.45]$$

$$p\lambda_{qr}^e = 0 \qquad [2.46]$$

Böylece toplam akı vektörü d^e eksenindeki akıya eşit olur.

$$\lambda_{dr}^e = \vec{\lambda}_r^e \qquad [2.47]$$

Eş. 2.45, Eş 2.46 ve Eş. 2.47' ye göre Eş. 2.44 tekrar yazılacak olunursa Eş. 2.48 ve Eş. 2.49 elde edilir.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r}\frac{L_m}{\vec{\lambda}_r^e} i_{qs}^e \qquad [2.48]$$

Eş. 2.48' de kayma açısal hızı doğrudan rotor zaman sabiti $\tau_r = L_r / R_r$' ye bağlıdır.

Senkron dönen referans düzleminde rotor mıknatıslanma akımı Eş. 2.49' da verilmiştir (61).

$$i_{mr}^e = \frac{\vec{\lambda}_r^e}{L_m} \qquad [2.49]$$

Eş. 2.43' deki λ_{dr}^e ifadesi yerine Eş. 2.49 ifadesi yazılacak olursa Eş. 2.50 elde edilir.

$$i_{dr}^e = \frac{L_m}{L_r} i_{mr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \qquad [2.50]$$

Eş. 2.41' deki i_{dr}^{e} ifadesi yerine Eş. 2.50 ifadesi yazılırsa Eş. 2.51 elde edilir.

$$i_{ds}^{e} = i_{mr}^{e} + \frac{L_r}{R_r} p i_{mr}^{e} \qquad [2.51]$$

Eş. 2.34' deki elektromanyetik moment ifadesindeki rotor akımları yerine rotor akıları kullanılarak tekrar yazılırsa Eş. 2.52 elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}(\lambda_{dr}^{e} i_{qs}^{e} - \lambda_{qr}^{e} i_{ds}^{e}) \qquad [2.52]$$

Eş. 2.45 ve Eş.2.49, Eş. 2.52' de yerine konulursa akımın moment bileşeni olan akım Eş. 2.53' deki gibi edilir.

$$i_{qs}^{e} = \frac{T_e}{\frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^{e}} \qquad [2.53]$$

Açısal kayma hızı Eş. 2.55' deki gibi yazmak mükündür.

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau}\frac{i_{qs}^{e}}{i_{ds}^{e}} \qquad [2.55]$$

Eş. 2.52' deki elektromanyetik moment ifadesi ise Eş. 2.56' daki gibi yazılır.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m^2}{L_r}\left(i_{ds}^{e} i_{qs}^{e}\right) \qquad [2.56]$$

3. ÜÇ-SEVİYELİ EVİRİCİ VE MODÜLASYON TEKNİKLERİ

Eviriciler, girişindeki DA gerilimini çıkışında istenilen değer ve frekansta AA gerilimine dönüştüren çeviricilerdir. Girişindeki DA gerilim sabit veya değişken olabilir. Bu gerilim doğrultucu, akü, güneş pili veya diğer DA kaynaklardan elde edilir (13).

Eviriciler, yapılarına göre ise gerilim ve akım beslemeli eviriciler olmak üzere ikiye ayrılırlar. Eğer girişinde doğru gerilim kaynağı bulunuyorsa bu tip eviricilere gerilim beslemeli eviriciler (VSI), girişinde doğru akım kaynağı bulunuyorsa bu tip eviricilere de akım beslemeli eviriciler (CSI) adı verilir.

Eviriciler, çalışma alanlarına göre bir fazlı ve üç fazlı eviriciler olarak ikiye ayrılırlar. Uygulama alanları olarak; bir fazlı eviriciler genellikle bilgisayarı besleyen küçük güçlü kesintisiz güç kaynaklarında (UPS) kullanılır. Üç fazlı eviricilerden gerilim beslemeli eviriciler AA motor sürücü sistemleri, kesintisiz güç kaynakları, indüksiyon ısıtma, akü ve güneş pilinden elde edilen AA güç beslemesi ve aktif harmonik filtrelerinde kullanılırken akım beslemeli eviriciler ise büyük güçlü AA motor sürücü sistemlerinde kullanılır ve sınırlı bir uygulama alanına sahiptir (18).

AA motor sürücü sistemlerinin beslemesi genellikle eviriciler tarafından yapılır. Eviriciler sinüsoidal olmayan çıkış gerilimleri üretirler. Üç fazlı eviricilerde çıkış gerilimleri aynı zamanda simetriktirler. Bu çıkış gerilimleri belirli bir çalışma frekansında üç fazlı bir ASM' ye uygulanırsa, simetrik fakat sinüsoidal olmayan bu akımlar motorun faz sargılarına uygulanır. Eviricinin çıkış gerilimlerine Fourier analizi uygulandığında temel bileşene ek olarak harmonik bileşenlerinin de olduğu görülür. Bu harmonik bileşenlerinin ASM üzerindeki etkilerini üç temel kısımda toplayabiliriz. Birincisi motor kayıplarının artmasıyla verimin düşmesi. İkincisi momentte salınımların oluşması. Üçüncüsü ise elektromanyetik etkileşime sebep olmaktadır.

Çıkış gerilimindeki harmonikler iki şekilde en aza indirgenebilir. Birinci olarak yüksek anahtarlama frekansına sahip güç yarıiletken elemanları vasıtasıyla farklı DGM yöntemleri kullanılarak. İkinci olarak ise gerilimin çıkış dalga şeklinin seviye sayısı artırılarak (17).

Gerilim beslemeli eviriciler genel olarak kare dalga eviriciler ve DGM' li eviriciler olmak üzere ikiye ayrılırlar (2, 62).

Kare dalga eviriciler: Bu tip eviricilerin çıkış geriliminin genliği, girişindeki doğru akımın ayarlanmasıyla sağlanır. Bu nedenle eviricinin, yalnızca çıkış geriliminin frekansını kontrol etmesi gerekmektedir. Çıkış geriliminin dalga şekli kare biçimindedir ve nedenle bunlar kare dalga evirici olarak adlandırılırlar. Gerilim beslemeli kare dalga çıkışlı eviriciler içerdikleri yüksek harmonikler ve hız ayar alanlarının en fazla 1/10 oranında olması nedeniyle, daha çok küçük ve orta güçlü motor uygulamalarında kullanılmışlardır. Kare dalga çıkışlı eviriciden elde edilen fazlar arası gerilimde mevcut olan 5. ve 7. harmoniklerin oluşturduğu akımlar, temel dalganın 6 katı frekansta salınım momentlerinin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. ASM nominal hızının %10' nun altındaki bölgelerde, yani düşük hızlarda harmonik akımlarının etkisi artar ve bozucu etkileri daha da büyür.

Darbe genişlik modülasyonlu (DGM) eviriciler: Bu tür eviricilerin girişindeki doğru gerilim hemen hemen sabittir. Çünkü bu gerilim şebeke geriliminin kontrolsüz bir doğrultucu tarafından doğrultulmasıyla sağlanır. Bu nedenle evirici, çıkış geriliminin hem frekansını hem de genliğini ayarlamak zorundadır. Bu ayarlama, darbe genişlik modülasyonu ile (PWM, **P**ulse **W**idth **M**odulation) sağlanmakta olup bu nedenle bu tür eviricilere DGM evirici ismi verilir. Çıkış geriliminin dalga şeklinin sinüsoidala yakın olması diğer önemli bir amaçtır. Bu amaca yönelik bir çok DGM yöntemi geliştirilmiştir (18-20).

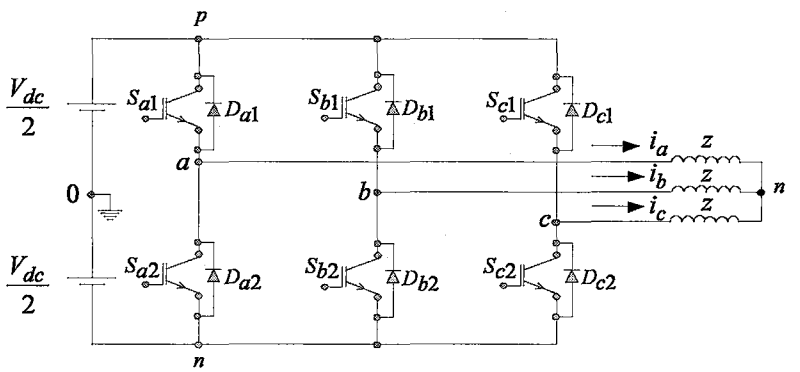
Klasik iki-seviyeli eviricilerde çıkış dalga şeklinin gerilim seviyesi iki seviyeden oluşurken $(-V_{dc}/2, V_{dc}/2)$, çok-seviyeli eviricilerde ise çıkış dalga şeklinin gerilim seviyesi iki seviyeden daha fazladır. Çıkışında istenen gerilim seviyesine göre

eviricinin her faz kolundaki anahtar sayısı arttırılabilir. Genel olarak klasik iki-seviyeli eviricilerde bir faza ait iki anahtar bulunmakta ve bu anahtarlar tüm periyot süresince sırayla iletime veya kesime gitmektedir. Bundan dolayı evirícideki anahtarlama kayıpları da artmaktadır. Örneğin çok-seviyeli eviricilerden, üç-seviyeli eviricilerde ise bir faza ait dört anahtar bulunmaktadır. Bu anahtarlar bir yarım periyot süresince sırasıyla iletime veya kesime gitmekte, diğer yarım periyot süresince ise ya iletim yada kesim durumundadır. Bundan dolayı evirícideki anahtarlama kayıpları da daha az olmaktadır. Bunun yanında üç-seviyeli eviricinin çıkış dalga şeklinin gerilim seviyesi üç seviyeden $(-V_{dc}/2,\ 0,\ V_{dc}/2)$ oluşmaktadır. Çıkış dalga şeklindeki gerilim seviyesinin artmasıyla birlikte eviricinin çıkış dalga şekli sinüsoidal dalga şekline daha yakın olmaktadır. Ayrıca anahtar sayısının artmasıyla eviricinin girişindeki bloklama gerilimi de artmaktadır, yani evirici daha yüksek gerilim uygulamalarında da kullanılabilmektedir.

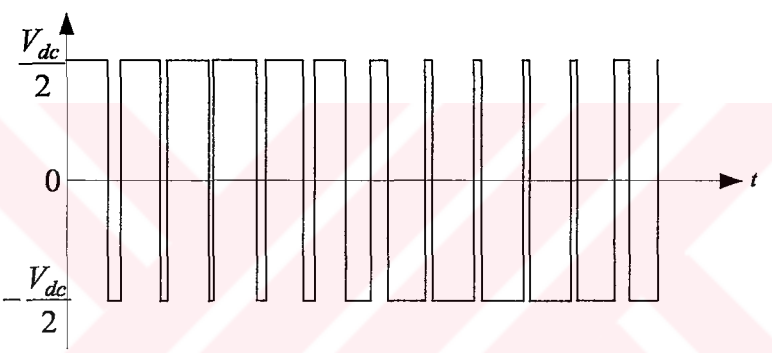
Çıkış gerilim seviyesi iki kademeden fazla olan eviricilere çok-seviyeli evirici adı verilmektedir. Genellikle çok-seviyeli evirici tiplerinden üç-seviyeli eviriciler endüstriyel uygulamalarda daha fazla kullanılmaktadır.

3.1. İki-Seviyeli Gerilim Beslemeli Evirici

Şekil 3.1' de klasik iki-seviyeli gerilim beslemeli eviricinin temel devre şeması gösterilmiştir. Eviricide her faza ait iki adet güç yarıiletken anahtar bulunmaktadır. Bu anahtarlar tüm periyot süresince sırayla iletime veya kesime gitmektedir. Bu işlemden dolayı evirícideki anahtarlama kayıpları da artmaktadır. Eviricinin çıkış gerilimleri iki seviyeden $(V_{dc}/2, -V_{dc}/2)$ oluşmaktadır. Bu durum Şekil 3.2' de verilmiştir.



Şekil 3.1. İki-seviyeli gerilim beslemeli evirici



Şekil 3.2. İki-seviyeli eviricinin çıkış gerilimi

Eviricinin orta noktası ile yıldız bağlı yükün orta noktası arasındaki gerilim ifadesi Eş. 3. 1'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} V_{on} &= V_{oa} + zi_a \\ V_{on} &= V_{ob} + zi_b \\ V_{on} &= V_{oc} + zi_c \end{aligned} \qquad [3.1]$$

Üç-fazlı yıldız bağlı dengeli yüklerde üç faz akımlarının toplamı Eş. 3.2' de gösterildiği gibi sıfırdır.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \qquad [3.2]$$

Eş. 3.1' deki gerilim ifadeleri toplanırsa Eş. 3.3' deki gibi elde edilir.

$$3.V_{on} = V_{oa} + V_{ob} + V_{oc} + z(i_a + i_b + i_c) \qquad [3.3]$$

Eş. 3.2, Eş. 3.3' de yerine konulursa Eş. 3.4 elde edilir.

$$V_{on} = \frac{1}{3}(V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) \qquad [3.4]$$

Buradan faz gerilimleri Eş. 3. 5' deki gibi elde edilir.

$$V_{an} = V_{on} - V_{oa} = \left(\frac{1}{3}\right)(V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) - V_{oa} = \left(\frac{1}{3}\right)(-2V_{oa} + V_{ob} + V_{oc})$$
$$V_{bn} = V_{on} - V_{ob} = \left(\frac{1}{3}\right)(V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) - V_{ob} = \left(\frac{1}{3}\right)(-2V_{ob} + V_{oa} + V_{oc}) \qquad [3.5]$$
$$V_{cn} = V_{on} - V_{oc} = \left(\frac{1}{3}\right)(V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) - V_{oc} = \left(\frac{1}{3}\right)(-2V_{oc} + V_{oa} + V_{ob})$$

Çizelge 3.1. İki-seviyeli eviricinin anahtar durumları ile motor faz ve hat gerilimleri

Anahtar konumu			Faz gerilimleri			Hat gerilimleri		
a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Şekil 3.1' deki iki-seviyeli evirici devresinde motor fazlarına uygulanan gerilimler (V_a, V_b, V_c), $(S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2})$ yarıiletken güç anahtarlarını uygun şekilde bir anahtarlamak suretiyle ayarlanabilir. $S_{a1} - S_{a2}$, $S_{b1} - S_{b2}$ ve $S_{c1} - S_{c2}$

anahtarları birbirinin tersidir, yani S_{a1} anahtarı iletimde olduğu zaman S_{a2} kesimdedir veya bunun tam tersi S_{a2} iletimde olduğu zaman S_{a1} kesimde olabilir. Çizelge 3.1' deki (S_a, S_b, S_c) anahtarlarının durumlarında '1' durumu anahtarın iletimde olduğunu '0' durumu ise anahtarın kesimde olduğunu ifade eder. Buna göre Şekil 3.1' deki eviricinin sekiz anahtar durumu vardır. Anahtar durumlarına bağlı olarak motor faz ve hat gerilimleri Çizelge 3.1' de gösterilmiştir (11).

3.2. Üç-Seviyeli Gerilim Beslemeli Eviriciler

Çok-seviyeli gerilim beslemeli eviriciler, güç elektroniği alanındaki hızlı gelişmelerden dolayı bir çok endüstriyel uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Örneğin yüksek ve orta gerilim beslemelerinde, motor sürücü sistemlerinde, güç dağıtımında ve güç kalitesinde önemli olduğu yerlerde kullanılırlar. Çok-seviyeli eviricilerin önemli avantajlarından bir tanesi olarak da eviricinin anahtarlama frekansını arttırmadan geriliminin çıkış dalga şeklindeki harmonik bileşenlerinin daha az olmasıdır (17, 21-25). Çok-seviyeli eviricilerin çıkış geriliminin dalga şekli çok fazla sayıda gerilim seviyesinden oluşmaktadır. Bu gerilim seviyeleri kondansatör gerilim kaynağından elde edilir. Eviricinin çıkış gerilimi dalga şeklinin seviye sayısını sonsuza yaklaşırken, eviricinin çıkışındaki gerilimde toplam harmonik bozulumu (THD) sıfıra yaklaşır. Eviricide uygulanabilir gerilim seviyesi sayısı gerilimdeki dengesizlik problemleri, gerilimi tutma gerekliliği, devre planı ve paketleme zorluğu yüzünden sınırlı kalmıştır (31-33).

Genel olarak çok-seviyeli güç çeviricileri gerilim ayarlayıcı olarak görülebilir, bu ayarlamada yüksek çıkış gerilimi bir çok farklı küçük seviyedeki gerilimlerin bir araya getirilmesinden oluşmuştur. Bu yaklaşımın temel avantajları aşağıda özetlenmiştir (27, 32).

- Yüksek güçlü uygulamalarda kullanılırlar.
- Statik ve dinamik gerilim paylaşımının karmaşıklığı olmaksızın anahtarlar seri bağlanarak daha yüksek gerilim isteyen uygulamalarda kullanabilirler.

- Aynı anahtarlama frekansında çok-seviyeli eviricinin çıkış dalga şeklinin harmonik analizi iki seviyeli eviricilere göre daha üstündür. Böylece daha düşük anahtarlama frekanslarında çalışılabilir.
- Motor sargıları üzerindeki gerilim oranı dv\dt düşüktür.

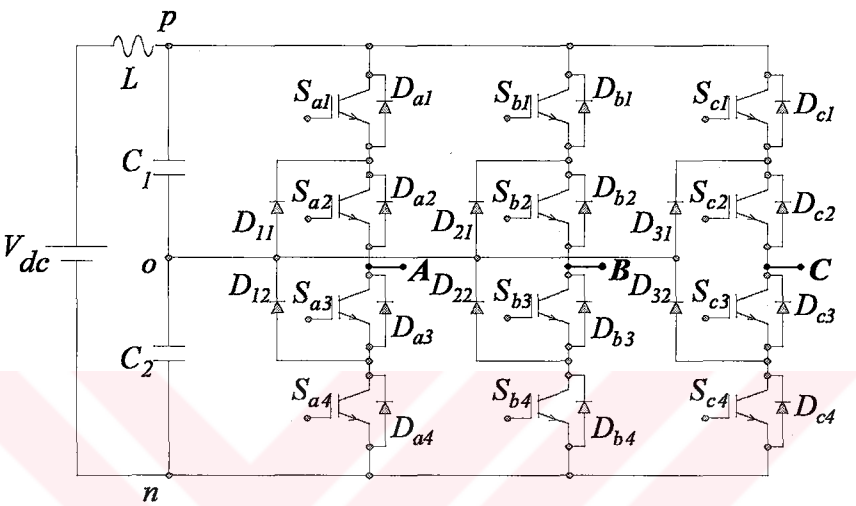
Klasik iki-seviyeli köprü eviricilerin çıkışlarına, transformatör veya bobin gruplarını bağlıyarak ikiden fazla gerilim seviyesi oluşturmak mümkündür. Bu eviricilere, manyetik transformatör bağlantılı çok palslı gerilim beslemeli eviriciler denilmektedir. Bu tip eviricilerin uygulamalarda genellikle 12, 18 ve 48 palslı olup batarya enerji depolanmasında ve statik kondansatörlerde kullanılmaktadırlar Transformatörlerin çıkışları yıldız veya üçgen bağlı olabilir. Bu eviriciler ile düşük dereceden harmonikleri yok edebilmek için özel sargılı transformatörlerin dönüştürme oranlarını değiştirerek veya fazlarını kaydırarak yok edebiliriz. Ama bu eviricilerin önemli bir dezavantajı manyetik kuplajın olması, büyük yer kaplaması, kayıpların fazla olması ve sistemin diğer çeviricilere göre daha pahalı olmasıdır. Bunun yanında manyetik elemanların doyumu yüzünden kontrolleri de zordur. Bu sebeplerden dolayı transformatörsüz çok-seviyeli evirici yapıları geliştirilmiştir. Literatürde üç önemli transformatörsüz çok-seviyeli gerilim beslemeli evirici çeşidi vardır (21, 25). Bunlar,

- Diyot-tutmalı çok-seviyeli eviriciler
- Kondansatör-tutmalı çok-seviyeli eviriciler
- Seri bağlı tam köprü çok-seviyeli evirici

3.2.1. Diyot-tutmalı çok-seviyeli eviriciler

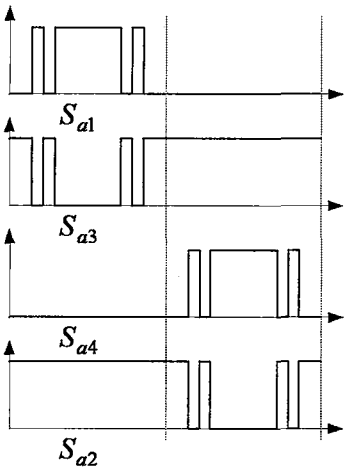
İlk pratik çok-seviyeli evirici 1981 yılında Nabae ve arkadaşları tarafından üç-seviyeli nötr-nokta tutmalı (NPC) evirici olarak önerilmiştir (17). NPC evirici diyot-tutmalı evirici olarak da bilinmektedir. Daha sonra Bhagwhat ve Stefanovic 1983 yılında genelleştirilmiş çok-seviyeli evirici yapısını önermişlerdir (21). 1990 yılına kadar araştırmacılar üç-seviyeli diyot-tutmalı evirici modeli ile üzerinde çalışmışlardır. Bu yıldan sonra araştırmacılar üç-seviyenin üzerindeki evirici

modellerine yönelmişler. Üç-seviyenin üzerindeki modeller için hem bilgisayarda benzetimini hem de uygulamasını yapmışlardır (63-65). Üç-seviyeli diyot-tutmalı eviricinin devre şeması Şekil 3.3' de verilmiştir.



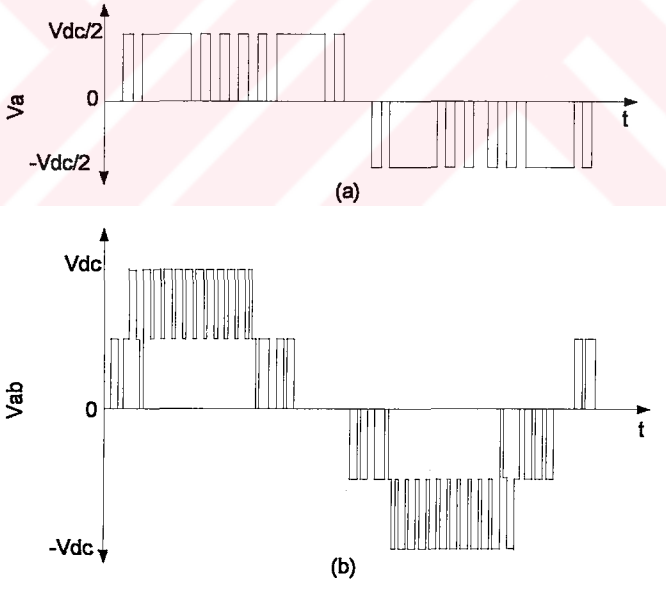
Şekil 3.3. Üç-seviyeli diyot-tutmalı evirici

Diyot-tutmalı çok-seviyeli eviricilerde birbirine seri bağlanmış kondansatörler arasındaki düğüm noktası ile giriş gerilimi çeşitli seviyelere bölünür. m-seviyeli diyot-tutma eviricisi, m-seviyeli çıkış faz gerilimine ve $(2m-1)$ seviyeli çıkış hat gerilimine sahiptir. Yine m-seviyeli bir eviricide $(m-1)$ kondansatöre ve her bir faz için $(m-1)(m-2)$ tutma-diyotuna gereksinim duyar. Örneğin üç fazlı üç-seviyeli diyot-tutma eviricisi için, DC hat üzerinde birbirine seri bağlı 2 adet kondansatör bulunur. Eğer bu beş-seviyeli diyot-tutma eviricisi için düşünülürse birbirine seri bağlı dört tane kondansatörden meydana gelecekti. V_{dc} hat gerilimine sahip bir eviricide birbirine seri bağlanmış m tane kondansatörün her birinin üzerine düşen gerilim $V_{dc}/(m-1)$ olacaktır. Şekil 3.3' de eviricinin her bir fazı iki tutma diyodu (D_{11}, D_{12}), dört anahtar $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4})$ ve dört bypass diyotundan $(D_{a1}, D_{a2}, D_{a3}, D_{a4})$ oluşmaktadır. Şekil 3. 4' de üç-seviyeli diyot-tutmalı bir eviricinin bir faz koluna ait anahtarlama sinyalleri verilmiştir.



Şekil 3. 4. Üç-seviyeli diyot-tutmalı eviricinin bir faz koluna ait anahtarlama sinyalleri

Şekil 3. 5' de üç-seviyeli diyot-tutmalı bir eviriciye ait çıkış faz ve çıkış hat gerilimleri verilmiştir.



Şekil 3.5. Üç-seviyeli diyot-tutmalı bir eviricinin
(a) Çıkış faz, (b) Çıkış hat gerilimleri

Çok-seviyeli diyot-tutmalı eviricilerin avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir(32, 66).

Avantajları;

- Anahtarlardaki gerilim geçişleri DC hat geriliminin sadece yarısıdır.
- Gerilim harmoniklerinin ilk grubu anahtarlama frekansının iki katı civarında merkezlenmiştir.
- Çıkış gerilim seviyesi yeteri kadar yüksek ise çıkış gerilimindeki harmonik bileşenleri o denli az olacaktır.
- Reaktif güç akışı kontrol edilebilir.
- Bu devre şeması genelleştirilebilir ve temel üç-seviye modeli içerisinde prensipte kullanılır.

Dezavantajları;

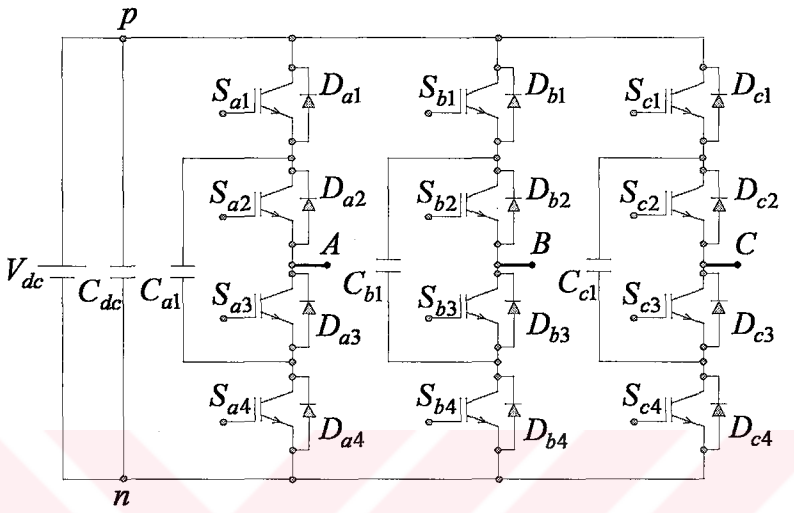
- Bu devre şeması yüksek hızlı tutma diyotları gerektirir, bu diyotlar tam yük akımını taşıyabilmeli ve kuvvetli ters gerilimlere karşı kendini koruyabilmelidir.
- Bir tek evirici için gerçek güç akışı kontrolü zordur.
- Kondansatörlerin şarj dengesi üç-seviyenin üstündeki diyot tutmalı evirici devre şemaları için hala araştırılması gereken bir konudur.

3.2.2. Kondansatör-tutmalı çok-seviyeli eviriciler

Diyot-tutmalı çok-seviyeli eviriciye alternatif olarak 1992 yılında kondansatör-tutmalı evirici Meynard ve Foch tarafından önerilmiştir (67). Şekil 3.6' da kondansatör-tutmalı üç-seviyeli eviricinin devre şeması verilmiştir.

Kondansatör-tutmalı eviricinin yapısı diyot-tutmalı eviriciye benzemektedir. Tek fark tutma diyotları yerine tutma kondansatörleri kullanılmaktadır. m-seviyeli kondansatör-tutmalı evirici, m-seviyeli çıkış faz gerilimine ve $(2m-1)$-seviyeli çıkış hat gerilimine sahiptir. Her bir kondansatör anahtarlama elemanı olarak aynı gerilim oranına sahiptir. m-seviyeli bir evirici için DC hat üzerinde $(m-1)$

kondansatöre ve her bir faz içinde $(m-1)(m-2)/2$ yardımcı kondansatöre gereksinim duyulur.



Şekil 3.6 Üç-seviyeli kondansatör-tutmalı evirici

Kondansatör-tutmalı eviricinin çıkış geriliminin dalga şeklinin birleşimi diyot-tutmalı eviriciye göre daha fazla esnek bir yapıya sahiptir. Yani aynı seviyede diyot-tutmalı eviriciye göre anahtarlama durumları daha fazladır.

Çok-seviyeli kondansatör-tutmalı eviricilerin avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir (32, 66).

Avantajları;

- Çıkış gerilim seviyesi yeteri kadar yüksek ise çıkış gerilimindeki harmonik bileşenleri o denli az olacaktır.
- Aktif ve reaktif güç akışı kontrol edilebilir.
- Kondansatörlerin gerilim seviyelerinin dengeleri için gereğinden fazla anahtarlama durumlarına sahiptir.
- Depolama kondansatörlerinin büyük miktarı vasıtasıyla güçte meydana gelen

kayıpları kolayca karşılar.

Dezavantajları;

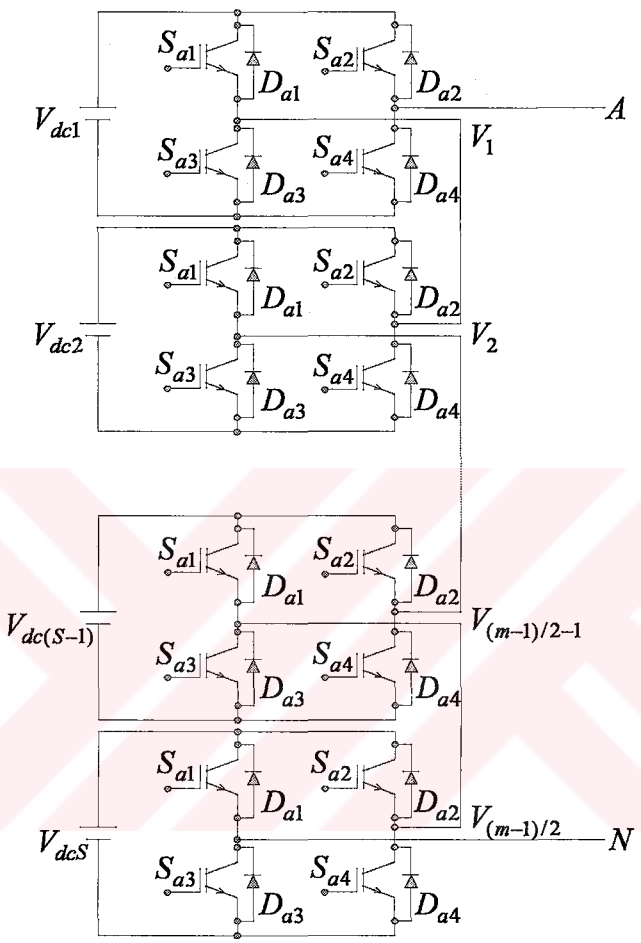
- DC hat kondansatörlerinin şarj kontrolü ve buna ilaveten tüm devrenin kontrolü oldukça karmaşıktır.
- Kondansatör-tutmalı eviriciler aynı seviyedeki diyot-tutma eviricilerine göre daha fazla kondansatöre ihtiyaç duyarlar.
- Birbirine bağlantılı olmayan kondansatörler arasında parazit rezonansı vardır.
- Kondansatörlerin sayısı arttıkça aynı seviyedeki diyot-tutmalı eviriciye göre daha pahalı, daha büyük olacaktır. Bunun yanında gerilim seviyesi arttıkça eviricinin paketlemesinde bir çok zorluklar çıkacaktır.

3.2.3. Seri bağlı tam köprü çok-seviyeli eviriciler

Genel yapı itibariyle seri bağlı tam köprü çok-seviyeli evirici önceki iki eviricinin yapısı ile aynıdır. Ama bu tip eviricide, eviricinin çıkışında arzu edilen gerilimi elde etmek için birbirinden bağımsız birden fazla bir fazlı tam köprü bağlı olan eviricilerin beslemeleri olan DC kaynaklar bulunmaktadır. Bu eviricinin ilk uygulamalarından bir tanesi Marchesoni ve arkadaşları tarafından yapılmıştır (68). Eviricideki DC kaynaklar batarya, yakıt pili veya güneş pili olabilir. Farklı seviyedeki eviricilerin AA gerilim çıkışları birbirleri ile seri bağlanmışlardır. Şekil 3.7' de bir fazlı m -seviyeli seri bağlı tam köprü çok-seviyeli evirici gösterilmiştir.

Bu evirici tipinde ekstra gerilim dengeleme kondansatörlerine ve tutma diyotlarına gerek yoktur. Bir fazlı tam köprü bağlı eviricide dört anahtar $(S_1 - S_4)$ vardır. Anahtarın farklı durumları ile her bir evirici seviyesi üç farklı gerilim çıkışı $(V_{dc}, 0, -V_{dc})$ verir. Tam köprü bağlı eviricilerin her bir farklı seviyelerdeki AA çıkışları seri bağlanmıştır ki bu gerilimin dalga şeklinin toplamı eviricinin çıkış gerilimini verir. Çıkış faz gerilim seviyelerin sayısı önceki iki eviriciden farklı olarak tanımlanmıştır. Bu eviricinin çıkış faz gerilim seviyesinin sayısı $m = 2s + 1$ olarak

belirlenmektedir. Burada s DC kaynak sayısıdır. Şekil 3.8' de seri bağlı tam köprü dokuz-seviyeli evirici faz gerilimleri gösterilmiştir.



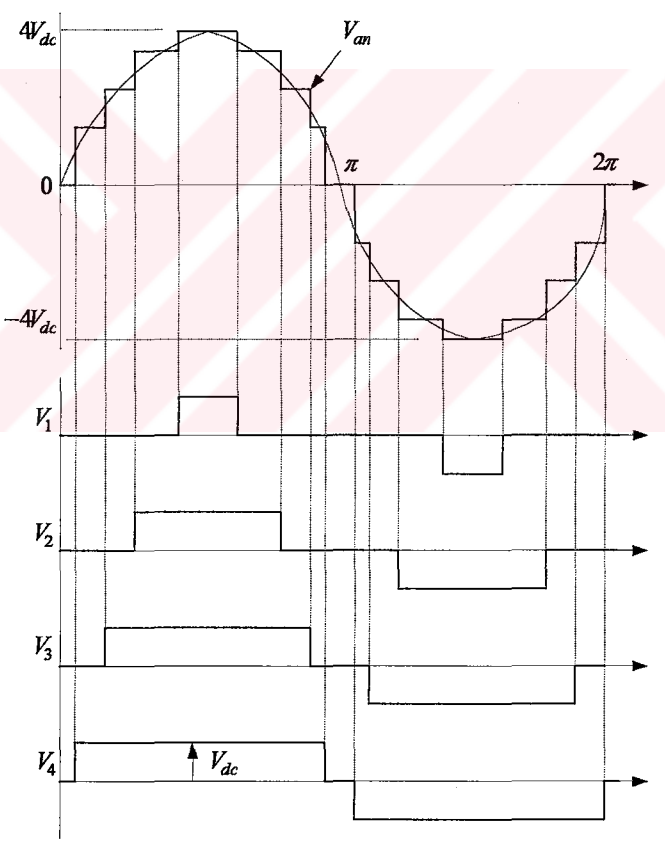
Şekil 3.7. Bir fazlı seri bağlı tam köprü çok-seviyeli evirici

Dört tane bir fazlı tam köprü bağlı eviricilerin çıkış gerilimleri toplamı $(V_{AN} = V_1 + V_2 + V_3 + V_4)$ faz çıkış gerilimini verir. Son zamanlarda AA güç beslemelerinde ve ayarlanabilir sürücü sistemleri uygulamalarında kullanılmaktadır.

Seri bağlı tam köprü çok-seviyeli eviricilerin avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir (32, 66).

Avantajları;

- Aynı gerilim seviye sayısını elde edebilmek için önceki iki çok-seviyeli eviriciye daha az eleman gerektirmektedir.
- Devre planlanması ve paketlenmesi daha kolaydır. Çünkü her bir seviye aynı yapıya sahiptir. Üretici çok daha hızlı üretmekte ve daha ucuza satmaktadır.
- Ekstra tutma-diyotuna ve dengeleme kondansatörlerine gerek yoktur.
- Mümkün olabilen çıkış gerilim seviye sayısı DC kaynak sayısının $m = 2s + 1$ iki katından daha fazladır.



Şekil 3.8. Seri bağlı tam köprü dokuz-seviyeli eviricinin faz çıkış gerilimi

Dezavantajı;

- Her bir fazlı tam köprü bağlı evirici için ayrı DC kaynağa gerek vardır. Bundan dolayı uygulamalar biraz sınırlandırılmıştır.

3.2.4. Çok-seviyeli eviricilerin karşılaştırılması

Çizelge 3.2' de üç farklı çok-seviyeli gerilim beslemeli eviricilerin her bir faz kollarına ait gerekli güç elemanlarının karşılaştırılması verilmiştir (25, 31).

Çizelge 3.2. Üç farklı çok-seviyeli eviricilerin karşılaştırılması

Eviricinin tipi	Diyot-tutmalı	Kondansatör-tutmalı	Seri bağlı tam köprü
Ana anahtarlama elemanı	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)
Ana diyotlar	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)
Tutma-diyotları	(m-1)(m-2)	0	0
DC hat kondansatörleri	(m-1)	(m-1)	(m-1)/2
Dengeleme kondansatörü	0	(m-1)(m-2)/2	0

3.3. Çok-Seviyeli Eviricilerde DGM Teknikleri

DGM tekniğini ilk olarak 1960 yılların başında Schonung ve Stemmler statik eviricilerin kontrolü uygulamasında kullanmışlardır (69). Sonraları DGM tekniği güç elektroniği alanında yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır. DGM tekniği ile bir yarım peryot içinde anahtarlama elemanları bir çok kez uygun açılarda iletime sokulup çıkartılarak evirici çıkış gerilimindeki harmonikler bastırılabilir. Böylece motorda oluşabilecek akustik gürültü ve ısınma gibi ek güç kayıpları, hız ve momentteki salınımlar azaltılmış olur. DGM tekniğini üç temel gruba ayrılabilir (70). Bunlar,

1) Sinüsoidal DGM: Sinüsoidal DGM (71), harmonik eklemeli DGM uzay vektör DGM (72), akım kontrollü histerisiz bant DGM (73).

2) Optimal DGM: Seçilmiş harmonikleri yok etmek için programlanmış DGM (74), toplam harmonik bozulumunu, hız ve moment titreşimlerini azaltmak için optimal DGM (70).

3) Rastgele DGM: Akustik gürültü problemlerini çözmek için etkili bir DGM tekniğidir (70).

3.3.1. Sinüsoidal DGM

Eviricideki yarı iletken anahtarlama elamanlarının tetikleme anlarını belirlemek ve eş zamanlamayı sağlayabilmek için sinüsoidal DGM tekniği endüstriyel uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (70). Genel olarak sinüsoidal DGM tekniği, doğal örneklemeli DGM ve düzenli örneklemeli DGM olarak iki gruba ayrılabilir. Bunun yanında literatürde farklı doğal örneklemeli DGM çeşitleri vardır. Bunlar trapezoid modülasyon, eviricinin anahtarlama sinyalleri referans trapezoid sinyali ile üçgen taşıyıcı sinyallerin karşılaştırılması ile elde edilir. Basamak modülasyon, eviricinin anahtarlama sinyalleri referans basamak sinyali ile üçgen taşıyıcı sinyallerin karşılaştırılması ile elde edilir. Adım modülasyonu, eviricinin anahtarlama sinyalleri referans adım sinyali ile üçgen taşıyıcı sinyallerin karşılaştırılması ile elde edilir. Farklı referans ve taşıyıcı sinyaller kullanmak DGM dalga şeklindeki harmonik bileşenlerini ve gerilim kazancını direk olarak etkilemektedir.

Genellikle eviricideki anahtarlama elamanlarının tetikleme anlarını belirlemek için sinüs referans sinyali ile üçgen taşıcı sinyali kullanılır. Eviricinin çıkışındaki gerilimin genliğini ve frekansını bu iki sinyalin değerleri değiştirilerek sağlanır. Üçgen taşıyıcı sinyalinin hem genliği hem de frekansı sinüs referans sinyalinden büyüktür. Bu iki sinyalin kesiştiği noktalarda eviricinin içindeki aynı koldaki anahtarlama elemanlarının da durumları değişmiş olur.

Eviricinin çıkış geriliminin ayarlanmasında etkin olan iki büyüklük vardır. Bunlar modülasyon indeksi m_i ve taşıyıcı oranı m_t'dir. Aşağıda bu eşitlikler verilmiştir.

$$m_i = \frac{V_r}{V_t} \qquad [3.6]$$

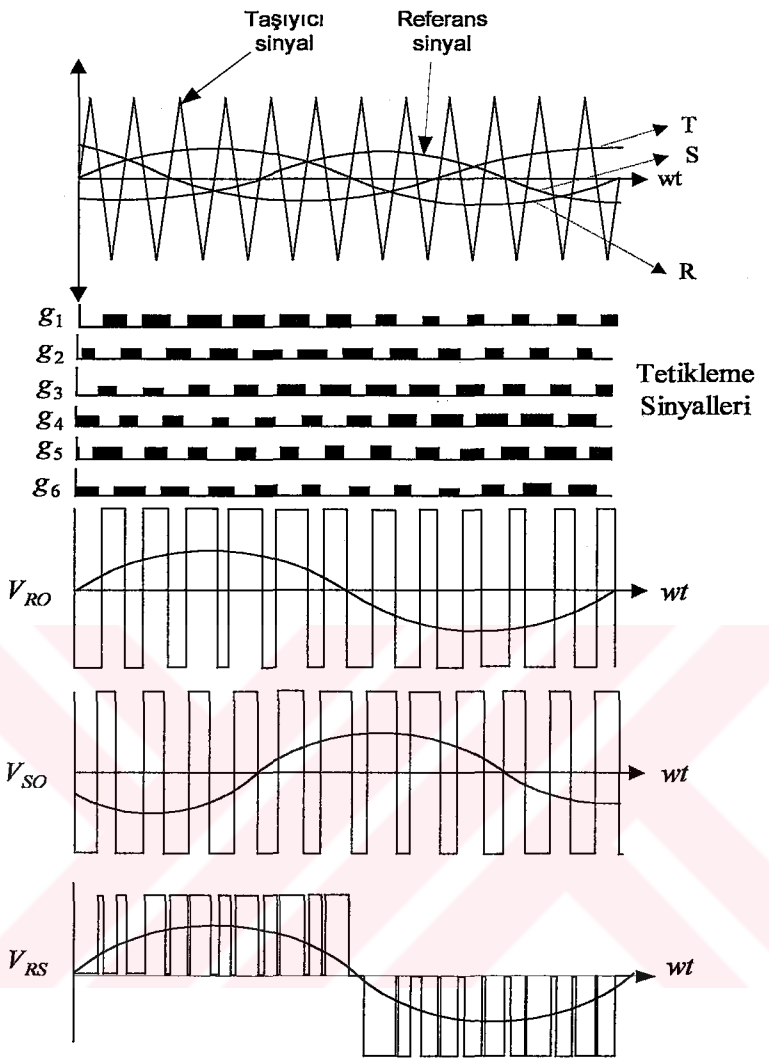
$$m_t = \frac{f_t}{f_r} \qquad [3.7]$$

Yukarıdaki Eşitlik 3.6 ve Eşitlik 3.7' deki ifadeler; V_r referans sinyalinin genliğini, V_t taşıyıcı sinyalin genliğini, f_t taşıyıcı sinyalin frekansını ve f_r ise referans sinyalinin frekansını gösterir. Şekil 3.9' de modülasyon indeksi yaklaşık 0.8 ve taşıyıcı oranının 12 olması durumunda faz ve fazlar arası gerilimlerin değişimi gösterilmiştir.

Dengeli üç fazlı bir sistem elde etmek için, taşıyıcı üçgen dalga frekansının referans dalgasına göre 3 veya 3' ün katı olması gerekir. Taşıyıcı oranın yüksek tutulması halinde çıkış geriliminde yüksek mertebeden harmonikler oluşur. Çıkış akımı sinüsoidala yakın olduğundan düşük hızlarda motor milinde moment salınımları oluşmaz ve düzgün bir dönüş sağlanır. Taşıyıcı oranının küçük tutulması halinde ise motorun momentinde ve hızında salınımlar oluşur. Düşük hızlarda düzgün bir çalışma sağlayabilmek için taşıyıcı oranının en az 9 veya üstünde bir değer olması gerekmektedir (13).

3.3.2. Harmonik eklemeli DGM

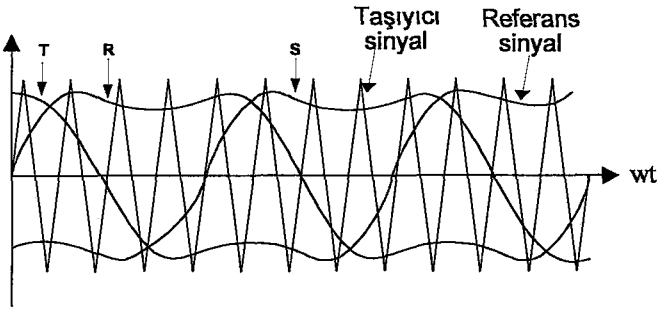
Sinüsoidal DGM tekniğinin en olumsuz özelliği doğrultucudan sağlanan doğru gerilimden tam olarak faydalanamamasıdır. Doğru gerilimden faydalanma oranı anahtarlama sayısı ile ters orantılıdır. Bu olumsuzluk, faz gerilim dalgasına fazlar arası gerilim üzerinde bozucu etkisi olmayan 3. harmonikten bir miktar ilave etmekle azaltılabilir. Eşitlik 3.8' de bu durum matematiksel olarak ifade edilmiştir.



Şekil 3.9. Sinüsoidal DGM tekniği

Çünkü 3.harmonikler sistemin üç fazlı olması nedeniyle fazlar arası gerilimde bastırılmış olacaklardır. Bunun sonucu olarak DA kaynak geriliminden daha fazla faydalanma imkanı sağlanır. Şekil 3.10' da referans sinüs sinyaline 3. harmonik eklenmiş DGM sinyali görülmektedir.

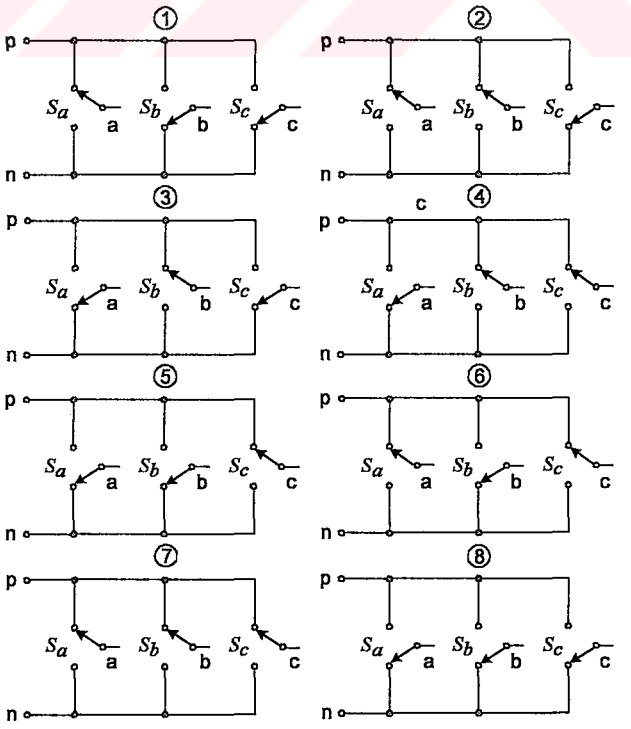
$$V_r = 1.15\sin\omega t + 0.19\sin 3\omega t \qquad [3.8]$$



Şekil 3.10. 3. Harmonik eklenmiş DGM sinyali

3.3.3. Uzay vektör DGM

Üç fazlı dengeli sistemler birbirine 90^0 faz farklı iki faz düzlemine aktarılabilir. Bu iki faz düzlemine α ve β düzlemleri denilmektedir. DGM modülasyonu gerilimlerin α ve β düzlemleri üzerinde uzay vektör gösterimine dayanır. Makinenin üç faz gerilimleri α ve β düzlemleri üzerinde uzay vektör referans gerilimi (V_{ref}) olarak gösterilir. Eşitlik 3.9' da bu durum matematiksel olarak ifade edilmiştir.



Şekil 3.11. İki-seviyeli eviricinin anahtarlama durumları

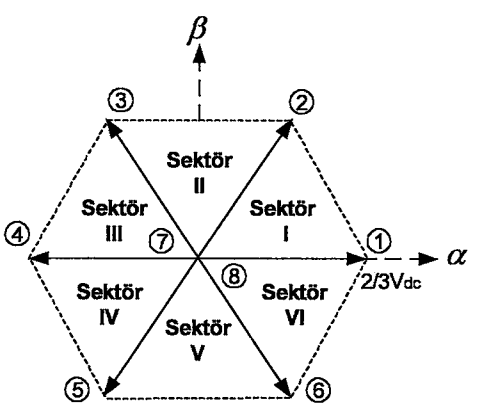
Şekil 3.1' de klasik iki-seviyeli eviricinin devre şeması verilmişti. Eviricideki her bir anahtarının iki konumu vardır. Bunlar (0) iletim ve (1) kesimdir. Aynı zamanda eviricinin her kolunun da iki anahtarlama durumu vardır. Eviricideki üç kolun tüm anahtarlarını göz önünde bulundurursak Şekil 3.11' de görüldüğü gibi (2^3) sekiz anahtarlama durumu vardır. Burada eviricinin aynı kolundaki anahtarların ikisi de aynı anda iletimde olmaz. Çünkü aynı anda iletimde olursa DC gerilim kaynağını kısa devre etmiş oluruz.

Şekil 3.12' de ise iki-seviyeli eviricinin uzay vektör gerilimlerinin α ve β düzlemleri üzerinde gösterimi verilmektedir.

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = 2/3(V_a\vec{a}^0 + V_b\vec{a}^1 + V_c\vec{a}^2) \qquad [3.9]$$

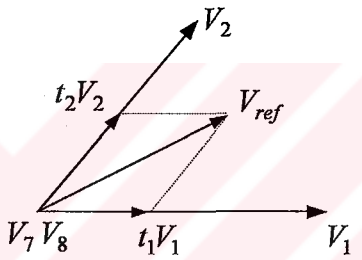
Eş. 3.9' daki birim vektörler Eş 3.10' da verilmiştir. V_a, V_b ve V_c gerilimleri ya sıfır ya da DA besleme gerilimine eşittir.

$$\begin{aligned} \vec{a}^0 &= 1 \\ \vec{a}^1 &= e^{j2\pi/3} = -1/2 + j\sqrt{3}/2 \\ \vec{a}^2 &= e^{-j2\pi/3} = -1/2 - j\sqrt{3}/2 \end{aligned} \qquad [3.10]$$



Şekil 3.12. İki-seviyeli eviricinin uzay vektör gerilimleri

Şekil 3.12' de sıfırdan farklı aktif altı anahtarlama durumu vardır. Aktif anahtarlama durumları altıgenin köşelerinde konumlandırılmıştır. Eş. 3.9' a göre faz referans gerilimlerden referans çıkış gerilim vektörü V_{ref} elde edilir. Örneğin Şekil 3.13' de gösterildiği gibi V_{ref} gerilim vektörü faz referans gerilimlerinin durumlarına göre Sektör I' de olduğu varsayılsın. Buradaki anahtarlama süresi bir (T_s) örnekleme periyodudur. Bitişik iki aktif gerilim vektörlerinden 1 nolu durumun iletim süresi t_1, 2 nolu durumun iletim süresi t_2 ve sıfır vektörlerinin iletim süreleri ise t_0 ' dır. Eş. 3.11' de bu durum gösterilmiştir.



Şekil 3.13. Sektör I' e ait uzay gerilim vektörleri

$$V_{ref}T_s = V_1t_1 + V_2t_2 + V_nt_n \qquad [3.11]$$

Eş. 3.11' deki T_s örnekleme periyodu Eş. 3.12' de verilmiştir.

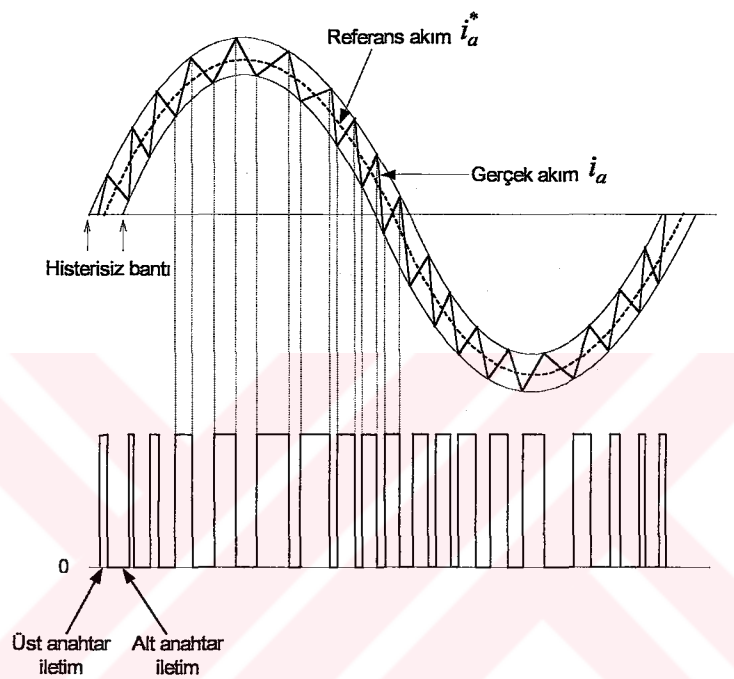
$$T_s = t_1 + t_2 + t_n \qquad [3.12]$$

Eş. 3.11 ve Eş. 3.12' deki n ifadesi sıfır gerilim vektörlerinden 7 veya 8' i ifade etmektedir.

3.3.4. Akım kontrollü histerisiz bant DGM

Bu teknik, i_a^* sinüsoidal referans akımı için Şekil 3.14' de gösterilmiştir. Burada gerçek akım faz akımı i_a, ilgili faz referans akımının çevresindeki histerisiz bandı ile

karşılaştırılır. Eğer gerçek akım, üst histerisiz bandını geçmeye çalışırsa eviricinin faz koluna ait alttaki anahtar iletime geçecektir. Eğer gerçek akım, alt histerisiz bandını geçmeye çalışırsa bu kez eviricinin faz koluna ait üstteki anahtarı iletime geçecektir. Anahtarlama frekansı, yükün durumuna veya histerisiz bantına bağlıdır.



Şekil 3.14. Akım kontrollü histerisiz bant DGM

Bu tekniğin avantajlarından bir tanesi yükteki büyük ani bozulmalara karşı çok hızlı tepki vermektedir. Fakat birkaç olumsuz tarafı olarak da anahtarlama frekansı sabit değildir. Bunun sonucunda yük akımındaki harmonikler artacaktır.

3.3.5. Optimal DGM

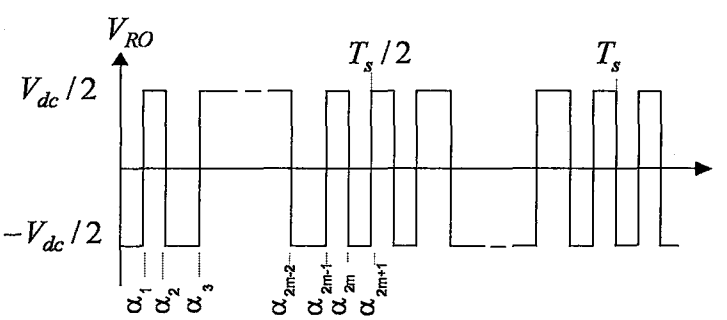
Genel amaçlı eviriciler için sinüsoidal DGM tekniğinden elde edilen çıkış geriliminin kalitesi yeterlidir. Fakat orta/yüksek motor sürücü sistemleri için maksimum anahtarlama frekansı kısıtlıdır. Optimal DGM, sinüsoidal DGM ile karşılaştırıldığında düşük anahtarlama frekansına ve yüksek modülasyon indeksine sahiptir. Optimal DGM' de hedeflenen bir amaca göre anahtarlama açıları önceden

hesaplanır. Bu amaçlar düşük frekanslı harmoniklerin yok edilmesi, optimal etki, hız ve momentteki salınımların azaltılması gibidir.

Programlanmış DGM

Bir çeyrek peryotdaki darbe sayısı, yok edilmek istenilen harmoniklere göre seçilebilir. DGM darbelerinin anahtarlama açıları, yok edilecek harmonikler göz önüne alınarak hesaplanır. Darbelerin genişlikleri optimizasyon yapılarak belirlenir. İstenmeyen harmonik sayısı kadar lineer olmayan denklem çözümü yapılarak, bu çözümden elde edilen açılar bir hafızada toplanır. Sayıcılar yardımıyla okunarak DGM dalgasının darbe genişliklerinin oluşturulmasında kullanılır (13). Anahtarlama açılarının önceden hesaplanmasıyla daha hızlı ve yüksek frekanslı eviriciler gerçekleştirilebilir. Düşük frekanslı harmonik akımların bastırılması ve yüksek frekanslı harmonik akımlarının motor endüktansı tarafından sınırlandırılması nedeniyle bu teknik oldukça avantajlıdır. Programlanmış DGM tekniğiyle, daha az sayıda anahtarlama işareti kullanarak harmonikleri sınırlamak mümkün olmaktadır.

Evirici çıkışında eşit ve simetrik fazlar arası gerilimler oluşturmak için, optimize edilmiş böyle bir fazlar arası DGM dalgasının teorik nötr noktasına göre bir fazına ait uç geriliminin değişimi Şekil 3.15'de gösterilmiştir.



Şekil 3.15. Programlanmış DGM

Bu şekilde görülen iki durumlu ve çeyrek peryotta $k = 1,2,....m$ defa anahtarlanan eviricinin bir fazına ait uç gerilimi $f(\omega t)$, genliği $f(V_{dc}/2)$ olan peryodik bir fonksiyondur.

Toplam harmonik bozulumunun optimizasyonu DGM

Bu teknikte amaç akımdaki düşük dereceli harmoniklerden veya momentteki salınımlardan ziyade toplam harmonik bozulumunun iyileştirilmesidir. Motordaki akım harmoniklerinin rms değeri Eşitlik 3.13' verilmiştir.

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2}\sum_{n=3}^{\infty}\left[\frac{V_n}{n\omega_o l}\right]^2} \qquad [3.13]$$

Eş. 3.13' de V_n çıkış gerilimindeki n' inci harmoniğin tepe değeridir. l motorun kaçak endüktansıdır. ω_o temel açısal frekanstır.

3.3.6. Rastgele DGM

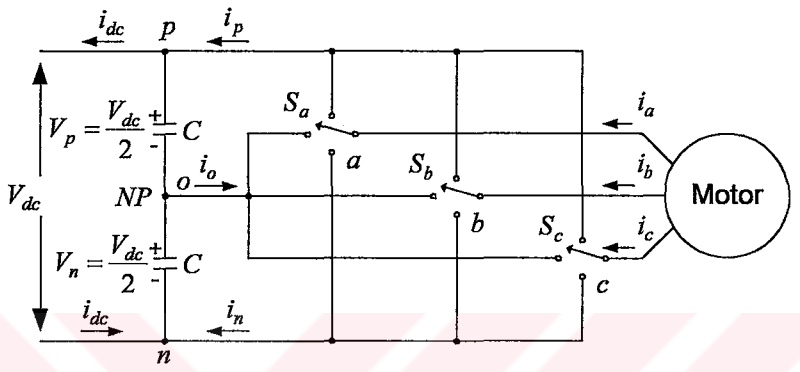
Güç elektroniği devreleri aküstik gürültü üretirler. Bazı DGM teknikleri harmonik akımlarından kaynaklanan insan kulağıyla aynı frekansa sahip elektromanyetik gürültü meydana getirirler. Bu tip gürültüler çok zararlıdır.

Rastgele DGM tekniği rastgele DGM dalga şekli üretmek için temel sinüsoidal dalga şekilleri ile karşılaştırması için önerilmektedir. Rastgele DGM sonucunda büyük temel bileşenler ile hem düşük hem de yüksek dereceden harmonikler bastırılmış olacaktır.

Rastgele DGM tekniği üç gruba ayrılabilir. Bunlar randomize anahtarlama frekansı, randomize pals pozisyonu ve randomize anahtarlamadır.

3.4. Üç-Seviyeli Diyot-Tutmalı Eviricinin Uzay-Vektör DGM

Çok-seviyeli eviricilerin çıkış gerilimleri birden fazla farklı gerilimin birleşmesinden meydana gelmiştir. Üç-seviyeli diyot-tutmalı gerilim beslemeli eviricinin anahtarlama durumlarının fonksiyonel gösterimi Şekil 3.16' da verilmiştir.



Şekil 3.16. Üç-seviyeli diyot-tutmalı eviricinin anahtarlama durumları

Üç boyutlu vektör gösterimi clark dönüşüm matrisi kullanılarak iki boyutlu vektör gösterimi haline getirilebilir. Bu duruma ait eşitlikler Eş 3.9 ve Eş 3.10' da verilmiştir.

Uzay vektör modülasyonunun amacı her bir modülasyon saykılı için aynı düzlemde referans vektörünü üretmektir. Referans vektörü evirici tarafından üretilen vektör ile aynı olmayabilir. Onun ortalama değeri DGM tarafından her bir modülasyon saykılında birden fazla vektör kullanılarak üretilebilir.

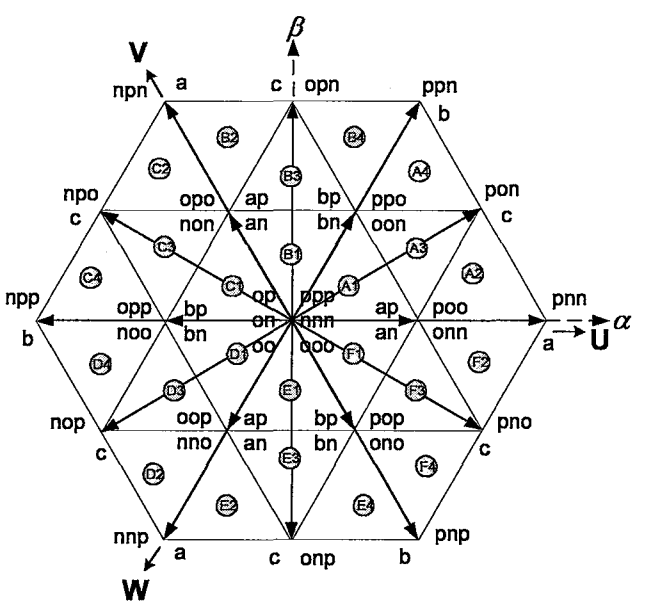
Şekil 3.11' de iki-seviyeli evirici için sekiz anahtarlama ($2^3 = 8$) durumu ve Şekil 3.12' de ise gerilim vektör gösterimi verilmiştir. Bu gerilim vektörlerin altı tanesi eşit genliğe sahip olup 60^0' lik açılarla altıgenin köşelerinde konumlandırılmıştır ($pnn, ppn, npn, npp, nnp, pnp$). Diğer iki gerilim vektörü ise orjinde olup bu iki vektöre sıfır adı verilmektedir (ppp, nnn).

Üç-seviyeli eviricide her faz kolunun 3 anahtarlama durumunun olması itibariyle

$(3^3 = 27)$ anahtarlama durumuna sahiptir. Çizelge 3.3' de bir faza ait anahtarlama durumları gösterilmiştir. Anahtarlama durumlarına göre Şekil 3.17'de gerilim vektörleri iç içe iki altıgenin çeşitli noktalarına konumlandırılmıştır. Şekilde görüldüğü gibi gerilim vektörleri genliklerine göre dört gruba ayrılır. Bunlar, büyük gerilim vektörleri olan a ve b grubu gerilim vektörleri olup genlikleri $2V_{dc}/3$' tür ve dıştaki altıgenin köşelerinde konumlanmışlardır. Orta gerilim vektörü olan c grubu gerilim vektörünün genliği $V_{dc}/\sqrt{3}$' tür ve dıştaki altıgenin orta noktalarında konumlanmışlardır. Küçük gerilim vektörleri olan (ap, an) ve (bp, bn) grubu gerilim vektörleri olup genlikleri $V_{dc}/3$' tür ve içteki altıgenin köşelerinde konumlanmışlardır. Ve sıfır gerilim vektörleri olan (op, on, oo) grubu gerilim vektörlerinin genliği ise sıfır orjinde konumlanmışlardır (75).

Çizelge 3.3. Üç-seviyeli eviricinin anahtarlama durumları $(x = a, b, c)$

Anahtarlama Durumu	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	V_{xo}
p	1	1	0	0	$+V_{dc}/2$
o	0	1	1	0	0
n	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$



Şekil 3.17. Üç-seviyeli eviricinin çıkış gerilimlerinin anahtarlama durumları ve uzay vektörü

Şekil 3.17' de dıştaki altıgen altı sektöre (A ,B, C, D, E, F) sahiptir. Aynı zamanda her bir sektörde dört adet bölge (1, 2, 3, 4) bulunmaktadır. Altıgendeki toplam bölge sayısı 24' tür.

Çizelge 3.4' de üç-seviyeli eviricinin gerilim vektörlerinin gruplandırılması verilmiştir.

Çizelge 3.4. Üç-seviyeli eviricinin gerilim vektörlerinin gruplandırılması

Gerilim Vektörleri	Grupları	Anahtarlama Durumları	Genlikleri
Büyük Gerilim Vektörleri	a	pnn, npn, nnp	$2V_{dc}/3$
	b	ppn, npp, pnp	
Orta Gerilim Vektörleri	c	$pon, opn, npo, nop, onp, pno$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
Küçük Gerilim Vektörleri	ap, an	$poo-onn, opo-non, oop-nno$	$V_{dc}/3$
	bp, bn	$ppo-oon, opp-noo, pop-ono$	
Sıfır Gerilim Vektörleri	op, on, oo	ppp, nnn, ooo	0

Örnek olarak Çizelge 3.4' deki pon ifadesinin ne anlama geldiğine bakacak olursak, p durumu birinci koldaki durum olup Şekil 3.16' daki S_a anahtarının pozitif DC hat ile birleştirilmesi durumudur. Yani Şekil 3.3' deki S_{a1} ve S_{a2} anahtarlarının iletimde alttaki diğer iki anahtarın ise kesimde olduğu durumdur. o durumu ikinci koldaki durum olup Şekil 3.16' daki S_b anahtarının nötr nokta (NP) ile birleştirilmesi durumudur. Yani Şekil 3.3' deki S_{b2} ve S_{b3} anahtarlarının iletimde üstteki ve alttaki iki anahtarın ise kesimde olduğu durumdur. n durumu üçüncü koldaki durum olup Şekil 3.16' daki S_c anahtarının negatif DC hat ile birleştirilmesi durumudur. Yani Şekil 3.3' deki S_{c3} ve S_{c4} anahtarlarının iletimde üstteki diğer iki anahtarın ise kesimde olduğu durumdur.

3.4.1. Nötr noktası akımının etkisi

Üç-seviyeli eviricide her faz kolunun 3 anahtarlama durumunun olması itibariyle ($3^3 = 27$) anahtarlama durumuna sahiptir. Bu 27 anahtarlama durumu Şekil 3.17' de verilmiştir. Verilen tüm anahtarlama durumlarının nötr noktasına bir etkisi yoktur. Çizelge 3.5' de nötr noktasına etkisi olan gerilim vektörleri verilmiştir. Büyük gerilim vektörleri Çizelge 3.5' de verilmemiştir. Çünkü herhangi bir etkisi yok. Çizelgede 3.5' de orta gerilim vektörleri ve küçük gerilim vektörleri verilmiş olup o vektörlere ait hangi faz akımının nötr noktasına etkisi olduğu görülmektedir. Ek 1' de üç-seviyeli gerilim beslemeli eviricinin tüm anahtarlama durumları verilmiştir (32).

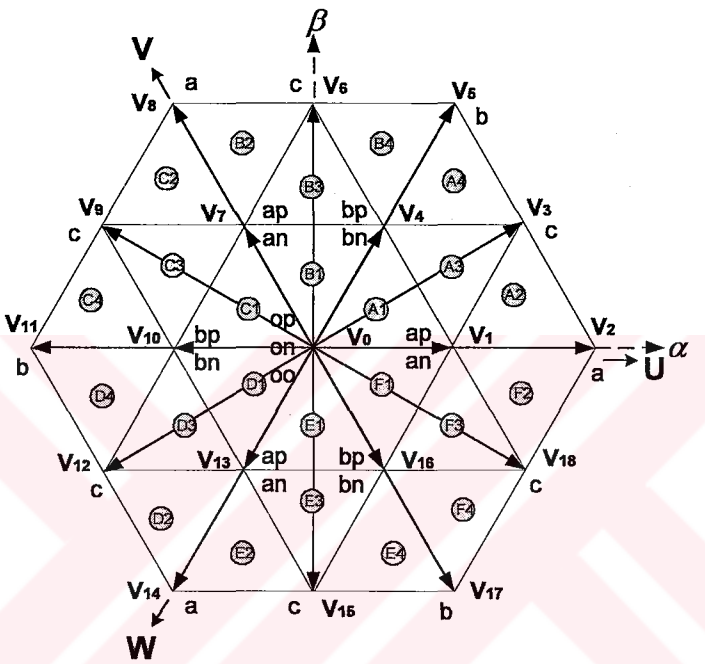
Çizelge 3.5. Nötr nokta akıma etkisi olan küçük ve orta gerilim vektörleri

Pozitif Küçük Gerilim Vektörleri	i_o	**Negatif Küçük Gerilim Vektörleri**	i_o	**Orta Gerilim Vektörleri**	i_o
onn	i_a	*poo*	$-i_a$	*pon*	i_b
ppo	i_c	*oon*	$-i_c$	*opn*	i_a
non	i_b	*opo*	$-i_b$	*npo*	i_c
opp	i_a	*noo*	$-i_a$	*nop*	i_b
nno	i_c	*oop*	$-i_c$	*onp*	i_a
pop	i_b	*ono*	$-i_b$	*pno*	i_c

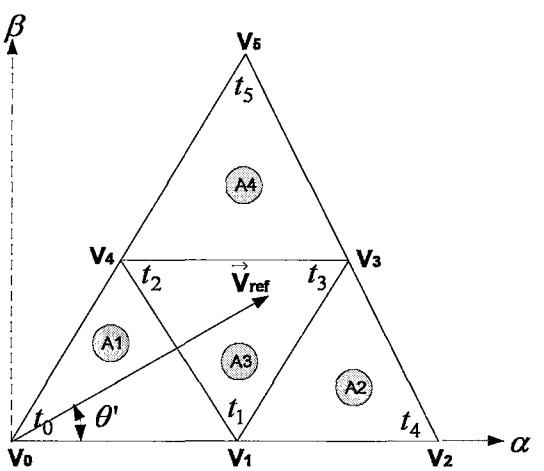
3.4.2. Gerilim vektör sürelerinin bulunması

Şekil 3.18' de üç-seviyeli eviricinin gerilim uzay vektörleri gösterilmektedir. Şekilde altıgen altı sektörden oluşmakta ve her bir sektör dört ayrı bölgeden meydana gelmektedir. Uzay vektör DGM yöntemine göre referans gerilim uzay vektörü, üç fazlı eviricinin çıkış gerilimleri Eşitlik 3.9 kullanılarak elde edilir. Referans gerilim uzay vektörü genliği ve açısına göre A sektöründe ve 3. bölgede olduğunu kabul edelim. Uzay vektör analizinde sektörlerden birinin incelenmesi yeterlidir. Diğer

sektörlerde benzer şekilde olacağından ayrı ayrı incelenmesine gerek yoktur. Şekil 3.19' da A sektörü 3. bölgenin referans gerilim vektörleri ve bileşkeleri verilmiştir. Şekil 3.19' a göre referans gerilimlerinin büyüklükleri Eşitlik 3.14' de ve komşu vektörlerin uygulama süresi Eşitlik 3.15' deki gibi ifade edilir.



Şekil 3.18. Üç-seviyeli eviricinin gerilim uzay vektörleri



Şekil 3.19. A sektörüne ait uzay gerilim vektörleri

A sektörü 3. bölgedeki gerilim vektörlerinin genlikleri,

$$V_1 = \frac{1}{3}V_{dc}e^{j0}$$
$$V_3 = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\pi/6}$$
$$V_4 = \frac{1}{3}V_{dc}e^{j\pi/6} \qquad [3.14]$$
$$V_{ref} = Ve^{j\theta'}$$

T_s örnekleme zamanı içerisinde gerilim vektörlerinin zaman süreleri;

$$V_{ref}T_s = V_1t_1 + V_3t_3 + V_4t_2$$
$$T_s = t_1 + t_3 + t_2 \qquad [3.15]$$

Eşitlik 3.14, Eşitlik 3.15' de yerine konulursa Eşitlik 3.16 elde edilir.

$$V_{ref}(\cos\theta' + j\sin\theta')T_s =$$
$$\frac{1}{3}V_{dc}t_1 + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}(\cos\frac{\pi}{6} + j\sin\frac{\pi}{6})t_3 + \frac{1}{3}V_{dc}(\cos\frac{\pi}{3} + j\sin\frac{\pi}{3})t_2 \qquad [3.16]$$

Eşitlik 3.16' yı gerçek ve sanal kısımlarına ayırırsak Eşitlik 3.17 elde edilir.

$$Gerçek: V_{ref}\cos\theta'T_s = \frac{1}{3}V_{dc}t_1 + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}\cos\frac{\pi}{6}t_3 + \frac{1}{3}V_{dc}\cos\frac{\pi}{3}t_2$$
$$Sanal: V_{ref}\sin\theta'T_s = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}\sin\frac{\pi}{6}t_3 + \frac{1}{3}V_{dc}\sin\frac{\pi}{3}t_2 \qquad [4.17]$$

Gerilim vektörlerinin zaman süreleri Eşitlik 3.18.' de verilmiştir.

$$t_1 = T_s(1-2k\sin\theta')$$
$$t_2 = T_s[1-2k\sin(\frac{\pi}{3}-\theta')] \qquad [3.18]$$
$$t_3 = T_s[2k\sin(\frac{\pi}{3}+\theta')-1]$$

Eşitlik 3.18' deki k ifadesi $\sqrt{3}\frac{V_{ref}}{V_{dc}}$' dir.

Her bir sektöre ait zaman süreleri hesaplanmış olup Çizelge 3.6' da özetlenerek verilmiştir. Burada T_s örnekleme periyodu olup, k modülasyon indeksidir. θ' ise 'a' gerilim vektörüne en yakın açı değeridir (76).

Çizelge 3.6. Farklı bölgelerdeki gerilim vektörlerinin zaman süreleri

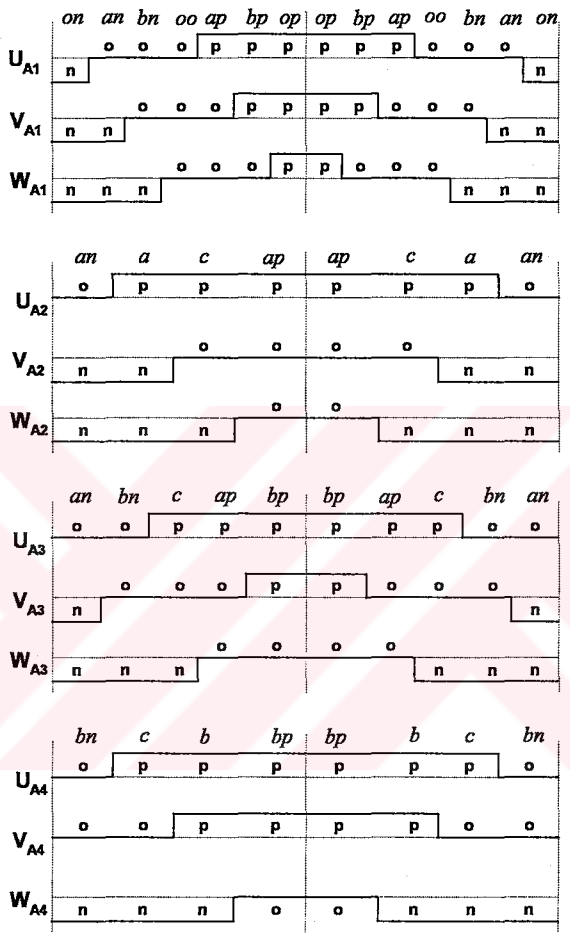
Bölgeler	Vektörler	Zaman Süreleri
A1, B1 C1, D1 E1, F1	op, on, oo	$t_o = T_s[1-2k\sin(\theta'+\pi/3)]$
	ap, an	$t_1 = 2kT_s\sin(\pi/3-\theta')$
	bp, bn	$t_2 = 2kT_s\sin\theta'$
A2, B2 C2, D2 E2, F2	ap, an	$t_1 = 2T_s[1-k\sin(\theta'+\pi/3)]$
	c	$t_3 = 2kT_s\sin\theta'$
	a	$t_4 = T_s[2k\sin(\pi/3-\theta')-1]$
A3, B3 C3, D3 E3, F3	ap, an	$t_1 = T_s(1-2k\sin\theta')$
	bp, bn	$t_2 = T_s[1-2k\sin(\pi/3-\theta')]$
	c	$t_3 = T_s[2k\sin(\theta'+\pi/3)-1]$
A4, B4 C4, D4 E4, F4	bp, bn	$t_2 = 2T_s[1-k\sin(\theta'+\pi/3)]$
	c	$t_3 = 2kT_s\sin(\pi/3-\theta')$
	b	$t_5 = T_s(2k\sin(\theta'-1)$

Nötr-nokta gerilim dengesini sağlamak için simetrik DGM dalga şekilleri üretmek gerekmektedir. Tüm bölgelere ait faz gerilimlerinin seçilmiş anahtarlama sıralarının özetlenmiş durumu Çizelge 3.7' de verilmektedir. Çizelge 3.7' deki anahtarlama durumundan da anlaşılacağı üzere $(A-D,\ B-E,\ C-F)$ sektörleri karşı sektörlerdir (54).

Çizelge 3.7. Farklı bölgelerdeki anahtarlama durumlarının sırası

Sektör	Faz	Bölge			
		1	2	3	4
A	U_A	nooppp	oppp	ooppp	oppp
	V_A	nnooopp	nnoo	nooop	oopp
	W_A	nnnooop	nnno	nnnoo	nnno
B	U_B	ppooonn	ppoo	pooon	oonn
	V_B	pppooon	pppo	pppoo	pppo
	W_B	pooonnn	onnn	oonnn	onnn
C	U_C	nnnooop	nnno	nnnoo	nnno
	V_C	nooppp	oppp	ooppp	oppp
	W_C	nnooopp	nnoo	nooop	oopp
D	U_D	pooonnn	onnn	oonnn	onnn
	V_D	ppooonn	ppoo	pooon	oonn
	W_D	pppooon	pppo	pppoo	pppo
E	U_A	nnooopp	nnoo	nooop	oopp
	V_A	nnnooop	nnno	nnnoo	nnno
	W_D	nooppp	oppp	ooppp	oppp
F	U_D	pppooon	pppo	pppoo	pppo
	V_D	pooonnn	onnn	oonnn	onnn
	W_D	ppooonn	ppoo	pooon	oonn

Şekil 3.20' de A sektörüne ait dört bölge için üç fazın DGM dalga şekilleri gösterilmektedir. Üç fazın DGM dalga şekilleri Çizelge 3.7' den yararlanarak çizilmiştir. Burada dalga şekilleri için simetrik dalga şekilleri kullanılmıştır (54).



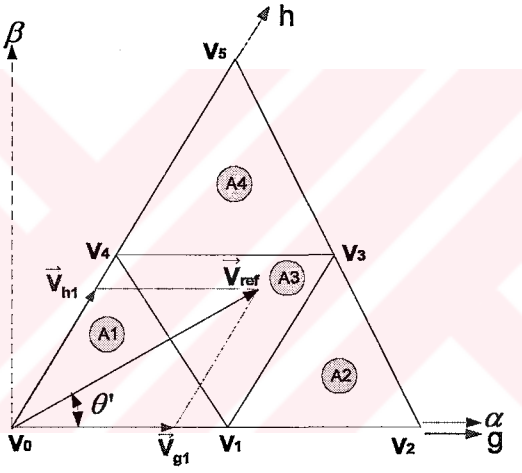
Şekil 3.20. A sektörüne ait dört bölge için üç fazın DGM dalga şekilleri

Referans gerilim vektörünün hangi sektöre ve hangi bölgeye geldiğini bulmak için referans gerilim vektörünün bileşenleri olan V_α ve V_β gerilimleri birbiriyle karşılaştırılarak hem sektör hem de bölge bulunur. Bulduğumuz t_1, t_2, t_3, t_4, t_5 süreleri her sektördeki bölgelerin gerilim vektör iletim süreleridir. Algoritmanın daha hızlı olması için $\alpha - \beta$ düzlemi üzerindeki V_α ve V_β referans gerilim bileşenleri bir başka düzlem olan $g - h$ düzlemi üzerinde V_g ve V_h dönüştürülür. Dönüştürme

matrisi Eşitlik 3.19' da verilmiştir. $\alpha-\beta$ ve $g-h$ düzlemleri Şekil 3.21' de gösterilmiştir (77, 78)

$$V_{ref\,g,h} = T V_{ref\,\alpha,\beta} \qquad [3.19]$$

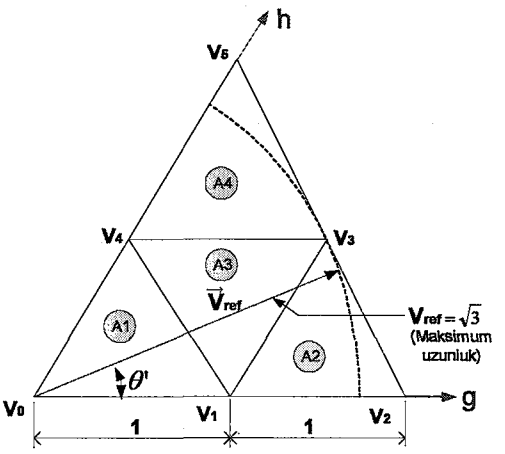
$$T = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \qquad [3.20]$$



Şekil 3.21. $\alpha-\beta$ düzlemi ile $g-h$ düzlemi arasındaki bağıntı

Altıgenin içerisindeki tüm üçgenlerin uzunlukları birim uzunluk olarak alınırsa referans gerilim vektörünün genliğini de normalize etmek zorundayız. Teorik olarak normalize edilmiş referans gerilim vektörünün maksimum uzunluğu iki birim değerindedir. Fakat kararlı durum çalışma şartlarında referans gerilim vektörünün uzunluğu $\sqrt{3}$ ile sınırlandırılmış olup bu durum Şekil 3.22' de gösterilmiştir.

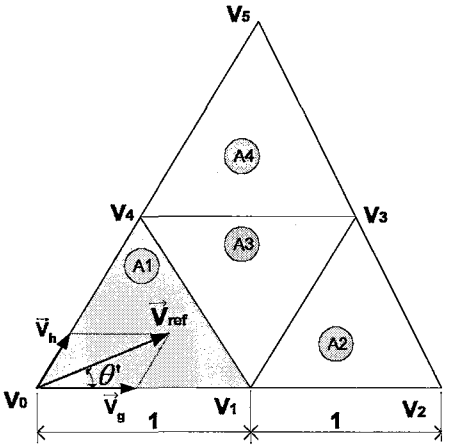
Çizelge 3.8' de $g-h$ düzlemlerini kullanarak referans gerilim vektörünün hangi sektörde olduğu özetlenerek verilmiştir (79).



Şekil 3.22. Normalize edilmiş referans gerilim vektörünün maksimum uzunluğu

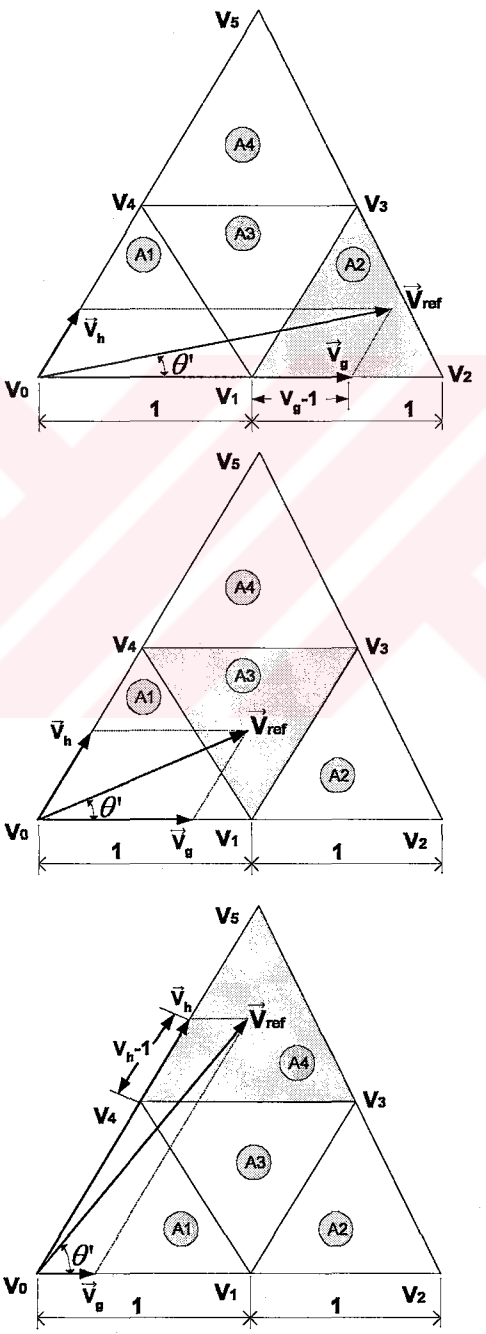
Çizelge 3.8. $g-h$ düzlemlerini kullanarak sektör belirlemek

$g-h$ **Düzlemi**	**Sektör**
$V_g \geq 0 \quad V_h \geq 0$	A
$V_g < 0 \quad V_h \geq 0 \quad V_g + V_h \geq 0$	B
$V_g < 0 \quad V_h \geq 0 \quad V_g + V_h < 0$	C
$V_g < 0 \quad V_h < 0$	D
$V_g \geq 0 \quad V_h < 0 \quad V_g + V_h < 0$	E
$V_g \geq 0 \quad V_h < 0 \quad V_g + V_h \geq 0$	F



Şekil 3.23. Normalize edilmiş referans gerilim vektörünün A sektörü A1 bölgesi

Çizelge 3.8' deki şartlar yardımıyla sektör bulunduktan sonra sektör içerinde hangi bölgede olduğunu bulmak gerekir. Normalize edilmiş referans gerilim vektörü A sektöründe olup Şekil 3.23' de A1 bölgesindedir. Şekil 3.24' de ise A sektöründeki diğer durumlar içinde bölgeler verilmiştir (80).



Şekil 3.24. Normalize edilmiş referans gerilim vektörünün A1, A2, A3 bölgesi

Çizelge 3.9'da V_g ve V_h normalize edilmiş büyüklükleri birbiriyle karşılaştırılarak A sektöründeki bölgelerin bulunması özetlenerek verilmiştir. Diğer sektörler içinde bölge bulunması benzer şekildedir.

Çizelge 3.9. A sektörü için bölge bulunması durumları

Durum	**Bölge**
$V_g > 1$	A1
$V_g \leq 1,\ V_h \leq 1$ $V_g + V_h > 1$	A2
$V_h > 1$	A3
$V_g \leq 1,\ V_h \leq 1$ $V_g + V_h \leq 1$	A4

3.5. Toplam Harmonik Bozunumu

Elektrik güç sistemlerindeki doğrusal olmayan elemanlar, iletim ve dağıtım sistemlerinde ciddi bir harmonik kirliliğe neden olmakta ve tüketiciye verilen enerjinin kalitesini olumsuz etkilemektedir.

Elektrik enerji sisteminde akım, gerilim gibi büyüklüklerin dalga şekli temel frekanslı sinüsoidal bir değişime sahip olmalıdır. Bu değişim için sistemin sinüsoidal kaynakla beslenmesi ve lineer yüklerle yüklenmesi gereklidir. Ancak, güç sistemine bağlanan ve sayıları gittikçe artan çeviriciler, ark fırınları, güç elektroniği elemanları, statik Var kompansatörleri gibi lineer olmayan yükler, sistemdeki akım ve gerilim büyüklüklerinin sinüsoidal olmamasına, yani harmonik bozunumuna neden olabilirler.

Harmonikler; motorlar, generatörler, kondansatörler, transformatörler ve enerji iletim hatlarında ilave kayıplara neden olurlar. Bazı durumlarda da harmonikler, güç sistem

elemanlarının zarar görmesine veya devre dışı kalmalarına yol açabilirler. Ayrıca harmonikler nedeniyle sistemde çeşitli frekansta akım ve gerilim bileşenleri bulunacağından, rezonans olayının meydana gelme olasılığı artacaktır. Rezonans sonucu oluşabilecek aşırı akım ve gerilimler, işletmedeki elemanlara büyük zarar verecektir.

Sinüsoidal büyüklüklerin güç sistemine olumsuz etkilerinin giderilmesi ve güç kalitesinin iyileştirilmesi bakımından harmoniklerin analizi ve harmonik büyüklüklerinin seviyesini belirlenmesi gereği vardır (81).

Toplam harmonik bozunumu (*THD*) akımın veya gerilimin dalga şeklinin kalitesini ölçmek içindir. *THD*' nin matematiksel ifadesi Eşitlik 3.21' de verilmiştir.

$$THD = (1/H_1)\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2} \qquad [3.21]$$

Burada H_1 temel bileşenin genliğini, H_n ise n'inci harmoniğin genliğini ifade etmektedir.

Teorik olarak, *THD* elde etmek sonsuz harmonikleri hesap edilerek yapılır. Fakat pratikte bunu hesap etmek imkansızdır. Çünkü belirli sayıda harmonikler verilebilmektedir. Ve genellikle $n = 63$ uygun olmaktadır.

4. YAPAY SİNİR AĞLARI

Yapay sinir ağları (YSA), insan beyninden esinlenerek geliştirilmiş, ağırlıklı bağlantılar aracılığıyla birbirine bağlanan ve her biri kendi belleğine sahip işlem elemanlarından oluşan paralel ve dağıtılmış bilgi işleme yapılarıdır. YSA, bir başka deyişle, biyolojik sinir ağlarını taklit eden bilgisayar programlarıdır. YSA zaman zaman bağlantıcılık (connectionism), paralel dağıtılmış işlem, sinirsel-işlem, doğal zeka sistemleri ve makine öğrenme algoritmaları gibi isimlerle de anılmaktadır (34, 82).

YSA bir programcının geleneksel yeteneklerini gerektirmeyen, kendi kendine öğrenme düzenekleridir. Bu ağlar öğrenmenin yanı sıra, ezberleme ve bilgiler arasında ilişkiler oluşturma yeteneğine de sahiptir.

YSA insan beyninin bazı organizasyon ilkelerine benzeyen özellikleri kullanmaktadırlar. YSA bilgi işleme sistemlerinin yeni neslini temsil ederler. Genel olarak YSA model seçimi ve sınıflandırılması, işlev tahmini, en uygun değeri bulma ve veri sınıflandırılması gibi işlerde başarılıdır. Geleneksel bilgisayarlar ise özellikle model seçme işinde verimsizdir ve sadece algoritmaya dayalı hesaplama işlemleri ile kesin aritmetik işlemlerde hızlıdırlar.

Bir sinir ağının en temel bileşeninin beyinin yapısından esinlenerek geliştirilmelerine karşın, bazı özellikleri beyinle aynı değildir. Bazı özelliklerinin ise beyinde biyolojik karşılığı yoktur. Bununla birlikte sinir ağları biyolojik beyinle büyük benzerlikler gösterir ve bu nedenle terimlerin büyük kısmı sinirbilim (neuroscience) biliminden alınmıştır.

YSA' nın yararlı ve ilgi çekici birçok özellikleri vardır. İlk özellik öğrenebilme yeteneğidir. YSA uyarlanabilir ve esneyebilir. Tek bir YSA, herhangi bir işleve ilke olarak yaklaşabilir. YSA' nın yapısını ve öğrenme kurallarını değiştirmek zorunda değiliz, sadece öğretim materyalini değiştirerek öğrenmeyi sağlayabiliriz. Daha da önemlisi öğretim materyalini değiştirmek temel olarak yeni bir çevreyle tanışmak

gibidir. YSA' nın en büyük üstünlükleri, öğrenme kabiliyeti olması ve farklı öğrenme algoritmaları kullanabilmesidir. Bunun yanı sıra en sık belirtilen sakıncaları ise sistemin çalışmasının analiz edilememesi ve öğrenme işleminde başarılı olunamama riski olmasıdır.

4.1. Yapay Sinir Ağının Gelişimi

İnsan beyni hakkındaki çalışmalar binlerce yıl öncesine dayanır. Modern elektroniğin gelişmesi ile birlikte, bu düşünce işlemini kullanmaya çalışmak doğal bir hale gelmiştir. İlk YSA modeli 1943 yılında, bir sinir hekimi olan Warren McCulloch ile bir matematikçi olan Walter Pitts (83) tarafından gerçekleştirilmiştir. McCulloch ve Pitts, insan beyninin hesaplama yeteneğinden esinlenerek, elektrik devreleriyle basit bir sinir ağını modellemişlerdir.

1948 yılında Wiener "Cybernetics" isimli kitabında, sinirlerin çalışması ve davranış özelliklerine değindi. 1949 da ise Hebb (84) "Organization of Behavior" isimli kitabında, öğrenme ile ilgili temel teoriyi ele aldı. Hebb kitabında öğrenebilen ve uyum sağlayabilen sinir ağları modeli için temel oluşturacak Hebb Kuralı'nı ortaya koymuştur.

1957 yılında Frank Rosentblatt'ın (85) Perceptron'u gerçekleştirmesinden sonra YSA alanındaki gelişmeler hızlanmıştır. Perceptron, beyin işlevlerini modelleyebilmek amacıyla yapılan çalışmalar neticesinde ortaya çıkan tek katmanlı eğitilebilen ve tek çıkışa sahip olan YSA' dır.

1959 yılında, Bernand Widrow ve Marcian Hoff (86) Stanford Üniversitesinde ADALINE ve MADALINE diye adlandırdıkları ağ modellerini geliştirdiler. MADALINE, telefon hatlarında oluşan yankıları yok eden bir uyarlanabilir süzgeç olarak kullanılmış, gerçek dünya sorunlarına uygulanmış olan ilk sinir ağıdır ve hala kullanımda bulunmaktadır (87).

1969 yılında Minsky ve Papert (88) Perceptron'un yetersizliğini görmüşler ve XOR problemini çözemediğini ispatlamışlardır. Bunun için iki katmanlı ileri beslemeli ağların kullanılabileceğini ileri sürmüşler ve tek katmanlı ağlardaki birçok sınırlamayı ortadan kaldırdığını göstermişlerdir. Fakat gizli katmanların ağırlıklarının nasıl değiştirileceği konusunda bir yöntem önerememişlerdir. Bu soruna Rumelhart (89) ve arkadaşları geri yayılımlı YSA yöntemi ile bir çözüm getirmişlerdir.

1970' li yıllarda yapay sinir ağları hakkında birkaç araştırmacı çalışmasına rağmen, Grossberg ve Kohonen önemli ilerlemeler kaydettiler (90), Grossberg (91) biyolojik sinir sistemlerinin temel prensiplerinden yararlanarak kendine ait uyarlanabilir rezonans teorisini (ART) geliştirmiştir ve ağın dinamik yapısıyla birinci dereceden diferansiyel denklemleri modellemiştir. Bu fikirler Carpenter ve Grossberg tarafından sonraki çalışmalarına esas teşkil edip ART' yi üç sınıfa ayırmışlardır. Bunlar ART1 (92), ART2 (93), ART3 (94)' dir. Bunlar kendi kendine organize örnek sınıflandırma algoritmalarının sinir uygulamalarıdır. Diğer taraftan Kohonen çalışmalarında kendi kendine organize sistem haritalarını geliştirmiştir (95). Bulduğu bu ağ yapısı ile özel ve farklı örnekleri ayarlayarak sinirleri organize etmiştir.

1970 yılında Werbos (96) geri yayılımlı YSA algoritmasını gelişmiştir. Onun ilk pratik uygulaması dinamik model tahmini olmuştur. 1980' li yılların başında Hopfield geriye yayılımlı ağların eğitmeleri için kendi adını verdiği Hopfield modelini ortaya koymuştur (97, 98). Sonraları Kosko, Hopfield ve Grosbeerg' e ait fikirlerinin bazılarından yararlanarak uyarlanabilir iki yönlü ilişkili hafıza (BAM) modeli gelişmiştir (99). Diğer önemli modeller daha sonraki yıllarda bulunmuştur.

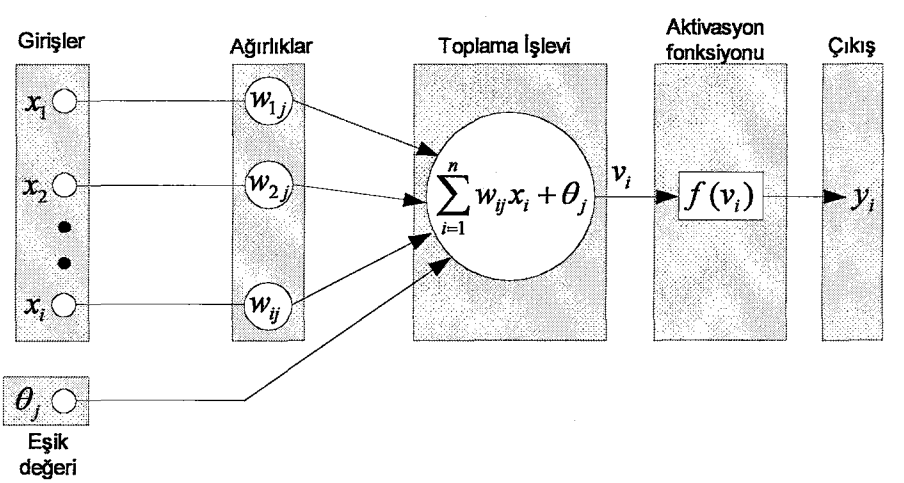
1980' li yıllarının ortalarında Parker (100), Rumelhart ve arkadaşları (101) geri beslemeli ileri yayılımlı sinir ağını tekrar ele almışlardır Hinton, Sejnowski ve Ackley (102, 103) Hopfield ağı çeşitlerinden Boltzmann makinesini geliştirmişlerdir. Onların bu çalışmaları diğer araştırmacıların çalışmalarında yön vermiştir. Fukuda ve Meireles yapmış oldukları çalışmalarında son zamanlarda YSA' ların çok farklı alanlarda geniş uygulama alanları bulduklarını belirtmişlerdir (90, 104).

4.2. Bir Yapay Sinirin Ana Öğeleri

YSA, birbirine bağlı çok sayıda işlem elemanlarından oluşmuş, genellikle paralel işleyen yapılar olarak adlandırılabilir. YSA' daki işlem elemanları (düğümler) basit sinirler olarak adlandırılır. Bir YSA, birbirleriyle bağlantılı, çok sayıda düğümlerinden oluşur. YSA, insan beyni gibi, öğrenme hatırlama ve genelleme yeteneği ne sahiptirler (34).

Nöronlar sinir ağını oluşturan basit işlevlere sahip işlemcilerdir. Bir nöron yapısı içerisinde üç ana bölüm bulunur. Bunlar sırası ile ağırlıklar, toplama işlevi ve aktivasyon (etkinlik işlevi) fonksiyonudur. Şekil 4.1'de sinir ağlarında kullanılan genel bir sinir modeli verilmiştir. $i = 1,.....,n$ için x_i ağın girişlerini gösterir. w_{ij} i'inci giriş ile j'inci düğüm arasındaki bağlantı ağırlıklarını gösterir.

Şekil 4.1'de görüleceği gibi giriş, bağlantılar üzerindeki ağırlıklar ile çarpılarak bir toplayıcıya uygulanmakta ve elde edilen toplam, nöronun aktivasyon fonksiyonundan geçirilerek çıkışlar hesaplanmaktadır. Eş. 4.1' de bir sinir için sistemin girişlerine göre ağırlık toplamı gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Yapay bir sinir (düğüm)

$$v_i(t) = w_{1j}x_1(t) + w_{2j}x_2(t) + ... + w_{ij}.x_n(t) + \theta_j = \sum_{i=1}^{n} w_{ij}.x_j(t) + \theta_j \qquad [4.1]$$

olur. Sonuç olarak toplama işleminin sonucu aktivasyon fonksiyonunun geçirilir

$$y_i = f(v_i) \qquad [4.2]$$

Tüm YSA bu temel yapıdan türetilmiştir. Bu yapıdaki farklılıklar YSA' nın farklı sınıflandırılmalarını sağlar. Bir yapay sinirin öğrenme yeteneği, seçilen öğrenme algoritması içerisinde ağırlıkların uygun bir şekilde ayarlanmasına bağlıdır.

Girişler: Girişler $(x_1, x_2, ..., x_n)$ çevreden aldığı bilgiyi sinire getirir. Girişler, kendinden önceki sinirlerden veya dış dünyadan sinir ağına gelebilir. Bir sinir genellikle gelişi güzel bir çok girdileri alır.

Ağırlıklar: Ağırlıklar $(w_{1j}, w_{2j}, ...w_{nj})$ yapay sinir tarafından alınan girişlerin sinir üzerindeki etkisini belirleyen uygun katsayılardır. Her bir giriş kendine ait bir ağırlığa sahiptir. Bir ağırlığın değerinin büyük olması, o girişin yapay sinire güçlü bağlanması ya da önemli olması, küçük olması zayıf bağlanması ya da önemli olmaması anlamına gelmektedir.

Toplama İşlevi: Toplama işlevi v_i, sinirde her bir ağırlığın ait olduğu girişlerle çarpımının toplamlarını eşik θ_j değeri ile toplayarak etkinlik işlevine gönderir. Bazı durumlarda toplama işlevi bu kadar basit bir işlem yerine, en az (min), en çok (max), çoğunluk veya birkaç normalleştirme algoritması gibi çok daha karmaşık olabilir.

Aktivasyon Fonksiyonları (Etkinlik İşlevi): Toplama işlevinin sonucu, etkinlik işlevinden $f(v_i)$ geçirilip çıkışa iletilir. Bir etkinlik işlevinin kullanım amacı, zaman söz konusu olduğunda toplama işlevinin çıkışının değişmesine izin vermektir.

Etkinlik işlevi, Şekil 4.2' de gösterilen eğrilerin biri şeklinde olabilmektedir. Bu etkinlik işlevlerini matematiksel ifadeleri aşağıda sıralanmıştır (105).

Şekil 4.2 (a)' da verilen basamak işlevi Eş. 4.3' de olduğu gibi ifade edilir.

$$f(v_i) = \begin{cases} 1 & ; \quad v_i \geq 0 \\ 0 & ; \quad v_i \leq 0 \end{cases} \qquad [4.3]$$

Şekil 4.2 (b)' de verilen kesikli doğrusal işlevi Eş. 4.4' de olduğu gibi ifade edilir. Bu işlev doğrusal sigmoid işlev gibi tanımlanır.

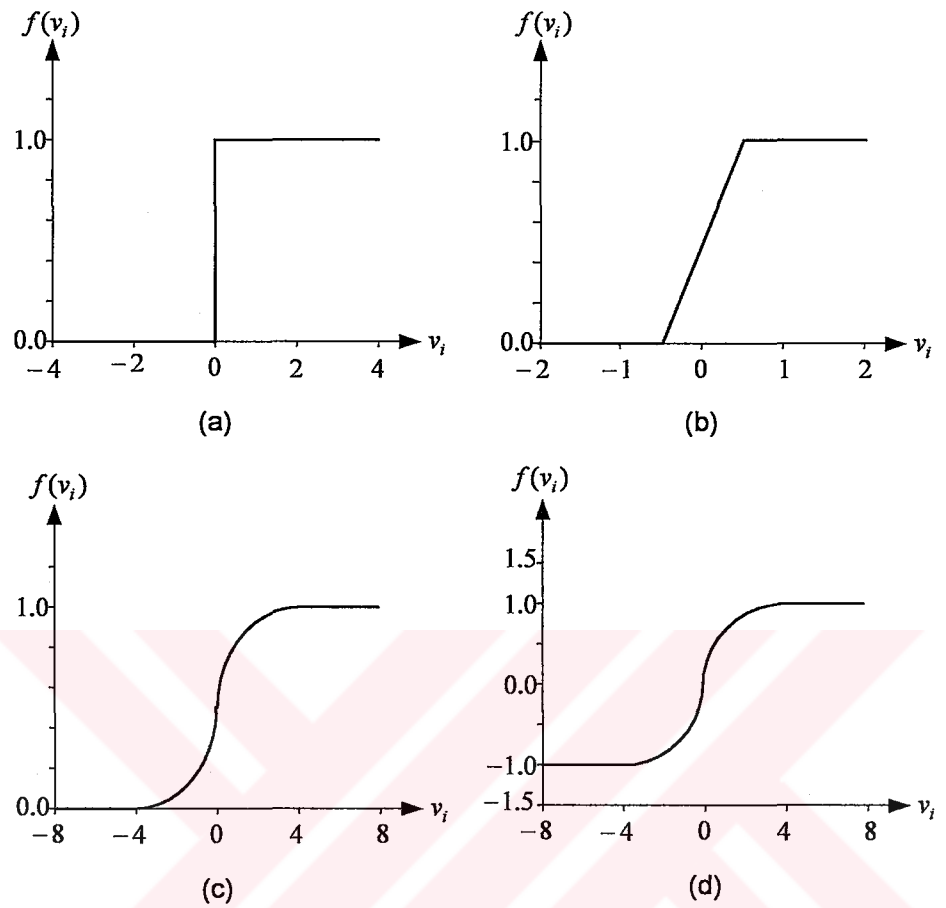
$$f(v_i) = \begin{cases} 1 & ; \quad v_i \geq 0{,}5 \\ v_i + 0{,}5 & ; \quad -0{,}5 \leq v_i \leq 0{,}5 \\ 0 & ; \quad v_i \leq -0{,}5 \end{cases} \qquad [4.4]$$

Şekil 4.2 (c)' de verilen tek yönlü sigmoid işlevi Eş. 4.5' de olduğu gibi ifade edilir.

$$f(v_i) = \frac{1}{1+e^{-v_i}} \qquad [4.5]$$

Şekil 4.2 (d)' de verilen çift yönlü sigmoid (tanjant) işlevi Eş. 4.6' da olduğu gibi ifade edilir.

$$f(v_i) = \frac{1-e^{-v_i}}{1+e^{-v_i}} \qquad [4.6]$$



Şekil 4.2. Etkilinlik işlevleri a) İşaret işlevi b) Doğrusal işlev
c) Tek yönlü sigmoid işlev d) Çift yönlü sigmoid işlev

Çıkış işlevi: Çıkış $y_i = f(v_i)$, etkinlik işlevi sonucunun dış dünyaya veya diğer sinirlere gönderildiği yerdir. Bir sinirin bir tek çıkışı vardır. Sinirin bu çıkışı, kendinden sonra gelen herhangi bir sayıdaki diğer sinirlere giriş olabilir.

Her bir düğümde bir çıkış işaretine izin verilir. Bu işaret diğer yüzlerce sinir hücresinin girişi olabilir. Bu durum biyolojik sinirde olduğu gibidir. Biyolojik sinirde de birçok giriş varken sadece bir çıkış etkinliği vardır. Düğüm çıkışı etkinlik işlevinin sonucuna eşdeğerdir. Fakat bazı ağ yapıları, komşu düğümler arasında yarışma oluşturmak için etkinlik sonuçlarını düzenleyebilir. Böylece yarışmacı girişler hangi düğümün öğrenme ya da uyma işlemine katılacağına karar verilmesinde yardımcı olur.

4.3. YSA' ların Üstünlükleri

YSA' nın klasik sistemlere göre sağladıkları üstünlükler aşağıda açıklanmıştır (106).

- Doğrusal olmayan sistemlere uygulanabilirliği: YSA bu özeliğinden dolayı doğadaki hemen hemen her probleme uygulanabilmesini sağlamaktadır.

- Öğrenme: YSA' ları diğer yaklaşımlardan ayıran temel bir özelliktir. YSA' ları bir problemi öğrenebilmesi için problemin giriş ve çıkış verilerine karşılık gelen çıkış verilerinin veya sadece verilerinin sağlanması gerekir. Giriş ve çıkış verileri ile tanımlanan öğrenme kümesi yeteri sayıda örnek içermelidir.

- Genelleme yapma: Eğitim sürecinin ardından YSA eğitim kümesi dışındaki veriler için de çıkışlar üretebilir. YSA' nın ürettiği çıkışların kabul edilebilir düzeyde olup olmadığı, test verilerinin bilinen sistem çıkışı ile YSA' nın çıkış değerleri karşılaştırılarak varılabilir. Bu uygulama genellemenin testi olarak bilinir.

- Adaptasyon: YSA tanımı yada parametreleri değişen probleme veya sisteme uygun çözümler sağlamak için tekrar tekrar eğitilebilir. Eğitim gerçek zamanda gerçekleştirilir.

- Veri İşleme: Biyolojik sistemlerde veri dağınık yapıda saklanır. YSA'da ise, ağırlıklar üzerine paralel olarak dağıtılmış şekilde temsil edilmekte, korunmakta ve işlenmektedir. Ağırlıklar herhangi bir anda YSA' nın problemle ilgili olarak sahip olduğu bilgiyi ifade eder.

- Hataya ve gürültüye karşı duyarlılık ve tolerans: YSA' nın genelleme yeteneği gerçekleştirilen testlerle sınanır. Genelleme, yeterli seviyede ise giriş vektörünü tanımlayan parametrelerden bazılarının verilmemesi veya sağlanmaması durumunda yada ağırlıklarından bazılarının bozulmaması veya

kullanılamaz duruma gelmesi halinde de giriş vektörünü karşılayan çıkış verilerinin YSA tarafından kabul edilebilir doğrulukta üretebilmesidir.

- Donanım: YSA' lar paralel yapısı nedeniyle büyük ölçekli entegre devre (VLSI) teknolojisi ile gerçeklenebilir. Bu özellik, YSA' nın hızlı bilgi işleme yeteneğini ve örnek tanıma, işaret işleme, sistem kimliklendirme ve denetim gibi gerçek zaman uygulamalarında kullanımı artırır.

4.4. YSA' ların Sınıflandırılması

YSA' nın düğümleri ve bağlantıları çok değişik biçimlerde bir araya getirilebilir. Ağlar bu düğüm ve bağlantı mimarilerine göre değişik isimler alırlar. Yapay sinir ağ mimarileri, sinirler arasındaki bağlantıların yönlerine göre veya ağ içindeki işaretlerin akış yönlerine göre birbirlerinden ayrılmaktadır. Buna göre YSA için, ileri beslemeli (feedforward) ve geri beslemeli (feedback veya recurrent) ağlar olmak üzere iki temel ağ mimarisi vardır.

4.5. YSA' ların Uygulama Alanları

Günümüzde pek çok alanda YSA' nın uygulamalarına rastlamak mümkündür. Yapısal farklılıklarına göre uygulamalarda kullanılan YSA çeşitlilik gösterebilir (107). Çoğunlukla uygulamalarda karşılaşılan YSA' türlerine göre Çizelge 4.1'de verilmiştir.

4.6. Yapay Sinir Ağı Mimarisi

YSA düğüm veya sinir olarak adlandırılan çok sayıdaki işlem elemanının bir araya gelmesinden oluşur. Psikolog Frank Rosentblatt' ın öğrenme yeteneğine sahip olan bir örnek tanıma aygıtını ortaya çıkarmış olduğu 1958 yılından bu yana, hiyerarşik sinir ağı en çok üzerinde çalışılmış olan bir ağ yapısı olmuştur. Bir hiyerarşik sinir ağı, düğümlerin sıralı bir şekilde art arda bağlanmasından oluşur.

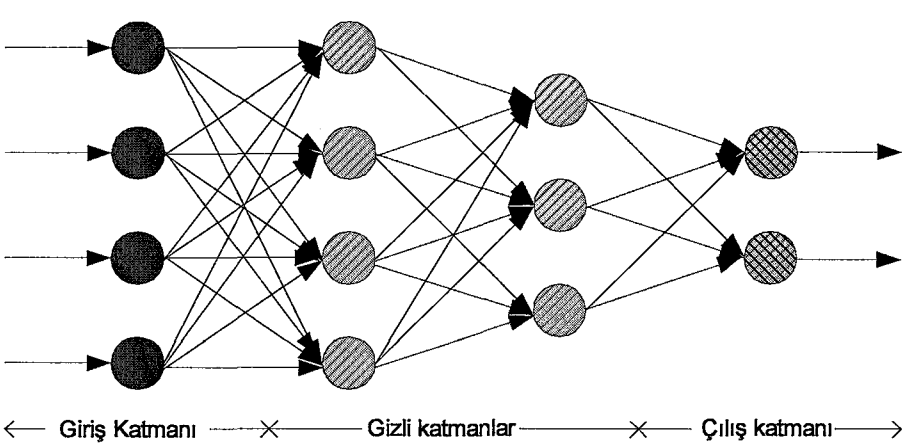
Çizelge 4.1 YSA türlerine göre uygulama alanları

Uygulama	Yapay Sinir Ağı Mimarisi
Tahmin	Geri yayımlı ağ
	ADALİNE
	Perceptron
	Radyal temelli fonksiyon(RBF) ağı
Model Sınıflandırma	Karşı yayma ağı
	Vektör kuantalamalı öğrenme(LVQ)
	Kohonen ağı
	Geri yayımlı ağ
	Radyal temelli fonksiyon(RBF) ağı
	Boltzman makinası
	Perceptron
Veri İlişkilendirme	İki yönlü ilişkili hafıza (BAM)
	Boltzman makinası
	Hamming ağı
	Hopfield ağı
Sistem kimliklendirme ve kontrol	Perceptron
	Geri yayımlı ağ
	Radyal temelli fonksiyon(RBF) ağı
	Hopfield ağı
	Kohonen ağı
Resim işleme, görüntü	Perceptron
	Geri yayımlı ağ
	Radyal temelli fonksiyon(RBF) ağı
	İki yönlü ilişkili hafıza (BAM)
	Vektör kuantalamalı öğrenme(LVQ)

Bu tür ağların özelliği sahip oldukları basit dinamikleridir. Eğer giriş katmanına bir işaret girerse, bu işaret sinirler arasındaki bağlantılar yoluyla diğer katmana iletilir. Giriş katmanının düğümleri tarafından öteki katmana iletilmeden önce bu işaret üzerinde basit bir işlem yerine getirilir. Bu süreç çıkış katmanına erişinceye kadar tekrar edilir. Ağ içerisindeki düğümler katmanlar halinde yerleştirilir. İlk katmandaki girişe verilen bilgi ağ içinde ileriye doğru yayılır. Her katmandaki düğümlere sadece önceki katmandaki düğümlerden girişlere izin verilir. Bir düğüm kendinden sonraki

her hangi bir düğüme bağlanabilirken kendisine asla bağlanmaz. Son katmandaki işaretler ağın çıkışıdır. Geri beslemeli veya tekrarlanan ağlarda en azından bir düğümün geriye yayıldığı bir dönüş bağlantısı vardır. Tekrarlanan ağlar da tamamen veya parçalı olarak geri besleme yollarına sahiptirler. Bu tür ağların tasarımları ve davranışları oldukça karmaşıktır.

Sinir ağlarında istenen sonucun elde edilmesi için ağın uyarlanabilir olması gerekir. Bunu sağlamak için uygun değerli ağırlıklar ve doğru bağlantılar seçilmelidir. Ağ bu şartları karşılayabilmek için sistemin davranışlarını öğrenmeli ya da kendi kendini örgütlemelidir. Öğrenme kalıcı yenilenmeler için gözlemleme veya eğitim faaliyetlerinden çıkan sonuçlar olarak tanımlanabilir. Öğrenme YSA' nın ayrılmaz bir parçasıdır. Öğrenme; giriş değerlerine veya bu girişlerin çıkışlarına bağlı olarak ağın bağlantı ağırlıklarını değiştiren veya ayarlayan öğrenme kuralı ile gerçekleştirilir. Ara (gizli) katmanları olmayan, sadece giriş ve çıkış katmanı olan ağlar, karmaşık işlevleri hesaplama yeteneğinden yoksundur. Bu nedenle karmaşık hesaplamalar için oluşturulan ağlarda en az bir ara katman olmalıdır. Burada her bir sinir doğrusal olmayan bir etkinlik işlevini hesaplayabilmektedir. Şekil 4.3'de iki gizli katmana sahip dört katmanlı bir YSA görülmektedir.



Şekil 4.3. Çok katmanlı bir YSA

Bu tür ağlar, giriş katmanı, bir veya birden çok gizli katman ve çıkış katmanından oluşmaktadır. Bir katmandaki her sinir, bir sonraki katmanın bütün sinirleri ile bağlantılıdır. Aynı katmandaki sinirler arasında veya geri-besleme şeklinde bağlantıları yoktur.

Giriş katmanından alınan bilgiler, giriş katmanı ve gizli katman arasında bulunan bağlantı ağırlıkları ile çarpılıp gizli katmana iletilmektedir. Gizli katmandaki sinirlere gelen girişler toplanarak aynı şekilde gizli katman ile çıkış katmanı arasındaki bağlantı ağırlıkları ile çarpılarak çıkış katmanına iletilir. Çıkış katmanındaki sinirler de kendisine gelen bu girişleri toplayarak buna uygun bir çıkış üretirler. Burada giriş katmanından çıkış katmanına doğru, gizli katmanlar üzerinden tek yönlü bir iletişim mevcuttur.

4.7. YSA' larda Öğrenme

YSA' da bilgi, ağdaki bağlantıların ağrılıklarında depolanır. Bir ağda öğrenme kısaca, istenen bir işlevi yerine getirecek şekilde ağırlıkların ayarlanması sürecidir. YSA' da öğrenme, sinirler arasındaki ağırlıkların değiştirilmesi ile gerçekleşmektedir. Buna göre sinirler arası bağlantılar üzerindeki ağırlıkların, belirli bir yöntem (öğrenme kuralları) uyarınca dinamik olarak değiştirilebilen ağlar eğitilebilir. Eğitilebilen yani öğrenebilen ağlar, yeni şekilleri tanıyabilir (şekil tanıma) veya verilen bir girişin hangi sınıfa ait olduğuna karar verebilir (sınıflandırma). YSA' da öğrenme düğümler arasındaki ağırlıkların, düğümlerdeki etkinlik veya aktarım işlevlerinin değişkenlerinin ayarlanmasıyla yapılmaktadır.

Ağların eğitimi için kullanılan öğrenme kuralları genellikle danışmanlı öğrenme (supervised learning), danışmansız öğrenme (unsupervised learning) ve pekiştirerek öğrenme (reinforcement learning) olmak üzere üç öğrenme yöntemi başlığı altında toplanabilir.

4.7.1. Danışmanlı öğrenme

YSA' da gerçek çıkış istenen çıkışla kıyaslanır. Rasgele değişen ağırlıklar ağ tarafından öyle ayarlanır ki, bir sonraki döngüde gerçek çıkış ile istenen çıkış arasında daha yakın karşılaştırma üretebilsin. Öğrenme yöntemi, bütün işleme elemanlarının anlık hatalarını en aza indirmeye çalışır. Bu hata azaltma işlemi, kabul edilebilir doğruluğa ulaşana kadar ağırlıklar devamlı olarak derlenir.

Danışmanlı öğrenmede, YSA kullanılmadan önce eğitilmelidir. Eğitme işlemi, sinir ağına giriş ve çıkış bilgileri sunmaktan oluşur. Bu bilgiler genellikle eğitme kümesi olarak tanımlanır. Yani, her bir giriş kümesi için uygun çıkış kümesi ağa sağlanmalıdır.

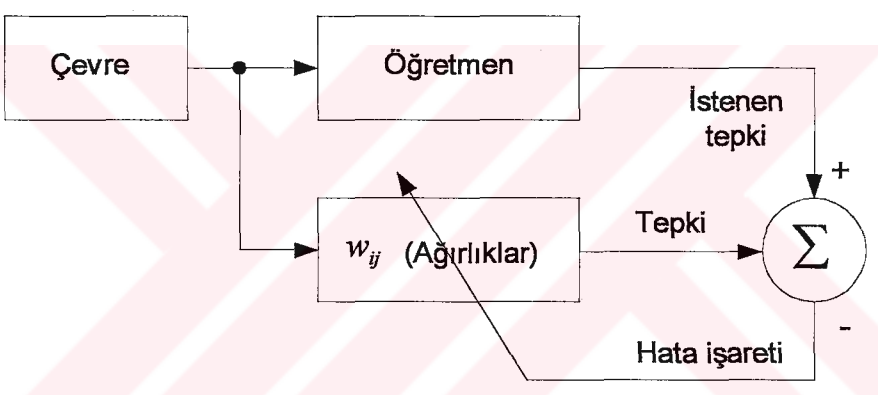
Birçok uygulamada, ağa gerçek veriler uygulanmak zorundadır. Bu eğitme safhası uzun zaman alabilir. Sinir ağı, belirli bir sıralamadaki girişler için istenen istatistiksel doğruluğu elde ettiği zaman eğitme işlemi tamamlanmış kabul edilir ve eğitme işlemi bitirilir. Öğrenim aşaması tamamlandıktan sonra ağ kullanılmaya başlandığında, bulunan ağırlıkların değeri sabit olarak alınır ve bir daha değiştirilmezler. Bazı ağ yapılarında ağ çalışırken çok düşük oranda eğitmeye izin verilir. Bu işlem ağların değişen koşullara uyum sağlamasına yardımcı olur.

Eğer sistemin önemli olan özellikleri ve ilişkileri öğrenmesi gerekiyorsa, o zaman eğitme kümesi, bütün ihtiyaç duyulan bilgileri içermesi gerekir. Eğer ağ sadece bir örnekle eğitilirse, bir olay için çok hassas olan bütün ağırlıklar kümesi, bir sonraki olayda yeterli çözüm vermez. Yeni şeyler öğrenme safhasında eski olaylar unutabilir. Sonuç olarak, sistem gerekli bilgilerle birlikte öğrenmek zorundadır.

Danışmanlı öğrenmede giriş ve çıkış çiftlerinden oluşan eğitim bilgileri vardır. Ağ giriş bilgisine göre ürettiği çıkış değerini, istenen değerle karşılaştırarak ağırlıkların değiştirilmesinde kullanılacak bilgiyi elde eder. Girilen değerle istenen değer arasındaki fark hata değeri olarak önceden belirlenen değerden küçük oluncaya kadar eğitime devam edilir. Hata değeri istenen değerin altına düştüğünde tüm ağırlıklar

sabitlenerek eğitim işlemi sonlandırılır. Eğitim işlemi sırasında her bir eğitim bilgisi çifti için oluşan hata değerine göre ağırlıkların değiştirilmesine 'örüntü kipi' öğrenme, tüm eğitim kümesi için hataların toplanarak toplam hata değerine göre ağırlıkların değiştirilmesine ise 'küme kipi' öğrenme denilmektedir.

Danışmanlı öğrenmeye çok katmanlı perceptron (multilayer perceptron), geriye yayılım (backpropagation), delta kuralı, Widrow-Hoff veya en küçük karelerin ortalaması (least mean square) ve uyarlanabilir doğrusal eleman anlamına gelen ADALINE örnek olarak verilebilir. Danışmanlı öğrenme Şekil 4.4' de gösterilmiştir.

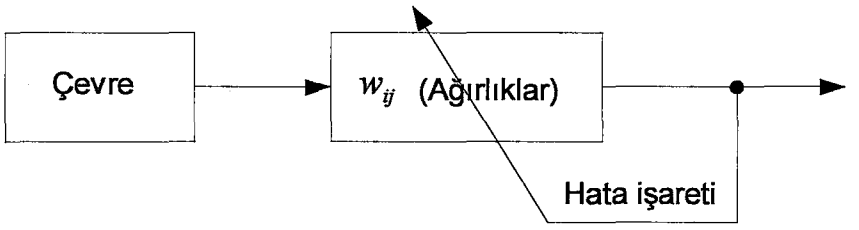


Şekil 4.4. Danışmanlı öğrenme

4.7.2. Danışmansız öğrenme

Danışmansız öğrenmede bir danışman veya öğretmen, sinir ağına girişin hangi veri parçası sınıfına ait olduğunu veya ağın nerede iyi sonuç vereceğini söylemez. Ağ veriyi üyeleri birbirinin benzeri olan öbeklere yol gösterilmeksizin ayırır. Danışmansız olarak eğitilebilen ağlar istenen ya da hedef çıkış olmadan giriş bilgilerinin özelliklerine göre ağırlık değerlerini ayarlar. Danışmansız öğrenme danışmanlı öğrenmeye göre çok daha hızlıdır. Ayrıca matematik algoritmaları da daha basittir. Danışmansız öğrenmeye yarışmacı öğrenme (competetive learning), Kohonen'in Özörgütlemeli harita ağları (self-organizing), Hebbian öğrenme,

Grossberg öğrenme gibi öğrenme kuralları örnek olarak verilebilir. Şekil 4.5'de danışmansız öğrenme ana hatlarıyla gösterilmiştir.



Şekil 4.5. Danışmansız öğrenme

4.7.3. Pekiştirerek öğrenme

Yaparak öğrenme veya pekiştirerek öğrenme yönteminde ağa doğrudan gerçek ağ çıkışı verilmez, ağ çıkışının iyi veya kötü olarak değerlendirmesini yapar. Performans bilgisi genellikle ikili sayıdır ve denetim hareketleri sırasının başarısını gösterir.

4.8. Öğrenme Oranının Ağ Üzerindeki Etkisi

Öğrenme oranı ağ performansı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Küçük öğrenme oranı değerlerleri için eğitme işlemi uzun zaman alırken bu değerin büyütülmesi ile eğitme işlemi daha kısa zamanda gerçekleşmektedir. Öğrenme oranının arttırılması durumunda öğrenme için gerekli adım sayısında azalma meydana gelmektedir. Öğrenme oranının arttırılması ağın toplam hatası üzerinde bir iyileştirme meydana getirmektedir. Fakat öğrenme oranına çok büyük değerlerin verilmesi durumunda pek bir yakınsama olayı meydana gelmemektedir.

4.9. Momentum Teriminin Ağ Üzerindeki Etkisi

Hesaplamalara momentum teriminin ilave edilmesi ağ performansı üzerinde etkili olduğu gözlenmiştir. Momentum teriminin hesaplamaya katılması adım sayısında ve toplam ağ hatasında bir düşüş meydana getirmektedir. Momentum katsayısı yüksek

alındığında ağdaki toplam hatanın sıfıra doğru daha fazla bir eğilimle yaklaştığı görülmektedir.

4.10. Gizli Katman Sinir Sayısının Ağ Üzerindeki Etkisi

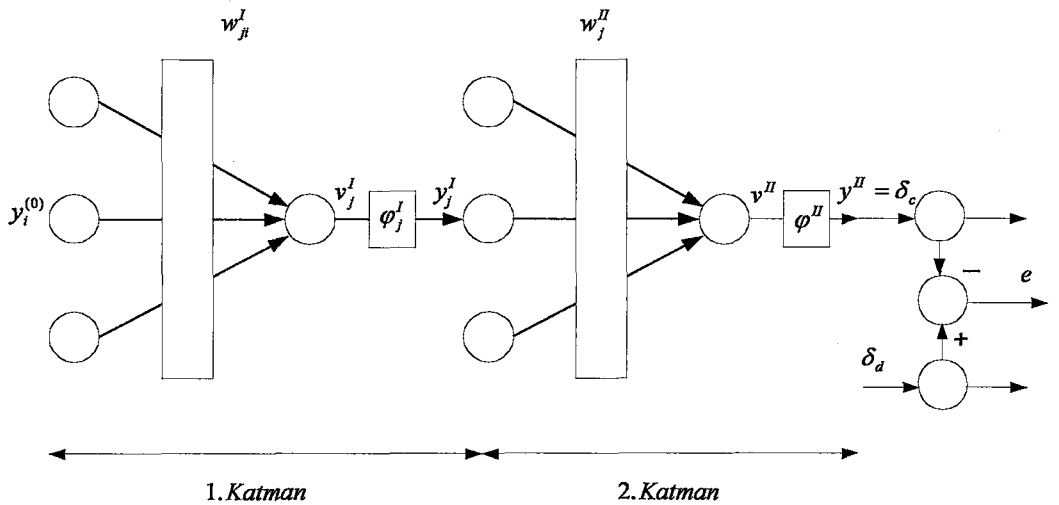
Gizli katmandaki sinir sayılarının arttırılması simülasyon sırasında hem hafıza hem de CPU'nun yükünü artırmaktadır. Fakat öğrenme işlemi daha hassas tamamlanmaktadır. Gizli katman sinir sayısının az miktarda alınması ağın hatırlama yeteneğini olumsuz yönde etkilemektedir. Bu yüzden bu çalışmada ara katman sinir sayısı, giriş katmanındaki ve çıkış katmanındaki sinir sayıları da gözetilerek deneme yanılma yöntemi ile belirlenmiştir.

4.11. Hata Farkı Değişkeninin Ağ Üzerindeki Etkisi

Hata farkı değişken değeri ya da tolerans, sonuçta istenilen toplam çıkış hatasındaki hassasiyetle ilgilidir. Küçük tolerans değerleri ağdaki toplam çıkış hatasını daha fazla sıfıra doğru yaklaştırarak bağlantı ağırlıklarındaki hassasiyeti de aynı oranda artırmaktadır. Aynı zamanda tolerans değerinin küçülmesi eğitim süresini ve adım sayısını arttırmaktadır.

4.12. Danışmanlı Geri Yayılımlı Bir YSA Modeli

Şekil 4.6' da tek çıkışlı iki-katmanlı geri yayılımlı bir YSA modeli görülmektedir. Geri yayılım tekniği, sinir ağlarının ağırlıklarının ayarlanmasında çok güçlü bir metottur (108). Tek çıkışlı iki-katmanlı sinir ağlarındaki ağırlıkların aşağıdaki eşitliklere göre her adımında güncelleştirilir.



Şekil 4.6. Tek çıkışlı iki-katmanlı geri yayılmalı YSA

I. katmandaki ağırlık değerinin bulunması Eş 4.7' de verilmiştir.

$$w_{ji}^{I}(k) = w_{ji}^{I}(k-1) + \Delta w_{ji}^{I}(k) \qquad [4.7]$$

II. katmandaki ağırlık değerinin bulunması Eş 4.8' de verilmiştir.

$$w_{j}^{II}(k) = w_{j}^{II}(k-1) + \Delta w_{j}^{II}(k) \qquad [4.8]$$

Eş. 4.7 ve Eş. 4.8' deki $\Delta w_{ji}^{I}(k)$ ve $\Delta w_{j}^{II}(k)$ ağırlık değişimlerinin bulunması için gerekli hesaplamalar aşağıdaki gibi gerçekleştirilir.

Hata $e = e(+)$ istenen çıkış değeri $\delta_d = \delta_d(t)$ ile gerçek çıkış değeri $\delta_c = \delta_c(t)$ arasındaki farktır. Buradan hata Eş. 4.9' da olduğu gibi hesaplanır.

$$e(t) = \delta_d(t) - \delta_c(t) \qquad [4.9]$$

Performans veya performans indeksi (E), hatanın (e) karesinin yarısı olarak Eş. 4.10' daki gibi ifade edilir.

$$E = \frac{1}{2}e^2 = \frac{1}{2}(\delta_d - \delta_c)^2 \qquad [4.10]$$

Hatanın geriye yayılım algoritmasında, performans indeksinin (E) minimize edilmesine çalışılır. Şekil 4.6' da iki-katmanlı sinir ağının genel gösterimi verilmektedir. $y^{II} = \delta_c$ ifadesi ikinci katmanın çıkışıdır yani sinir ağının çıkışıdır. y_j^I ise birinci katmandaki sinirin çıkışıdır. Bu çıkış ikinci katmanın girişidir. Çıkış katmanından itibaren performans indeksini Eş. 4.11' deki ifade edilir.

$$\frac{\partial E}{\partial w_j^{II}} = \frac{\partial E}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial y^{II}}\frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}}\frac{\partial v^{II}}{\partial w_j^{II}} \qquad [4.11]$$

$y_j^I = \frac{\partial v^{II}}{\partial w_j^{II}}$ ifadesi Eş 4.11' de yerine konularak Eş 4.12 elde edilir.

$$\frac{\partial E}{\partial w_j^{II}} = \frac{\partial E}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial y^{II}}\frac{\partial y^{II}}{\partial v^{u}}.y_j^I \qquad [4.12]$$

Eş. 4.12' nin sağ tarafındaki türevli kısmı δ^{II} gibi bir değişkenle ifade edilirse Eş. 4.13 elde edilir.

$$\delta^{II} = \frac{\partial E}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial y^{II}}\frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}} \qquad [4.13]$$

Buradan Eş. 4.12 yeniden düzenlenirse Eş 4.14 elde edilir.

$$\frac{\partial E}{\partial w_j^{II}} = \delta^{II} y_j^I \qquad [4.14]$$

Eş 4.13' deki her bir türevin bileşeninin açılımı aşağıdaki gibi yapılır. Eş. 4.15 performans indeksi ile hata arasındaki türevin sonucudur.

$$\frac{\partial E}{\partial e} = e \qquad [4.15]$$

Eş. 4.16' da hata ile II. katmanın çıkışı (ağın gerçek çıkışı) arasındaki türevin sonucu verilmiştir.

$$\frac{\partial e}{\partial y^{II}} = -1 \qquad [4.16]$$

Elde edilen bu değerler Eş. 4.13' de yerine konulursa Eş. 4.17 elde edilir.

$$\delta^{II} = -e\varphi'^{II}(v^{II}) \qquad [4.17]$$

$$\varphi'^{II}(v^{II}) = \frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}} \qquad [4.18]$$

II. katmanın ağırlık değişimi (Δw_j^{II}), öğrenme katsayısı (λ^{II}) ile orantılıdır.

$$\Delta w_j^{II}(k) = \lambda^{II} \frac{\partial E}{\partial w_j^{II}}(k) \qquad [4.19]$$

$$\Delta w_j^{II}(k) = \lambda^{II} \delta^{II}(k) y_j^{I}(k) \qquad [4.20]$$

Eş. 4.20' de elde edilen ağırlık değişimi Eş. 4.8' de yerine konularak II. Katmanın ağırlık değerleri yenilenir.

II. katman için yapılan tüm ağırlık ayarlanmaları I. Katman içinde yapılacaktır.

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ji}^{I}} = \frac{\partial E}{\partial y_j^{I}} \frac{\partial y_j^{I}}{\partial v_j^{I}} \frac{\partial v_j^{I}}{\partial w_{ji}^{I}} \qquad (4.21]$$

Eş. 4.21' in en sağ tarafındaki türevli kısım (p_i) gibi bir değişkenle ifade edilirse Eş. 4.22 elde edilir.

$$p_i = \frac{\partial v_j^{I}}{\partial w_{ji}^{I}} \qquad [4.22]$$

Eş. 4.22, Eş. 4.21' de yerine konulursa Eş. 4.23 elde edilir.

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ji}^{I}} = \frac{\partial E}{\partial y_j^{I}} \frac{\partial y_j^{I}}{\partial v_j^{I}} p_i \qquad [4.23]$$

Eş. 4.23' ün sağ tarafındaki türevli kısımlar (δ_j^{I}) gibi bir değişkenle ifade edilirse Eş 4.24 elde edilir.

$$\delta_j^{I} = \frac{\partial E}{\partial y_j^{I}} \frac{\partial y_j^{I}}{\partial v_j^{I}} \qquad [4.24]$$

Eş. 4.24 tekrar yazılacak olursa Eş 4.25 elde edilir.

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ji}^{I}} = \delta_j^{I} p_i \qquad [4.25]$$

I. katman içinde delta kuralı (Δ) uygulanırsa ağırlık değişim değerleri,

$$\Delta w_{ji}^{I} = \lambda^{I} \frac{\partial E}{\partial w_{ji}^{I}} \qquad [4.26]$$

veya

$$\Delta w_{ji}^{I} = \lambda^{I} \delta_{j}^{I} p_{i} \qquad [4.27]$$

Eş. 4.27, Eş 4.20' de olduğu II. Katman için yapılan ağırlık ayarlamasına benzerdir. Burada λ^{I} değişkeni I. katman için kullanılan öğrenme sabitidir. Eş 4.28' deki türevli kısım δ_{j}^{I} gibi bir değişkenle gösterilirse,

$$\delta_{j}^{I} = \frac{\partial E}{\partial y_{j}^{I}} \frac{\partial y_{j}^{I}}{\partial v_{j}^{I}} = \left[\delta^{II} \; w_{j}^{II}\right]\left[\varphi^{'I} \; (v_{j}^{I})\right] \qquad [4.28]$$

Burada Eş 4.28' in sağ tarafındaki ifadeler Eş 4.29 ve Eş. 4.30' da verilmiştir.

$$\frac{\partial y_{j}^{I}}{\partial v_{j}^{I}} = \varphi^{'I}(v_{j}^{I}) \qquad [4.29]$$

$$\frac{\partial E}{\partial y_{j}^{I}} = \delta^{II} w_{j}^{II} \qquad [4.30]$$

$$\frac{\partial E}{\partial y_{j}^{I}} = \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y^{II}} \frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}} \frac{\partial v^{II}}{\partial y_{j}^{I}} = \delta^{II} w_{j}^{II} \qquad [4.31]$$

Burada Eş. 4.31' in sağ tarafındaki ifadeler Eş 4.32 ve Eş. 4.33' de verilmiştir

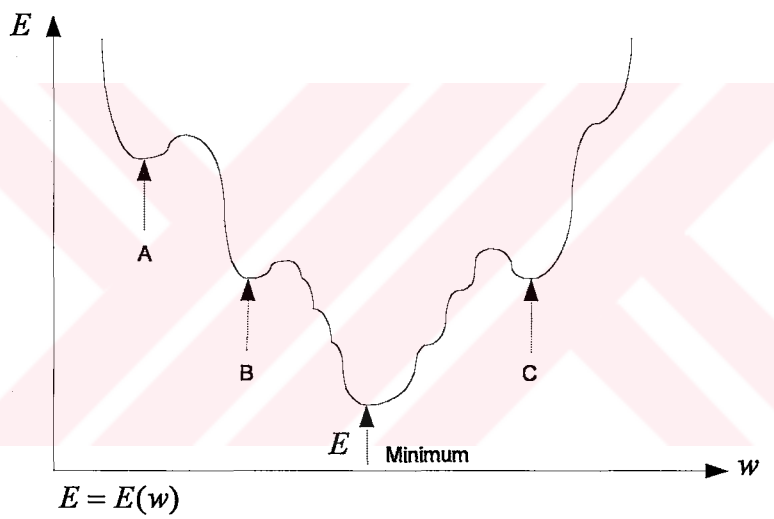
$$\delta^{II} = \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y^{II}} \frac{\partial y^{II}}{\partial v^{II}} \qquad [4.32]$$

$$w_{j}^{II} = \frac{\partial v^{II}}{\partial y_{j}^{I}} \qquad [4.33]$$

Her bir katmandaki λ^I ve λ^{II} öğrenme katsayıları değişkendir. Ayrıca yerel minimum noktasını yakalamak içinde momentum katsayısı μ değişkeni kullanılır. Bu değişken $0 < \mu < 1$ aralığında seçilmelidir. Her bir katmanın ağırlık ayarlamaları için momentum katsayısı Eş. 4.34 ve Eş 4.35' deki gibi kullanılır.

$$w_{ji}^{I}(k+1) = w_{ji}^{I}(k) + \mu^{I}\left[w_{ji}^{I}(k) - w_{ji}^{I}(k-1)\right] \qquad [4.34]$$

$$w_{j}^{II}(k+1) = w_{j}^{II}(k) + \mu^{II}\left[w_{j}^{II}(k) - w_{j}^{II}(k-1)\right] \qquad [4.35]$$



Şekil 4.7. Yerel minimum noktası

Ağırlık vektörü ile performans indeksi arasındaki değişim Şekil 4.7' de gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi değişik yerel minimum noktalar (A, B, C) vardır. Öğrenme ve momentum katsayıları öyle ayarlanmalıdır ki gerçek minimum noktası elde edilebilsin.

5. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE TASARIMI

Genellikle, yüksek performanslı sürücü sistemlerinin uygulanmasında AA makinasının akımları da denetlenir. Akımın denetim değişkeni olarak seçilmesiyle birlikte stator dinamikleri (stator direnci ve stator kaçak endüktansının etkisi) yok edilmektedir. Böylece sistemin derecesi azaltılabilir ve denetleyicideki karmaşıklık belirgin bir sadeleştirilebilir (56, 109, 110).

5.1. PI Akım Denetleyicisi

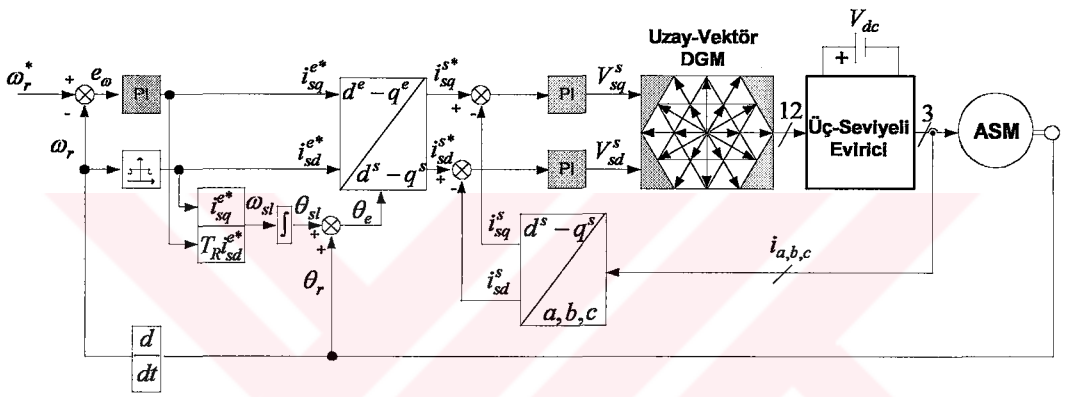
AA sürücülerdeki akım denetleyicileri DA sürücülerin akım denetleyicilerinden daha karmaşıktır. Çünkü AA akım denetleyicilerinde stator akımının hem genliği hem de frekansı kontrol edilmek zorundadır. Bunun yanında, kararlı durum akımları DA akım bileşenleri olmayıp AA akım bileşenleridir. Bundan dolayı AA akım denetleyicilerinin performansı DA akım denetleyicilerinde olduğu gibi yüksek performans gösteremez. AA akım denetleyicisi, ASM' nin hız denetimindeki döngülerinden biridir. AA akım denetleyicisi döngüsü sistemde en geniş bant aralığına sahip olmak zorundadır. Bu döngüdeki kararlı durum hatasını sıfır veya sıfıra yakın yapmalıyız. Çünkü hız denetleyicisinin performansı akım denetleyici döngüsüne bağlıdır.

Günümüzde, çoğu sistemlerde akım denetleyicileri kullanılmaktadır. Akım denetleyicilerinde anahtarlama frekansı sabit veya sabite en yakın değerdedir. Sabit anahtarlama frekansı DGM bir rampa karşılaştırılma modülatörü tarafından kolayca elde edilebilir. Karşılaştırma modülatörünün çıkışı direk olarak eviricinin anahtarlama frekansını belirler. Genellikle yüksek DA kazanç elde edebilmek için PI denetleyiciler kullanılır. Böylece kararlı durum hataları yok edilmiş olur (110).

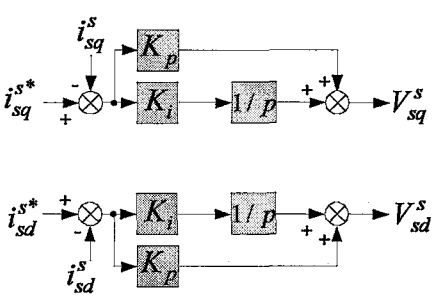
5.1.1. Duran düzlem PI akım denetleyici

Üç fazlı dengeli sistemlerde üç faz akımının toplamı sıfır olmak zorundadır. Bundan dolayı üç ayrı PI denetleyicisi yerine üç fazdan iki faza dönüşüm yapılarak sadece iki

PI denetleyicisi kullanılabilir. Şekil 5.1' de alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak duran düzlem PI akım denetleyicisi görülmektedir. Bu denetleyicinin dezavantajı AA bileşenlere sahip olmasıdır. AA akım denetleyicilerinde kararlı durum tepkisi göz önüne alındığında kararlı durum akım hatası sıfır değildir. Sistem doğal regülasyon problemlerine sahiptir (110, 111). Bu denetleyici için kararlı durum koşulu, referans frekansında sinüsoidal çıkış gerektirmesi ve PI denetleyicinin ileri yol integrasyonunun sıfır akım hatası üretememesidir. Şekil 5.2' de ise duran düzlem PI akım denetleyicisinin iç yapısı görülmektedir.



Şekil 5.1. Alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak duran düzlem PI akım denetleyicisi

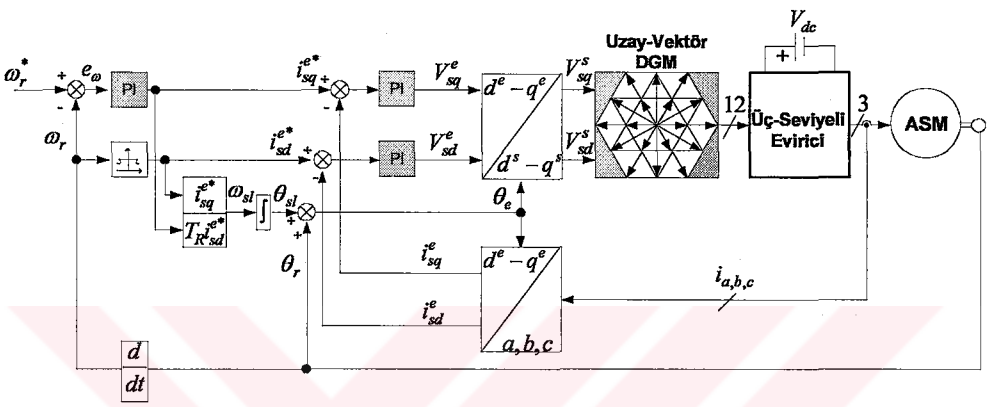


Şekil 5.2. Duran düzlem akım PI denetleyicisi

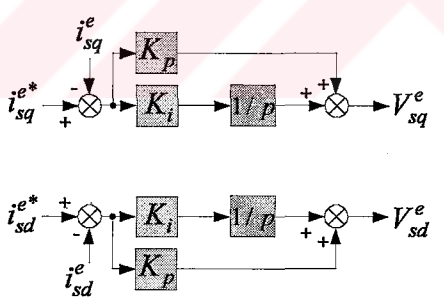
5.1.2. Senkron düzlem PI akım denetleyici

Rampa karşılaştırma modülatörleri, diğer referans düzlem uygulamalarında farklı karakteristik özellikler gösterirler. Yani farklı referans düzlemindeki akımın frekansı da farklıdır. Bu yüzden denetleyici performansı da farklı olacaktır. Şekil 5.3' de alan

yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak senkron düzlem PI akım denetleyicisi görülmektedir. Burada döner eksen üzerinde gösterilen kararlı durum akımları DA akımlardır ve basit bir PI denetleyici ile sıfır kararlı durum hatası elde edilir (110,111). Şekil 5.4' de ise senkron düzlem PI akım denetleyicisinin iç yapısı görülmektedir.



Şekil 5.3. Alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak senkron düzlem PI akım denetleyicisi



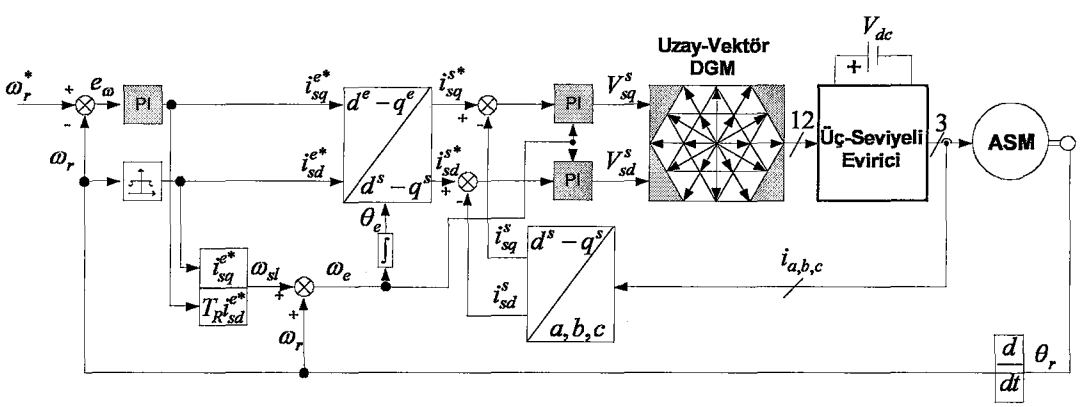
Şekil 5.4. Senkron düzlem PI akım denetleyicisi

Bu denetleyici de pozisyon algılayıcısından gelen sinyaller kullanılarak motorun gerçek hız değeri ω_r bulunur. İstenen hız değeri ω_r^* ile gerçek hız ω_r değeri arasındaki hız hatası, e_ω olarak hesaplanır. Bu hata değeri PI hız denetleyicisinden geçirilerek akımın referans moment bileşeni i_{sq}^{e*} akımı elde edilir. Aynı zamanda elde edilen gerçek hız değeri ω_r alan zayıflatma bloğundan geçirilerek de akımın referans akı bileşeni i_{sd}^{e*} akımı elde edilir. i_{sq}^{e*} ve i_{sd}^{e*} referans akım bileşenleri

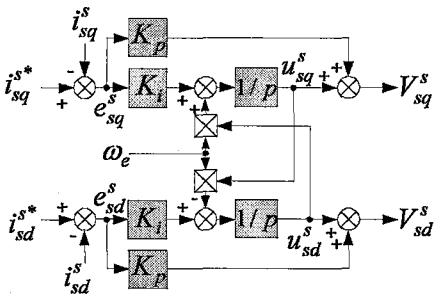
kullanılarak kayma hız değeri ω_{sl} bulunur. Bulunan ω_{sl}' nin integrali alınırsa kayma pozisyonu θ_{sl} elde edilir. Akım algılayıcısından elde edilen ASM' nin üç faz akımları i_a, i_b ve i_c Clark dönüşüm matrisi kullanılarak duran referans akım bileşenleri i_{sq}^s ve i_{sd}^s elde edilir. Elde edilen bu akımlara park dönüşüm matrisi uygulanarak senkron döner eksen akımlarına i_{sq}^e ve i_{sd}^e dönüştürülür. Daha sonra referans akım bileşenleri ve senkron döner eksen akımları arasındaki fark PI akım denetleyicisine uygulanarak senkron referans gerilim bileşenleri V_{sq}^e ve V_{sd}^e elde edilir. Bu gerilim bileşenleri uzay vektör DGM' de kullanılmak üzere ters park dönüşüm matrisi kullanılarak duran referans gerilim bileşenleri V_{sq}^s ve V_{sd}^s elde edilir (112).

5.2. Sistemin Modellenmesi

Şekil 5.3' deki senkron düzlem PI akım denetleyicisi Şekil 5.1' deki duran düzlem PI akım denetleyicisinden daha karmaşıktır. Çünkü Şekil 5.1' de bir dönüşüm matrisi kullanılırken Şekil 5.3' de iki dönüşüm matrisi kullanılmıştır. Senkron düzlem PI akım denetleyicisini daha basit hale getirmek için duran düzlem üzerinde senkron düzlem PI akım denetleyicisi elde edilebilir (111). Böylelikle kararlı durum hatası sıfır olur. Çünkü bu denetleyici ile AA bileşene sahip bir ile kararlı durum hataları yok edilmiştir.



Şekil 5.5. Alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisi (üç-seviyeli evirici)



Şekil 5.6. Duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisi

Şekil 5.5' de alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisi ve Şekil 5.6' da duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisinin iç yapısı görülmektedir.

Aşağıda duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisine ait gerekli Eşitlikler verilmektedir (110, 113).

$$V^s_{sq} = K_p e^s_{sq} + u^s_{sq}$$
$$V^s_{sd} = K_p e^s_{sd} + u^s_{sd} \qquad [5.1]$$

Burada

$$e^s_{sq} = i^{s*}_{sq} - i^s_{sq}$$
$$e^s_{sd} = i^{s*}_{sd} - i^s_{sd} \qquad [5.2]$$

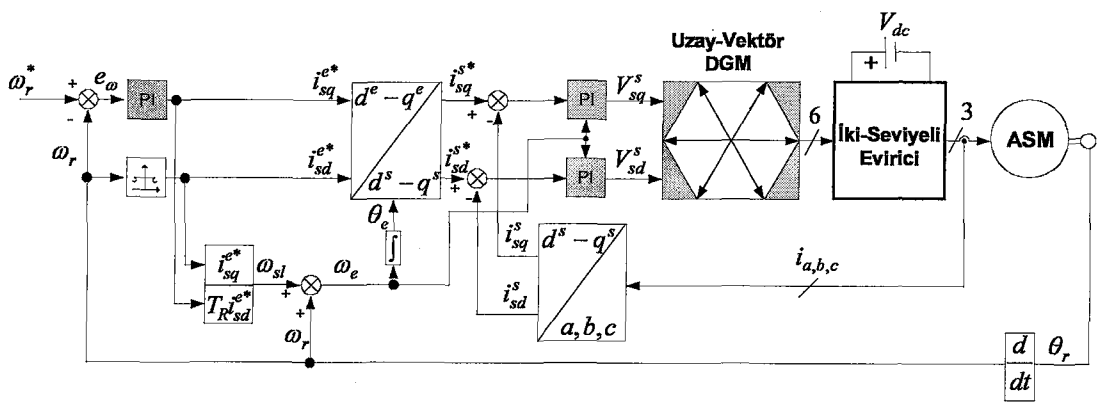
$$pu^s_{sq} = (K_i e^s_{sq} + \omega_e u^s_{sd})$$
$$pu^s_{sd} = (K_i e^s_{sd} - \omega_e u^s_{sq}) \qquad [5.3]$$

Eşitlik 5.3' deki p ifadesi (d/dt) türev operatörüdür. Eşitlik 5.1 ve 5.3' deki akım denetleyicinin analog uygulamaları için uygundur. Bu Sİİ uygulaması için bu iki eşitliği ayrık zaman tanım kümesine dönüştürülmesi gerekir. Analog diferansiyel ifadeler genel olarak Eşitlik 5.4' deki gibi ayrık zaman formuna dönüştürülür.

$$\frac{d}{dt}f(t) \approx \frac{f(k)-f(f(k-1)}{t_s} \qquad [5.4]$$

$$\begin{aligned} u^s_{sq}(k) &= [K_i e^s_{sq} + \omega_e u^s_{sd}(k)]t_s + u^s_{sq}(k-1) \\ u^s_{sd}(k) &= [K_i e^s_{sd} - \omega_e u^s_{sq}(k)]t_s + u^s_{sd}(k-1) \end{aligned} \qquad [5.5]$$

Duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisi; i^{e*}_{sq} ve i^{e*}_{sd} senkron düzlem referans akım bileşenleri ters park dönüşüm matrisi kullanılarak i^{s*}_{sq} ve i^{s*}_{sd} duran düzlem referans akım bileşenleri elde edilir. Akım algılayıcısından elde edilen ASM' un üç faz akımları i_a, i_b ve i_c Clark dönüşüm matrisi kullanılarak duran düzlem akım bileşenleri i^s_{sq} ve i^s_{sd} bulunur. Daha sonra duran düzlem referans akım bileşenleri ile duran düzlem akım bileşenleri arasındaki fark (e^s_{sq} ve e^s_{sd}) duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisine uygulanarak uzay vektör DGM' de kullanılmak üzere duran düzlem referans gerilim bileşenleri V^s_{sq} ve V^s_{sd} elde edilir.



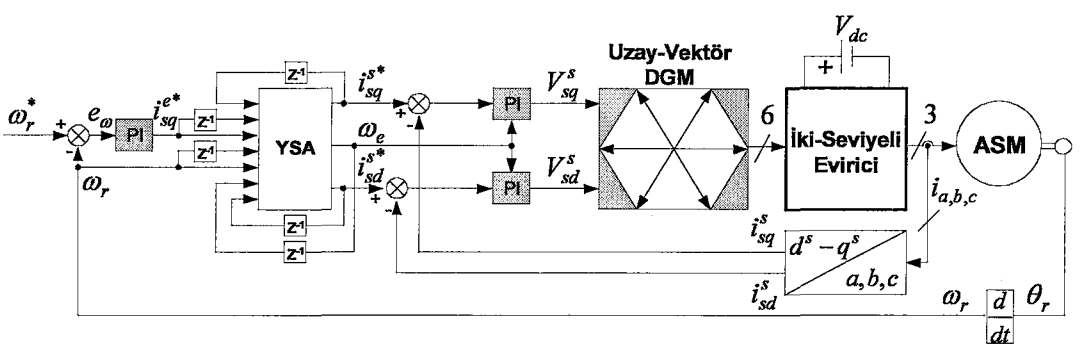
Şekil 5.7. Alan yönlendirmeli denetim sistemi kullanılarak duran düzlemde senkron düzlem PI akım denetleyicisi (iki-seviyeli evirici)

YSA' nın alan yönlendirmeli denetim sistemine uygulanması basit ileri beslemeli bir ağ yapısı ile olamaz. Genellikle kontrol problemlerinin çözümünde geri yayılımlı

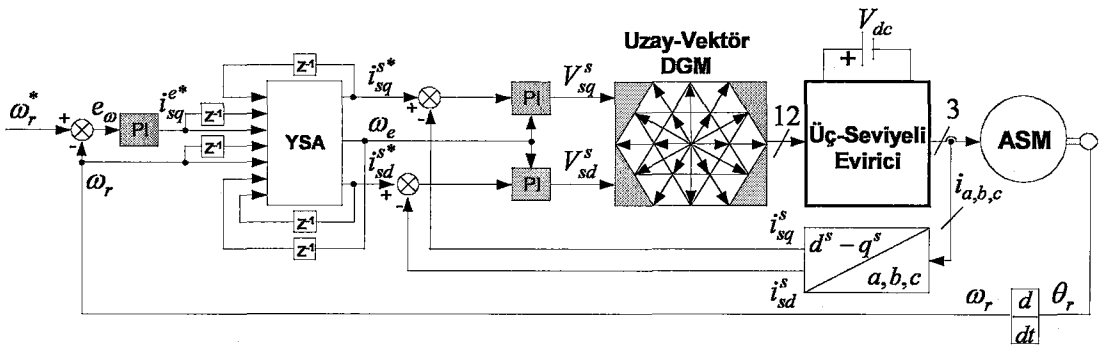
YSA geliştirilerek uygulanır. Çünkü YSA ve doğrusal dinamik sistemler birbirleriyle bağlantılı olup dinamik geri yayılımlı bir ağ yapısına sahiptir. Bundan dolayı statik geri yayılımlı ağ yapısı ile bu durum ispatlanamaz. Diğer bir deyişle, sinir ağının çıkışından girişine bir bağlantıya sahip olması gerekir (114).

ASM alan yönlendirmeli denetiminin temel yapısı, Üç-seviyeli diyot-tutmalı evirici için Şekil 5.5' te, iki-seviyeli diyot-tutmalı evirici için ise Şekil 5.7' de verilmiştir. Şekil 5.5 ve Şekil 5.7' de gösterilen alan yönlendirmeli denetim ve ters park dönüşüm matrisi kaldırılmıştır. Bunların yerine bir YSA modeli tasarlanmıştır. YSA modeline giriş olarak hız PI denetleyicisinin çıkışı olan akımın referans moment bileşeni i_{sq}^{e*} akımı ve bir önceki değeri, ASM' nin rotor hızı ω_r ve bir önceki değeri, duran referans akım bileşenlerinin i_{sq}^{s*} ve i_{sd}^{s*} bir önceki değerleri ve son olarak senkron açısal hızın bir önceki değeri ağa giriş olarak uygulanmıştır. Ağın çıkışı olarak da duran referans akım bileşenleri i_{sq}^{s*} ve i_{sd}^{s*}, ve senkron açısal hız PI akım denetleyici kullanılmak üzere elde edilmiştir.

Geliştirilen bu YSA modeli denetimi ile alan yönlendirmeli denetim sistemindeki denetleyicinin karmaşıklığı ve motor parametre değişimlerinin etkisi azaltılmıştır, denetleyicinin tepki süresi ve sürücünün gürbüzlüğü geliştirilmiştir. Şekil 5.8 ve Şekil 5.9' da iki ve üç-seviyeli eviricilerin beslediği ASM' nin YSA modeli ile denetimi verilmiştir.



Şekil 5.8. İki-seviyeli evirici tarafından beslenen ASM' nin YSA modeli ile denetimi



Şekil 5.9. Üç-seviyeli evirici tarafından beslenen ASM' nin YSA modeli ile denetimi

YSA modeli ile denetim uygulamaları diğer modelleme yöntemlerine göre daha fazla bir hesaplama gücüne gereksinim duymaktadır. Yazılımın uygulanmasında YSA' nın çevrim içi (on-line) eğitimi zordur. Yazılım uygulamasının en büyük dezavantajı, YSA' da kullanılan toplama işlemlerinin, çarpma işlemlerinin ve aktivasyon fonksiyon işlemlerinin işlemci tarafından hesaplanması için gereken zamandır. Hesaplama zamanının uzun süre almasından dolayı güç elektroniği sistemlerindeki (özellikle motor sürücüleri ile alan yönlendirmeli denetim) denetim amaçlı YSA uygulamaları daha düşük anahtarlama frekanslarında yapılmaktadır (12).

5.2.1. YSA yapısı

Bir YSA için, en uygun sayıdaki katman ve katmanlardaki nöron sayısını bulmak için her hangi bir kural yoktur. Genellikle sistemin karmaşıklığı, katmanların ve katmanlardaki nöronların sayısının artmasıyla giderilir. Başlangıçta sinir ağı bir giriş katmanı, bir gizli katmanı ve bir çıkış katmanı olarak üç katmanlı seçilmiştir. Ve sırasıyla katmanlardaki düğüm sayıları yedi, on ve üç olarak belirlenmiştir. Deneme ve yanılma yoluyla bu sistem için en uygun ağ yapısı bir giriş katmanı, iki gizli katman ve bir çıkış katmanıdır. Sırasıyla her bir katmandaki düğüm sayıları ise yedi, on, on ve üç olarak yeterli bulunmuştur.

Her bir düğümün çıkışı ağırlıklar üzerinden bir sonraki katmandaki düğümünün girişi olarak bağlanmıştır. Aynı zamanda her düğüme bir eşik değeri ekleyerek ağın daha hızlı öğrenmesini ve öğrenme kapasitesinin arttırılması sağlanmıştır. Her bir

katmandaki düğümün çıkışına aktivasyon fonksiyonu olarak hiperbolik tanjant sigmoid aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır.

5.2.2. Eğitim algoritması

Üçüncü bölümde anlatıldığı gibi, geri yayılımlı sinir ağlarında çok yaygın olarak ileri beslemeli çok katmanlı ağlar kullanılmaktadır. Geri yayılımlı öğrenme algoritmasında öğrenme oranı ve momentum katsayıları; çeşitli denemeler sonucunda 0.02 olarak elde edilmiştir.

Ağların eğitimi için kullanılan öğrenme kuralları olarak danışmanlı öğrenme kuralı seçilmiştir. YSA' da gerçek çıkış istenen çıkışla kıyaslanır. Rasgele değişen ağırlıklar ağ tarafından öyle ayarlanır ki, bir sonraki döngüde gerçek çıkış ile istenen çıkış arasında daha yakın karşılaştırma üretebilsin. Öğrenme yöntemi, bütün işleme elemanlarının anlık hatalarını en aza indirmeye çalışır. Bu hata azaltma işlemi, kabul edilebilir doğruluğa ulaşana kadar ağırlıklar devamlı olarak derlenir. Delta kuralı diye adlandırılan, ağırlıkları değiştiren eşitlik ağın toplam karesel hatasını en aza indirmek için tasarlanmıştır. Hata olabilecek en küçük bir değere düştüğünde eğitme durdurulmuştur. Çünkü gereğinden fazla eğitme yaptırmak ağda ezberlemeye gitmekte doğru sonuç vermemektedir. Ayrıca sinir ağı eğitiminde çevrim dışı (off line) eğitme kullanılmıştır.

5.2.3. Eğitim veri kümesi

Giriş eğitim veri kümesi eğitim işleminin en önemli kısmıdır. Çünkü eğitim veri kümesi sinir ağının eğitiminde kullanacağı tek bilgi kaynağıdır. Eğitim veri kümesini elde etmek için Şekil 5.5 ve Şekil 5.7' deki iki ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetiminin temel yapı şeması kullanılarak benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu benzetim çalışmalarında ASM 500d/d, 1000d/d ve 1500d/d gibi hızlarda çalıştırılmış ve sonuçlar alınmıştır.

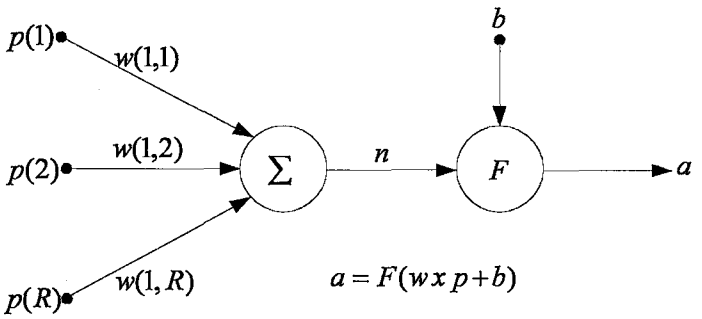
5.2.4. YSA' nın uygulamada karşılaşılan zorlukları

Uygulamaya bağlı olarak, assembly dili yada C dili derleyici yazılımlarından birisi kullanılabilir. Program assembly dilinde yazıldığında, işlemci tarafından uygulanabilmesi için ikili nesne dosyası oluşturularak assembler (çevirici) ve linker (bağlayıcı) kullanılmaktadır. Program C dilinde yazıldığında ise C dili derleyicisi bilgisayarda çalışır, çıkışında bir işlemci için assembly kaynak dosya kodu üretir. Assembly kaynak dosya kodu çevirici ve bağlayıcı tarafından işlenir (12).

C dilinde programlama yapma iki temel avantaj sağlar. İlk olarak, programcıya işlemcinin mimari yapısı hakkında daha az detaylı bilgi bilmesini gerektirir. İkinci olarak ise, kod dönüşümünü mevcut programlardan daha kolay yapmasıdır.

YSA uygulaması tümüyle bir yazılım uygulamasıdır. Yani tüm YSA hesaplamaları bir kontrol döngüsü içerisinde bilgisayar tarafından sırayla hesaplanacaktır.

Şekil 5.10' da R girişli eşik değeri olan ve aktivasyon fonksiyonuna (F) sahip bir düğüm görülmektedir. Bu düğümün çıkışını hesap etmek için; giriş değerleri ile ağırlık değerlerinin çarpımları R adet çarpma işlemi gerektirir. Her bir çarpma işlemini toplamak ise $(R-1)$ toplama işlemini gerektirir. Aynı zamanda eşik değeri için bir toplama işlemi gerekecektir. Bu yüzden R girişli bir düğüm için, R çarpma işlemi, R toplama işlemi gerekir.



Şekil 5.10. Çok girişli bir düğüm ile eşik ve F fonksiyonu

Yapılan sistemde YSA' nın giriş katmanı 7 girişe sahip olup iki gizli katman bulunmaktadır. Birinci gizli katmanda düğüm sayısı 10, ikinci gizli katmanda düğüm sayısı ise 10' dur. Gizli katmanlardaki toplam düğüm sayısı 20' dir. Ve çıkış katmanı ise 3 düğüme sahiptir. Çizelge 5.1' de bu sinir ağına ait gerekli hesaplamalar görülmektedir.

Çizelge 5.1 YSA hesaplamalarının sayısı

	1. Katman	2. Katman	Çıkış Katmanı
Çarpma	7x10	10x10	10x3
Toplama	(6x10)+10	(9x10)+10	(9x3)+3
Fonksiyon	10	10	3

Bu YSA' nın çıkışını hesaplamak için normalizasyon ve denormalizasyon ile 10 adet çarpımı da içeren toplam 210 çarpım gerekir. 200 toplama ve F aktivasyon fonksiyonunun (hiperbolik tanjant sigmoid fonksiyonu) 23 defa hesaplanmasına gerekir.

Bu hesaplamalardaki problem ise hesaplama işlemlerinin gerçekleşebilmeleri için değişkenlerin aktarımıdır. Yani bir çarpım veya toplama işlemi mikroişlemcinin bir komut saykılını alabilir. Ama bu çarpım veya toplama için, Sİİ' den hafizaya ve hafızadan Sİİ' ye birden fazla değişken aktarımı gerekebilir. Böylece bir çarpım veya toplama işlemi birden fazla komut saykılını almış olacaktır (115).

Sİİ' de etkili bir YSA için programlama dili çok önemlidir. Bu probleme en uygun çözüm şüphesiz işlemcinin assembly dilini kullanmaktır. Assembly dili kullanılarak hesaplama süresini düşürülmüş olur. Eğer programlama C dili yüksek seviyeli bir dil kullanılarak yapılırsa, hesaplama süreside artmış olacaktır (12).

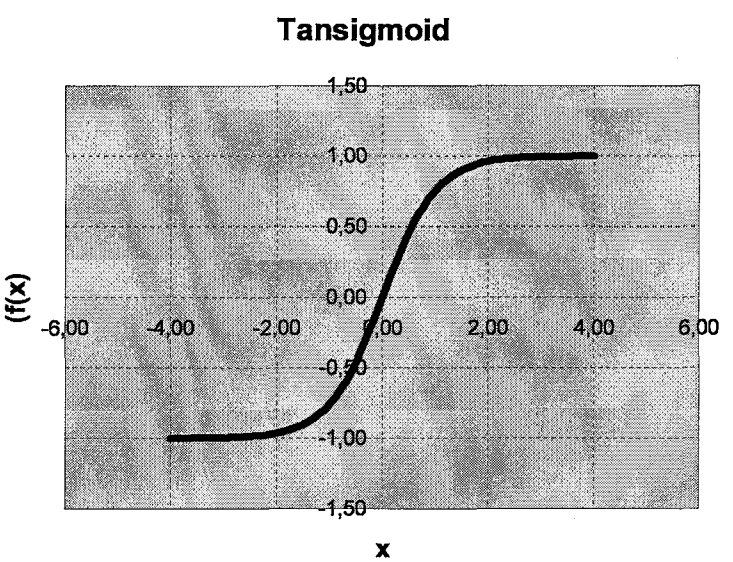
Diğer bir problem ise Eşitlik 5.6' da verilen ve Şekil 5.11' de gösterilen F tanjant sigmoid aktivasyon fonksiyonunun hesaplanmasıdır.

$$f(x) = \frac{e^{x} - e^{-x}}{e^{x} + e^{-x}} \qquad [5.6]$$

TMS320LF2407A Sİİ tanjant sigmoid komutuna sahip değildir. Fakat C dilinin math kütüphanesindeki üstel fonksiyonlar kullanılarak, tanjant sigmoid aktivasyon fonksiyonu hesap etmiş oluruz. Bu metodun uygulanması kolay olmasına rağmen, işlem süresi uzun zaman gerektirir. Çünkü genellikle kütüphane fonksiyonları, fonksiyonu hesaplamak için kesik seri açılımını kullanırlar. Uzun hesaplama süreleri yerine daha iyi bir yöntem olan tanjant sigmoid aktivasyon fonksiyonunun hesaplaması için tablo kullanmaktır. Bu yöntem ile yapılan işlemlerde çok küçük hatalar olmasına karşın uzun hesaplama süresi gerekmez.

Tablo metodunu kullanmak için Eşitlik 5.6' daki (x) değişkeni (–4) ile (+4) aralığında alınmıştır. Eğer Eşitlik 5.6' daki (x) değişkeni (–4) ' ten küçük ise $f(x)$ (-1) değerini , eğer (x) değişkeni (+4) ' ten büyük ise $f(x)$ (+1) değerini alır.

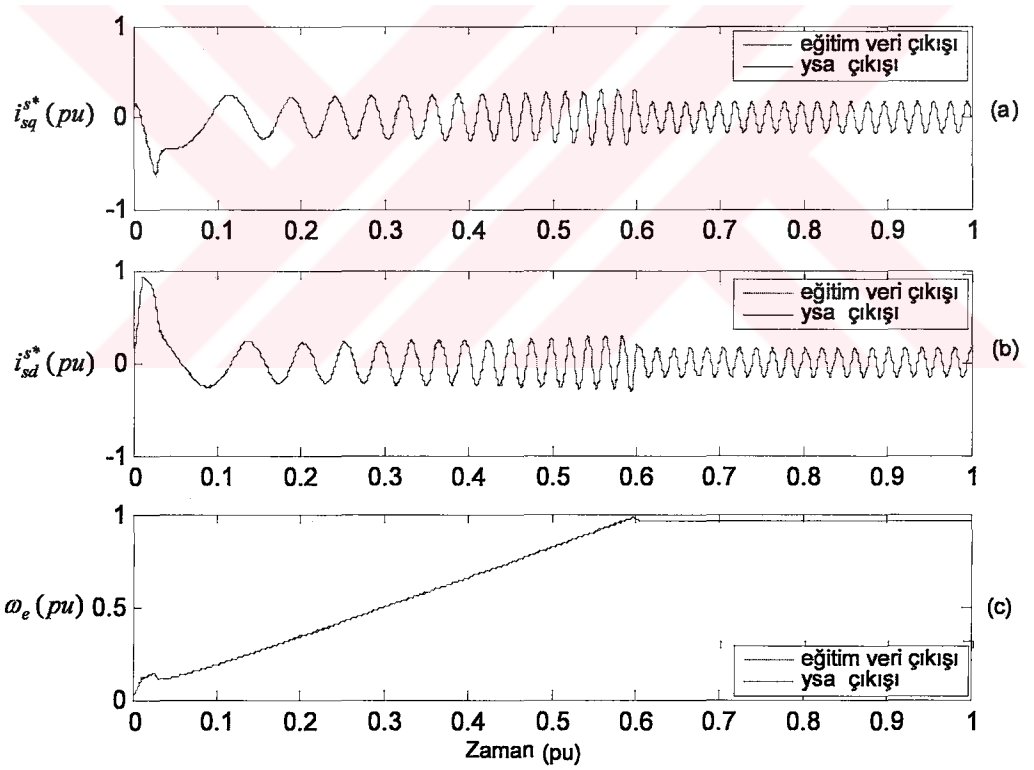
Tablo kullanılarak asenkron motorun denetimi için yapay sinir ağı ve diğer işlemlerin hesaplamalarının TMS320LF2407A Sİİ' de uygulanması 360µs almaktadır. Böylece anahtarlama frekansı 1khz (1ms) olarak seçilmiştir.



Şekil 5.11. F tanjant sigmoid aktivasyon fonksiyonunu

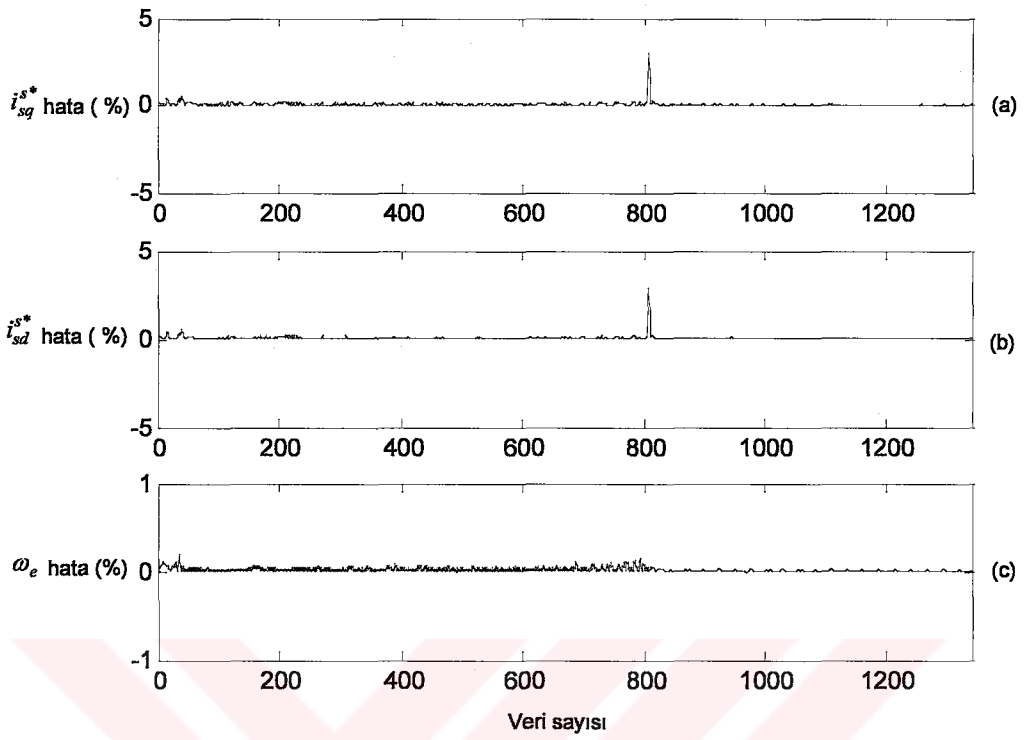
Benzetim çalışmalarında, ASM' nin alan yönlendirmeli denetiminden elde edilen veri kümelerinin eğitme süresi Pentium 4-2.4 MHz işlemciye ait bir bilgisayarda yaklaşık olarak 8–12 saat sürmüştür.

Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetiminde ASM 0.6 s' de istenilen hız değerine rampa şeklinde ulaşması, istenilen hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 1500 d/d' da sabit olarak dönmesi sağlanmıştır. Motor toplam 1 s çalışmıştır. Bu çalışma şartlarında YSA' nın giriş ve çıkış veri eğitim kümesi sayısı 1344 olup buradaki değerler pu olarak alınmıştır. 210000 döngüden sonra Şekil 5.12 (a)' da i_{sq}^{s*} duran referans akımına, (b)' de i_{sd}^{s*} duran referans akımına ve (c)' de ise ω_e senkron hızına ait YSA çıkışı ile eğitim veri kümesi çıkışı verilmiştir.



Şekil 5.12. YSA çıkışı ve veri eğitim kümesi çıkışının karşılaştırılması (1500d/d)
a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız

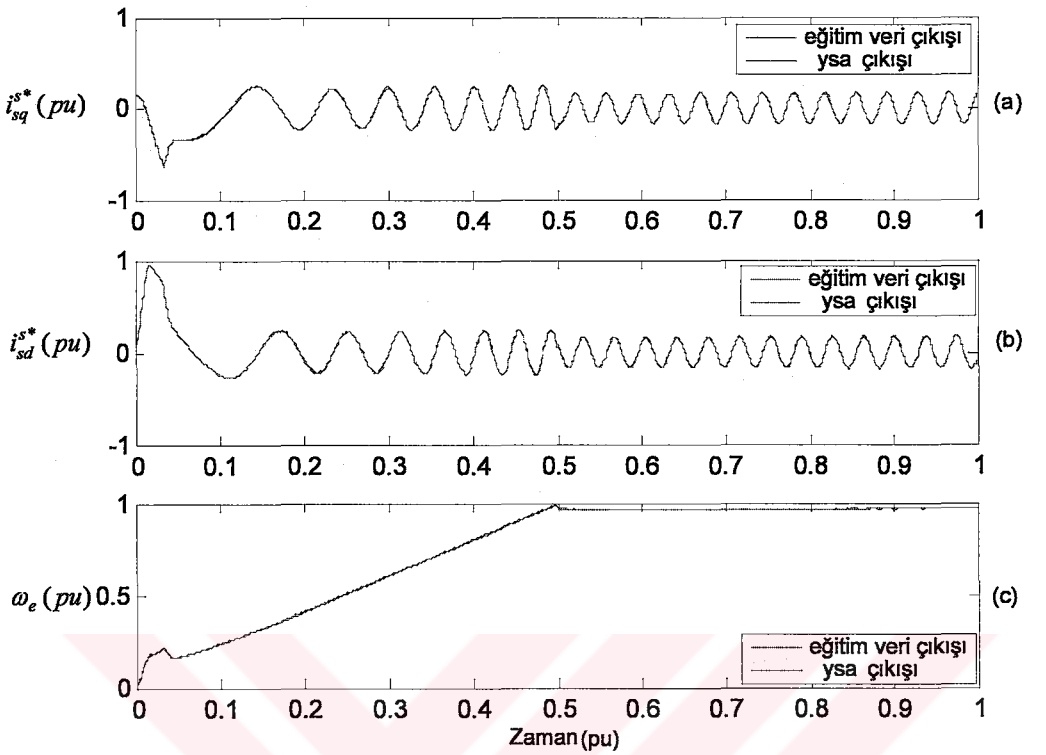
Şekil 5.13 (a)' da i_{sq}^{s*} duran referans akımına ait YSA hatası , (b)' de i_{sd}^{s*} duran referans akımına ait YSA hatası ve (c)' de ise ω_e senkron hızına ait YSA hataları verilmiştir.



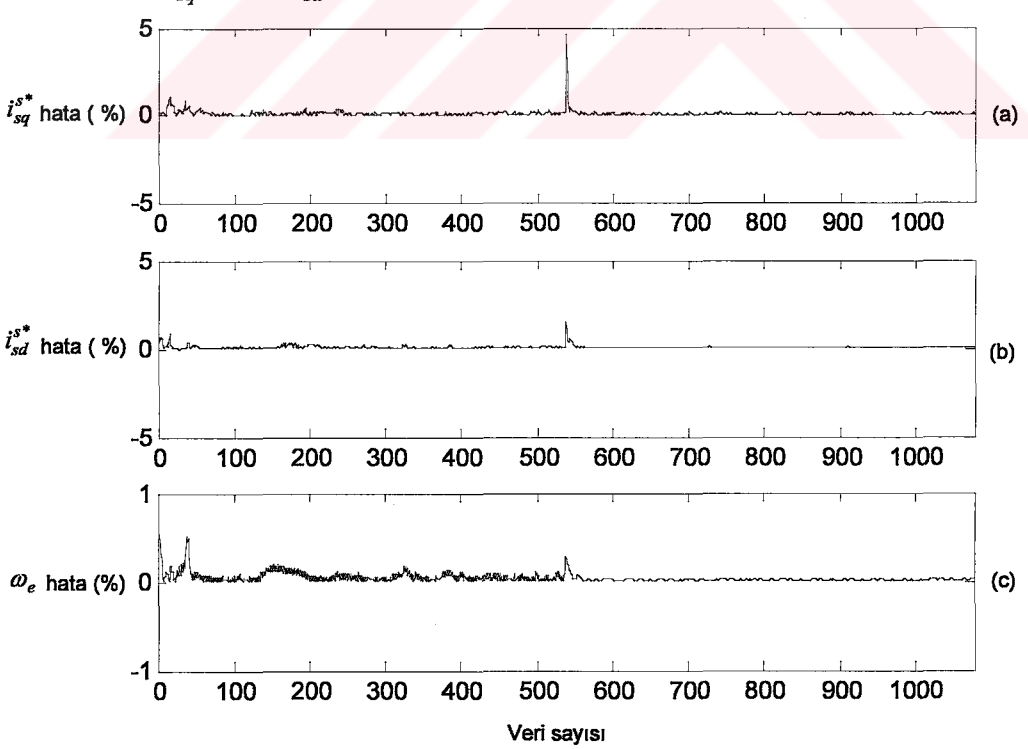
Şekil 5.13. Eğitim yapıldıktan sonraki YSA hataları (1500d/d)
a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız

Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetiminde ASM 0.4 s' de istenilen hız değerine rampa şeklinde ulaşması, istenilen hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 1000 d/d' da sabit olarak dönmesi sağlanmıştır. Motor toplam 0.8 s çalışmıştır. Bu çalışma şartlarında YSA' nın giriş ve çıkış veri eğitim kümesi sayısı 1079 olup buradaki değerler pu olarak alınmıştır. 180000 döngüden sonra Şekil 5.14 (a)' da i_{sq}^{s*} duran referans akımına, (b)' de i_{sd}^{s*} duran referans akımına ve (c)' de ise ω_e senkron hızına ait YSA çıkışı ile eğitim veri kümesi çıkışı verilmiştir.

Şekil 5.15 (a)' da i_{sq}^{s*} duran referans akımına ait YSA hatası , (b)' de i_{sd}^{s*} duran referans akımına ait YSA hatası ve (c)' de ise ω_e senkron hızına ait YSA hataları verilmiştir.



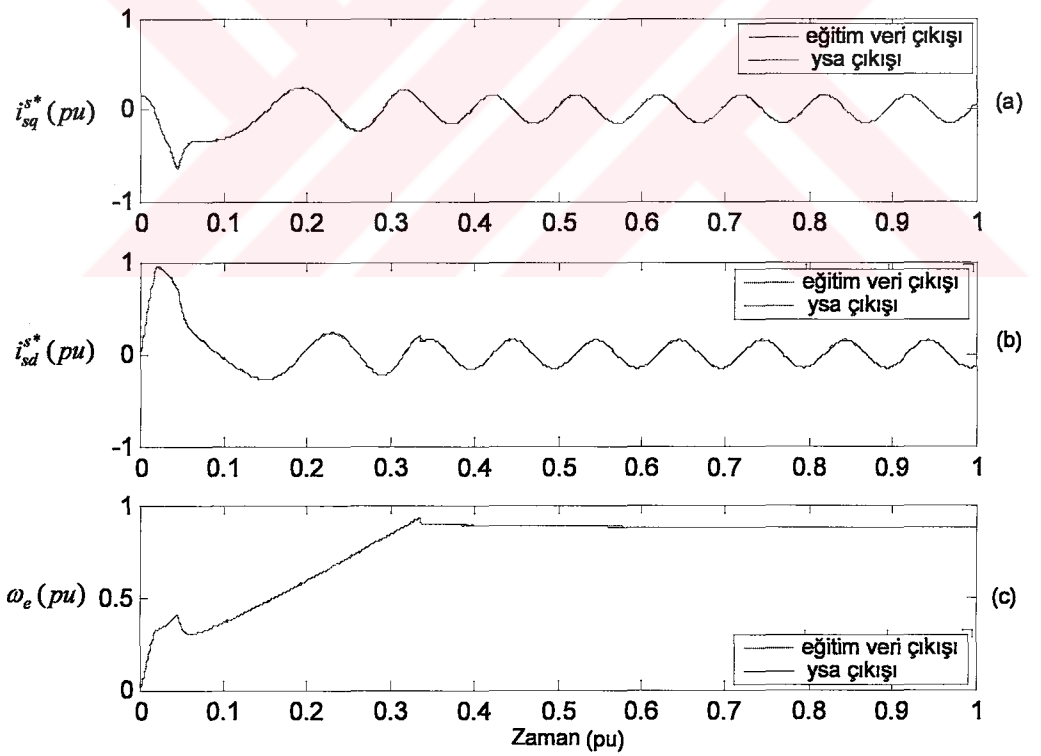
Şekil 5.14. YSA çıkışı ve veri eğitim kümesi çıkışının karşılaştırılması (1000d/d)
a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız



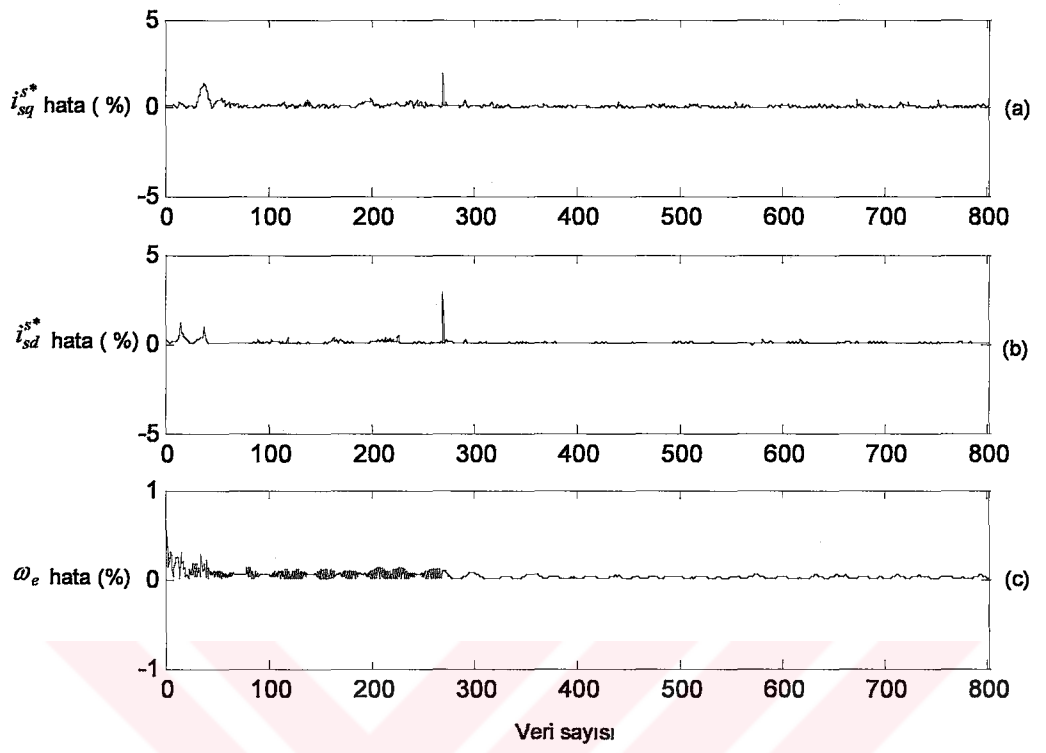
Şekil 5.15. Eğitim yapıldıktan sonraki YSA hataları (1000d/d)
a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız

Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetiminde ASM 0.2 s' de istenilen hız değerine rampa şeklinde ulaşması, istenilen hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 500 d/d' da sabit olarak dönmesi sağlanmıştır. Motor toplam 0.6 s çalışmıştır. Bu çalışma şartlarında YSA' nın giriş ve çıkış veri eğitim kümesi sayısı 802 olup buradaki değerler pu olarak alınmıştır. 150000 döngüden sonra Şekil 5.16 (a)' da i_{sq}^{s*} duran referans akımına, (b)' de i_{sd}^{s*} duran referans akımına ve (c)' de ise ω_e senkron hızına ait YSA çıkışı ile eğitim veri kümesi çıkışı verilmiştir.

Şekil 5.17 (a)' da i_{sq}^{s*} duran referans akımına ait YSA hatası, (b)' de i_{sd}^{s*} duran referans akımına ait YSA hatası ve (c)' de ise ω_e senkron hızına ait YSA hataları verilmiştir.



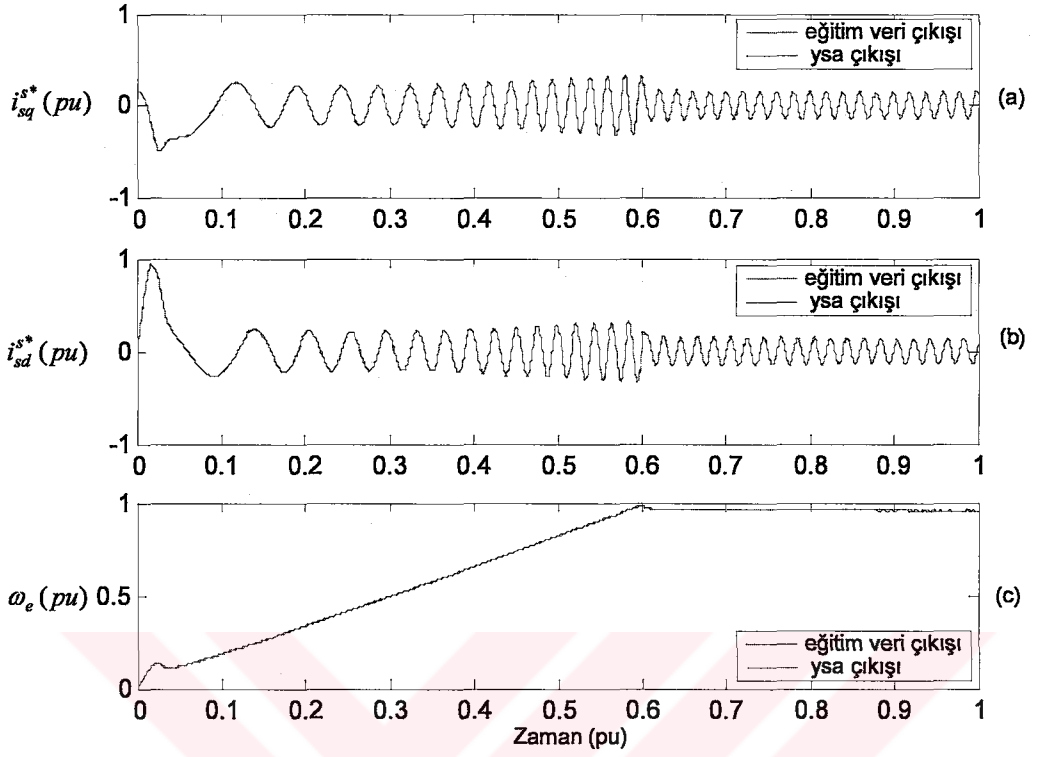
Şekil 5.16. YSA çıkışı ve veri eğitim kümesi çıkışının karşılaştırılması (500d/d)
a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız



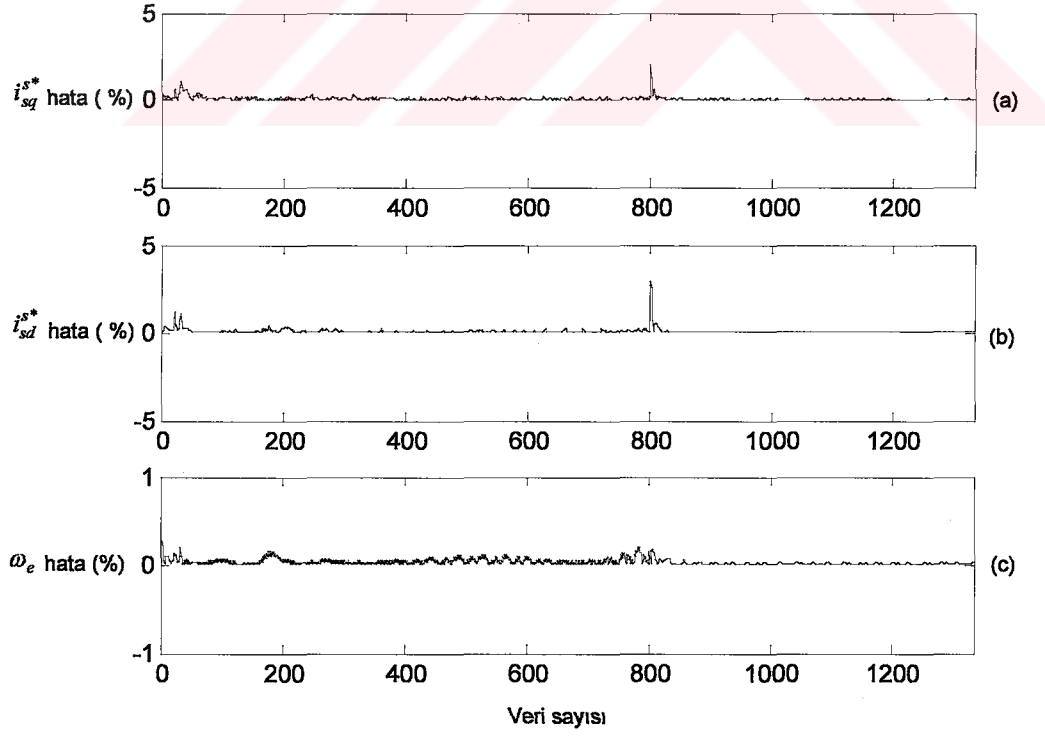
Şekil 5.17. Eğitim yapıldıktan sonraki YSA hataları (500d/d)
a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız

İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetiminde ASM 0.6 s' de istenilen hız değerine rampa şeklinde ulaşması, istenilen hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 1500d/d' da sabit olarak dönmesi sağlanmıştır. Motor toplam 1 s çalışmıştır. Bu çalışma şartlarında YSA' nın giriş ve çıkış veri eğitim kümesi sayısı 1344 olup buradaki değerler pu olarak alınmıştır. 210000 döngüden sonra Şekil 5.18 (a)' da i_{sq}^{s*} duran referans akımına, (b)' de i_{sd}^{s*} duran referans akımına ve (c)' de ise ω_e senkron hızına ait YSA çıkışı ile eğitim veri kümesi çıkışı verilmiştir.

Şekil 5.19 (a)' da i_{sq}^{s*} duran referans akımına ait YSA hatası , (b)' de i_{sd}^{s*} duran referans akımına ait YSA hatası ve (c)' de ise ω_e senkron hızına ait YSA hataları verilmiştir.



Şekil 5.18. YSA çıkışı ve veri eğitim kümesi çıkışının karşılaştırılması (1500 d/d)
a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız



Şekil 5.19. Eğitim yapıldıktan sonraki YSA hataları (1500 d/d)
a) i_{sq}^{s*} ve b) i_{sd}^{s*} duran referans akım c) ω_e senkron hız

5.3. Sistemin Tasarımı

Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' ye ait sürme sisteminde kullanılan donanım; bilgisayar, sayısal işaret işlemci (Sİİ), yalıtma devresi, sürücü devresi, güç devresi, akım algılama devresi, pozisyon algılayıcı, doğrultma devresi ve güç kaynaklarından oluşmaktadır. Sİİ haricindeki her düzenek ayrı ayrı tasarlanarak daha sonra birleştirilmiştir.

Bütün çalışma Sİİ tarafından kontrol edilmektedir. Sİİ daha önce girilen referans bilgiler ile ölçümler sonucu elde edilen gerçek değeri kıyaslayarak amaçlanan motor hızının elde edilmesi sağlayacak sinyaller üretmektedir.

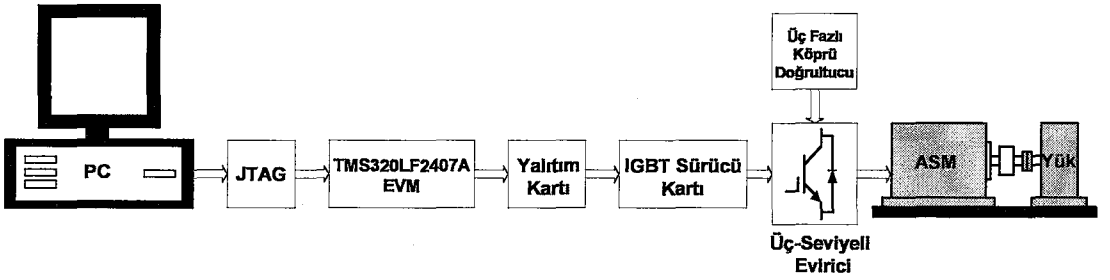
Sİİ' den üretilen sinyaller yalıtma elemanlarından (opto izalator) geçirilerek sürücülere ulaşmaktadır. Sürücü devre motor faz sargılarının enerjisini sağlayan yarıiletken anahtarların çalışmasını gerçekleştirmektedir. IGBT olarak isimlendirilen yarıiletken elemanların çalışma sırasında zarar görmemesi için koruma (snubber) devre elemanları bağlanmıştır.

Akım algılama devresi ile motora ait her faz sargısının çektiği akım Sİİ' ye aktarılmaktadır. Sİİ tarafından okunan bu değerler referans değerler ile kıyaslanarak IGBT' lerin çalışması için gerekli tetikleme sinyallerini üretmektedir. Motor hız denetiminin doğru olması için ölçümlerinin hassas olması gerekmektedir. Kullanılan akım algılama devresi kartı motor hız denetimini sağlayacak şekilde tasarlanmıştır

ASM' nin çalışması, eviricinin çıkışındaki gerilimlerin asenkron sargılara uygulanması ile mümkün olmaktadır. Motor çalışıyor iken pozisyon bilgisi motor miline bağlı pozisyon algılayıcısı ile okunmaktadır. Pozisyon algılayıcısından alınan bilgi Sİİ' ye aktarılmaktadır.

Doğrultma devresinde, şebekedeki üç faz tam dalga doğrultmaçlarla doğru akıma dönüştürülmektedir. Doğrultma devresi çıkışında filtre bobini bağlanmıştır. Filtre bobini çıkışına ise seri bağlı iki adet kondansatör bağlanmıştır. Kondansatörlerin orta

noktası sıfır noktası olarak çeviriciye bağlanmıştır. Kondansatörlerin diğer uçlarında ise DC bara gerilimi bulunmaktadır. Eviricinin devreye bağlantısı ve sistemin genel blok şeması Şekil 5.20' de verilmiştir.



Şekil 5.20. Sistemin blok şeması

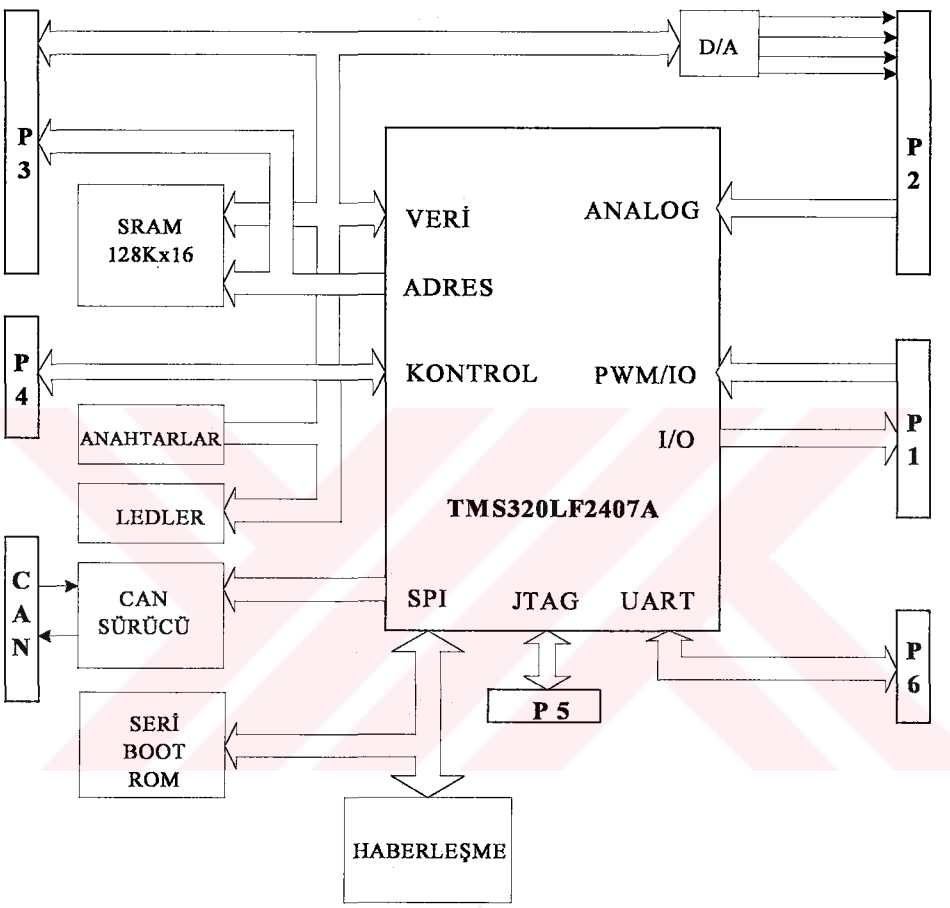
5.3.1. Sayısal işaret işlemci

Uygulama da Texas Inst. firması tarafından üretilen TMS320LF2407A kodlu işlemci kullanılmıştır. Çalışma frekansının yüksek olması ve analog bilgiyi dijital bilgiye dönüştürme (çevrim) zamanın kısa olması sebebiyle tercih edilmiştir (116).

TMS320LF2407A EVM denetim kartı aşağıdaki özelliklere sahiptir. Şekil 5.21'de bu denetim kartının blok diyagramı verilmiştir.

- 25 ns komut işleme hızı
- 32K kelime flash ROM, 544 kelime data hafıza RAM (DARAM), 128K kelime hafıza RAM (SARAM)
- Harici hafıza arabirimi
- Olay Yöneticisi (Event Manager) modülü içerisinde 16 adet DGM kanalı, 4 adet genel amaçlı zamanlayıcı, 12 adet karşılaştırma birimi, 6 adet tutma birimi (capture), enkoder girişi olarak da kullanılan 4 adet tutma birimi (QEP)
- 16 kanal 10-bit analog-sayısal dönüştürücü
- DAC7625 entegresi ile 4 kanal sayısal-analog dönüştürücü
- 4 adet genişleme konnektörleri (veri, adres, I/O ve kontrol)
- Watchdog zamanlayıcı modülü
- Seri iletişim arabirimi

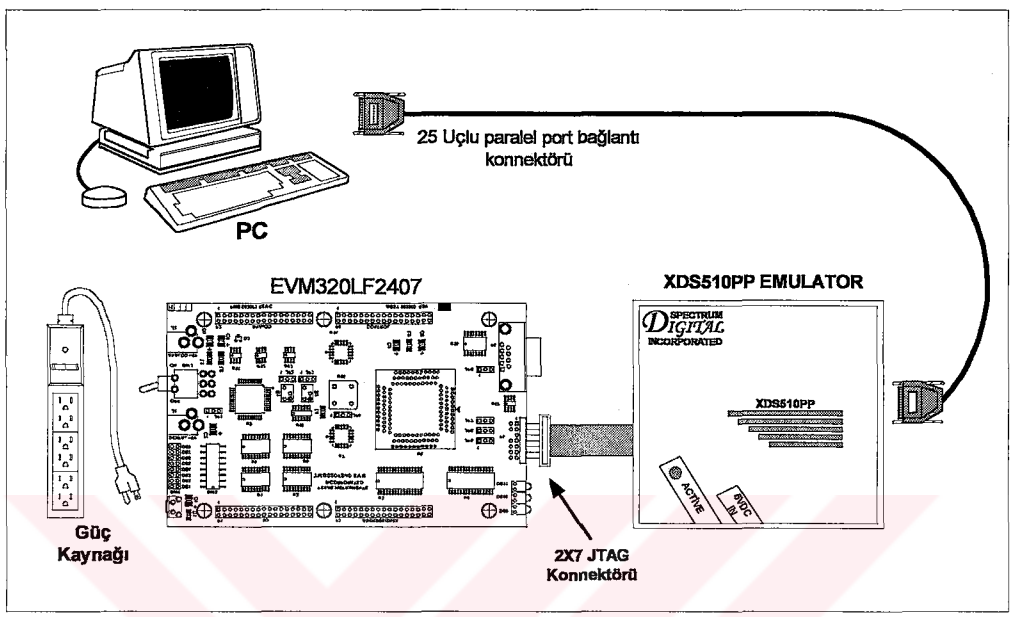
- CAN arabirimi
- 5 V giriş beslemesi (3.3 V çalışma gerilimi)
- Kullanıcı anahtarları ve LED' ler



Şekil 5.21. TMS320LF2407A EVM denetim kartı blok diyagramı

EVMLF2407A denetim kartının bilgisayara bağlantı şeması Şekil 5.22' de görülmektedir. Bilgisayarda "Code Composer" kullanılarak yazılan programlar derlendikten sonra çıkış dosyası üretilmektedir. Bilgisayar menüsündeki yükleme komutu ile çıkış dosyası paralel port aracılığıyla emülatöre aktarılmaktadır. XDS510PP emülatör gelen kodu işlemcinin diline dönüştürerek 14 uçlu konnektör yardımı ile denetim kartının JTAG portuna (P5) aktarmaktadır. Denetim kartına gelen program yapısına göre istenen denetimler gerçekleştirilmektedir. Denetim

kartının çalışması için 3.3 voltluk güç kaynağı gerekmektedir. Bu modül içerisine yerleştirilmiş gerilim düşürücü entegre ile sağlanmaktadır.

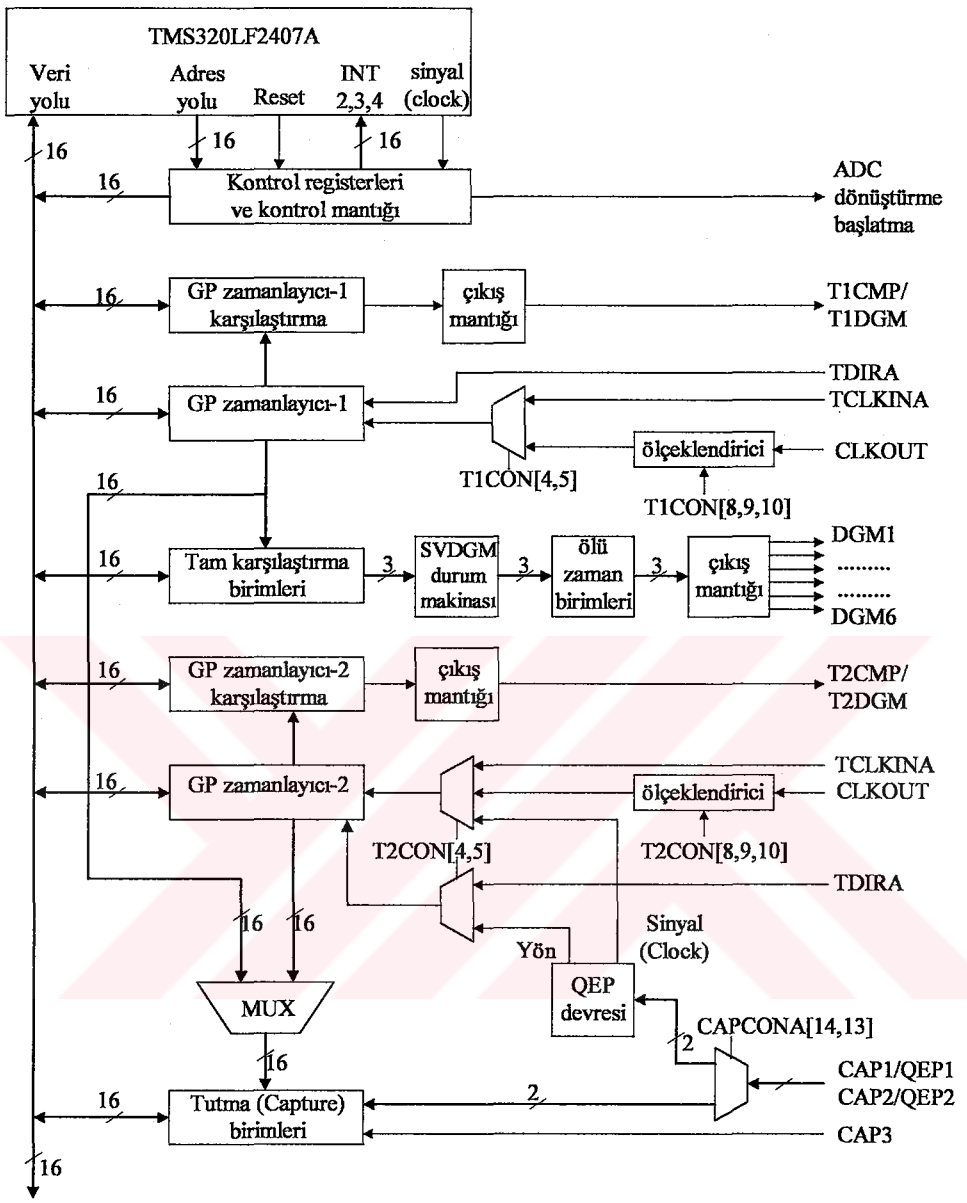


Şekil 5.22. EVM320LF2407A denetim kartının bilgisayara bağlantısı

5.3.2. Olay yöneticisi

TMS320LF2407A Sİİ' nin olay yöneticisi (event manager) özellikle motor ve hareket kontrol uygulamalarında faydalı olan birçok işlev ve özelliği sağlamaktadır. LF2407A işlemcisi EVA ve EVB olmak üzere iki adet olay yöneticisine sahiptir. Her iki olay yöneticisi aşağıdaki işlevsel kısımları kapsamaktadır.

- İki adet genel amaçlı zamanlayıcı ve DGM birimi
- Üç adet karşılaştırma birimi
- 6 adet DGM çıkış birimi
- Üç adet tutma (capture) birimi
- Enkoder sinyal giriş (QEP) birimi
- Kesme mantığı



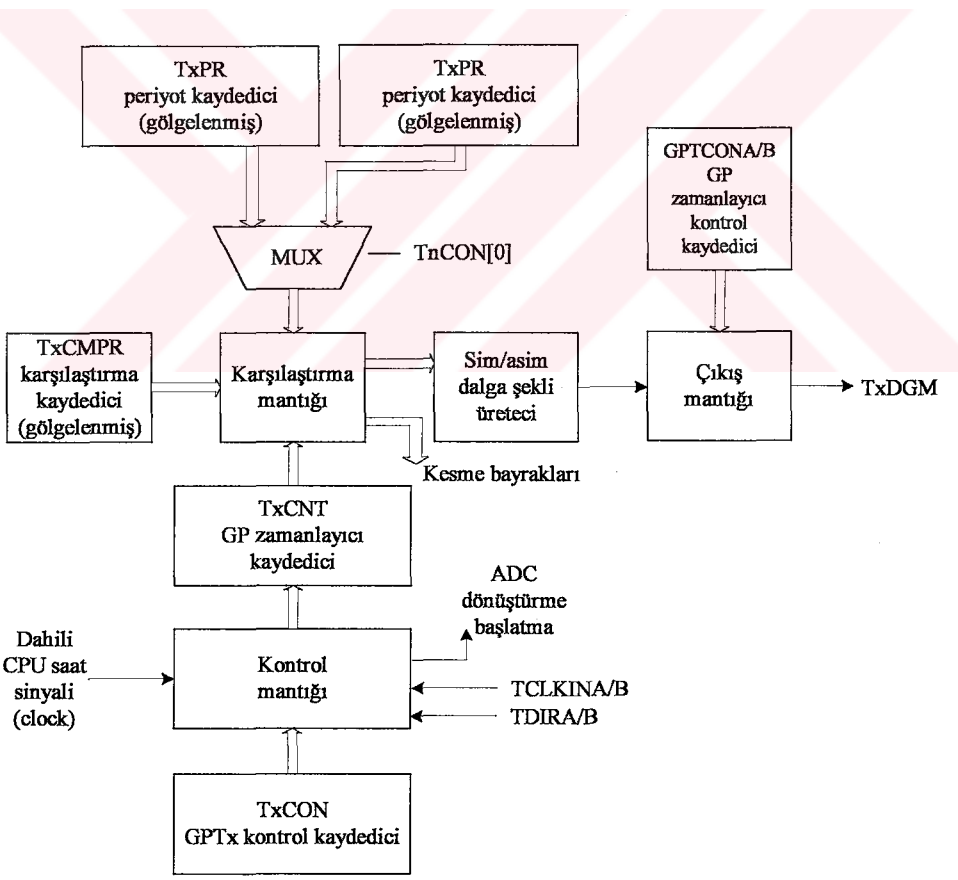
Şekil 5.23. TMS320LF2407A Sİİ' nin EVA olay yöneticisi

Şekil 5.23' de EVA ve EVB olay yöneticilerinin blok diyagramları gösterilmektedir. Blok diyagramları üzerinde bütün kısımlar ayrıntılı olarak verilmiştir. Şekil 5.23' de görüldüğü gibi her olay yöneticisinde 6 adet olmak üzere toplam 12 adet DGM kanalı bulunmaktadır. Genel amaçlı zamanlayıcılarda toplam 4 adet DGM sinyali üretebilmektedir. Hız kontrolünde, geri beslemede enkoder kullanılması durumunda tutma birimi kare dalga enkoder sinyallerini işleyecek şekilde seçilmektedir. Bu durumda QEP1 ve QEP2 enkoderden elde edilen 90° faz farklı kare dalga sinyalleri saymak için kullanılır.

Şekil 5.23'deki olay yöneticisi modülünde iki adet genel amaçlı zamanlayıcı vardır. Bu zamanlayıcılar birbirinden bağımsız olarak aşağıdaki zaman temelli uygulamalarda kullanılabilmektedir.

- Denetim sistemlerinde bir örnekleme periyodu üretmek
- Tutma birimleri ve kare dalga enkoder sinyal devrelerinin çalışması için zaman temeli sağlamak
- Karşılaştırma birimleri ve bunlara bağlı DGM devrelerinin çalışması için zaman temeli sağlayarak DGM çıkışlarını üretmek

Şekil 5.24' de genel amaçlı zamanlayıcının blok diyagramı gösterilmiştir.

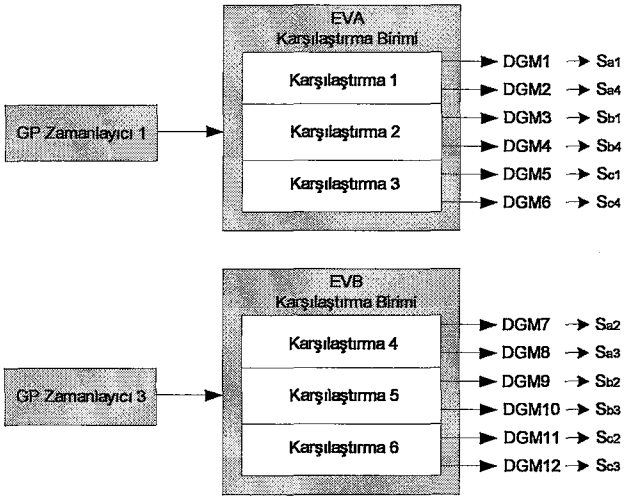


Şekil 5.24. Genel amaçlı zamanlayıcı blok diyagramı

Genel amaçlı zamanlayıcı aşağıdaki özelliklere sahiptir.

- Bir adet okunabilir ve yazılabilir (RW) 16-bit yukarı/aşağı sayıcı kaydedici, TxCNT (x=2,4).
- Bir adet RW 16-bit zamanlayıcı karşılaştırma kaydedici (gölgelenmiş), TxCMPR
- Bir adet RW 16-bit zamanlayıcı periyot kaydedici (gölgelenmiş), TxPR (x=2,4).
- Bağımsız bir RW 16-bit zamanlayıcı kontrol kaydedici, TxCON (x=2,4).
- Dahili ve harici clock girişleri için programlanabilir ölçeklendirici
- Kontrol ve kesme mantığı
- Bir adet GP zamanlayıcı karşılaştırma çıkış pini TxCMP
- Çıkış durum mantığı

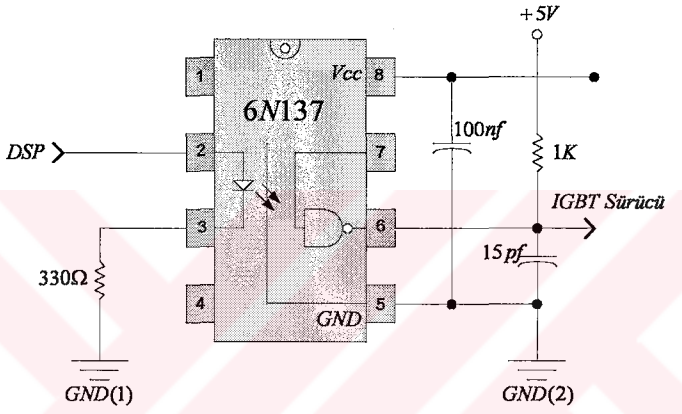
Üç fazlı üç-seviyeli nötr-nokta tutmalı eviricide birbirini tamamlayıcı altı çift DGM sinyaline ihtiyaç vardır. İletime veya kesime gitme durumlarında aynı koldaki anahtarların birbiriyle arasındaki kısa devreyi önlemek amacıyla ölü bant aralığını kullanılır. EVA ve EVB olmak üzere iki karşılaştırma birimi bulunur. Her bir karşılaştırma birimi üç karşılaştırma kaydedicisine sahiptir. Şekil 5. 25' de Sİİ tarafından üretilen DGM sinyallerinin üç fazlı üç-seviyeli nötr-nokta tutmalı eviriciye ait 12 anahtara bağlantısı görülmektedir.



Şekil 5.25. Üç fazlı üç-seviyeli eviriciye ait DGM sinyallerinin elde edilmesi

5.3.3. Yalıtma ünitesi

Eviricideki 12 adet yarıiletken anahtarların iletime ve kesime götürülmesi Sİİ' den gelen anahtarlama sinyalleri ile sağlanmaktadır. Sİİ ile IGBT sürücüsünün yalıtılması gereklidir. Bu işlem için yüksek hızlı opto izolatör elemanlara ihtiyaç duyulmaktadır. Yapılan bu çalışmada 6N137 opto izolatörü seçilmiştir. Seçilen izolatörün bir kanalına ait bağlantı şeması Şekil 5.26' da verilmiştir.



Şekil 5. 26 Opto izolatör bağlantı devresi

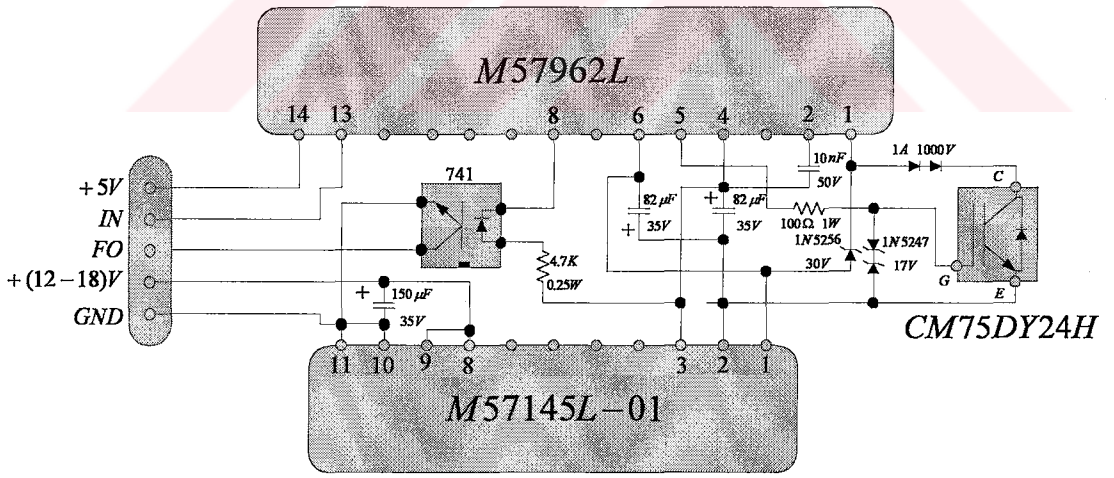
Şekil 5.26' da gösterilen bir kanala ait yalıtma ünitesi, Sİİ çıkışındaki 12 adet terminale de kullanılması gerekir. Sİİ çalışma esnasında çıkış terminallerine 3.3 V gerilim vermektedir. İşlemci çıkışlarının doğrudan merkezi işlemci birimine bağlı olması sebebiyle güç devresinden korunması gerekmektedir. Çıkış geriliminin 3.3 V' tan 5V' ta yükseltilebilmesi ve yalıtımı sağlamak amacıyla yalıtım kartı kullanılmıştır.

5.3.4. IGBT sürücü devresi

Üç-seviyeli eviricide bulunan yarıiletken anahtarların çalıştırılması için sürücü devreye ihtiyaç vardır. Her IGBT elemanını yalıtılmış kaynaktan sürmek gerekmektedir. Aksi takdirde motoru besleyen şebeke fazları sürücüler üzerinden kısa devre olmaktadır. Bu sakıncayı gidermek için her IGBT elemanı için yalıtılmış

besleme kaynağı kullanılması gerekmektedir. Bu işlem için Mitsibushi firması tarafından üretilen M57145L-01 isimli güç kaynağı kullanılmıştır. 12 ile 18 V arası DA gerilimle beslenmekte ve çıkışta IGBT sürücüsünün çalışmasını sağlayacak gerilim vermektedir.

Sürücü olarak aynı firma tarafından üretilen M57962L isimli devre elemanı kullanılmıştır. Sürücü entegresi içerisine yerleştirilen opto izolatör ile giriş ve çıkış birbirinden yalıtılmıştır. Kısa devre olma durumunda koruma sağlamak için hata çıkışı Sİİ tarafından okunarak yazılımda işlenebilir. Hata sinyaline elde edildiğinde çeviricinin çalışması durdurulabilir. Sürücüdeki hata çıkışı da aynı şekilde opto izolatör kullanılarak yalıtılmıştır. Her iki devre elemanının bağlantısı Şekil 5.27' de verilmiştir. Şekil 5.27' deki devre her IGBT elemanı için kullanılmalıdır. Uygulamada 6' lı gruplar halinde IGBT' ler sürülmüş ve böylece üç faz için sürücüler gruplandırılmıştır.



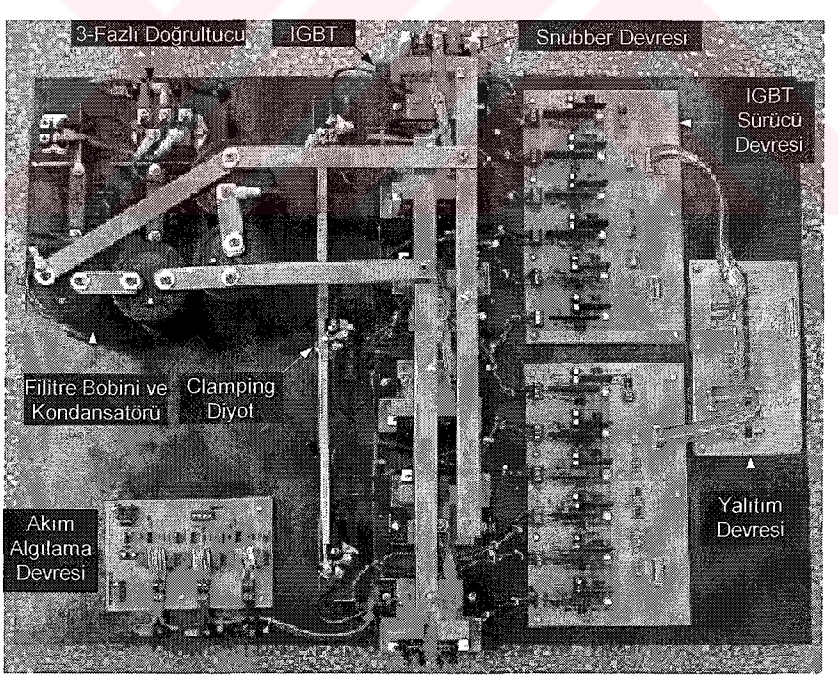
Şekil 5.27. IGBT' yi çalıştıracak devre elemanları

5.3.5. IGBT modülü

Uygulamada IGBT olarak Mitsibushi firması tarafından üretilen CM75DY-24H modül kullanılmıştır. Her bir modül kendi içerisinde yarım köprü bağlantı şekli

oluşturacak şekilde iki IGBT' den oluşmaktadır. Her bir IGBT' nin kendine ait çok hızlı kendini yenileyebilen by-pass diyodu bulunmaktadır. Üzerinden 75A' e kadar akım geçirebilmektedir. Tutma gerilimi 1200 V' tur.

Her anahtarlama esnasında IGBT' lerin kesime veya iletime gitme durumları oluşmaktadır. İletim ve kesim anı için yarıiletkenlerin korunması gerekmektedir. Bu işlem için snubber devresi tasarlanmıştır. IGBT modülündeki iki IGBT anahtarına da snubber devresi için özel tasarım yapılmıştır. Uygulamada IGBT modüller üzerinden iki yönlü akım geçişi sağlandığı için hazır snubber kondansatörleri kullanılmamıştır. IGBT' ler soğutucular üzerine monte edilmiş olup, snubber devre elemanları ise IGBT üzerine yerleştirilmiştir. Üç-seviyeli eviriciye ait güç devresi olarak ifade edilen sürücü, IGBT ve IGBT koruma (snubber) devre elemanlarının bir arada olduğu uygulama setinin görünüşü Resim 5.1' de verilmiştir.

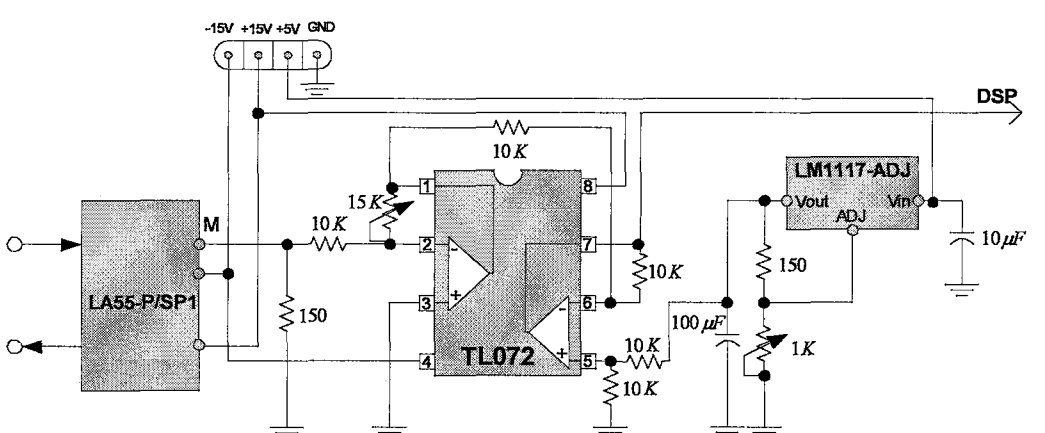


Resim 5.1. Güç devresinin genel görünüşü

5.3.6. Akım algılama devresi

Motor hızının istenilen değerde olması okunacak analog bilginin düzgünlüğüne bağlıdır. Üç-seviyeli eviricinin çalıştırılabilmesi için şebeke faz gerilimlerinin ve motorun çektiği faz akımlarının doğru okunması gerekmektedir. Tasarlanan Üç-seviyeli eviricide büyük güçlü motorlarında çalıştırılacağı düşünülerek 50 A' lik akım sensörleri kullanılmıştır. Akım algılayıcı olarak LEM firması tarafından üretilen LA 55-P modeli kullanılmıştır. Algılayıcını dönüştürme oranı 1:1000' dir.

Akım algılayıcıdan alınan analog değerler Sİİ' ye doğrudan aktarılamamaktadır. Akım sensörü, şebekenin negatif alternansında aynı şekilde negatif değerlik vermektedir. Sİİ' nin analog giriş katı sadece pozitif sinyalleri sayısal değere dönüştürebilmektedir. Bu yüzden okunacak akım sinyalinin Sİİ tarafından okunacak değerliklere taşınması gerekir. Bu işlem için ölçme tam skala aralığı belirlenir. Akım algılayıcıdan alınan sinyaller bu ölçme aralıklarını sağlayacak şekilde işlemsel yükselteç ile yükseltilir. Sİİ işlemcinin 0 ile 3.3 V tam skala analog giriş aralığı olması sebebiyle, negatif alternansların okunması için algılayıcı çıkışındaki sinyaller 1.6 V DC sinyal ile işlemsel yükselteçte toplanır. Devrede işlemsel yükselteç olarak TL072 kullanılmıştır. Bu şekilde algılayıcıdaki sinüsoidal sinyalin başlangıç noktası 1.6 V DC değerine çekilmiştir. Üç-seviyeli evirici için tasarlanan akım algılama kartının çalışma prensibi Şekil 5.28' de verilmiştir.



Şekil 5.28. Akım algılayıcısından bilgi okuma devresi

5.3.7. Pozisyon algılayıcı

ASM' un gerçek pozisyonun algılanmasında motor miline bağlı çift kanallı (A ve B) artımlı (incremental) algılayıcı kullanılmıştır. Bu algılayıcı her devirde A ve B kanallarından ayrı ayrı ve faz kaydırmalı olarak 1024 darbe üretmektedir. A ve B kanallarından üretilen bu darbeler Sİİ' ye sayısal konnektörün QEP1 ve QEP2 pinlerinden işlemciye aktarılır. Elde edilen bu sinyaller kullanılarak motorun gerçek pozisyon ve hız bilgisi elde edilir.

6. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

Üç-seviyeli ve iki-seviyeli eviricilerin beslediği ASM' nin hem alan yönlendirmeli denetimi hem de YSA modeli denetimde ait benzetim ve uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları sırasında C programı kullanılmıştır. Bölüm 5' de elde edilen ASM' nin hem alan yönlendirmeli denetimi hem de YSA modeli denetiminde C programlama dili kullanılarak motorun mekaniksel hızı, motorun fazlararası gerilimi, motorun faz akımı ve faz akımına ait harmonik analizi verileri elde edilmiştir. Benzetim ve uygulama çalışmaları sırasında anahtarlama frekansı 1 kHZ olarak alınmıştır. Elde edilen bu veriler MATLAB programı kullanılarak grafiklere dönüştürülmüştür. Uygulamada TMS320LF2407A Sİİ ile denetim gerçekleştirilmiştir. Uygulama verilerinin elde edilmesinde motor hız tepkisi için takogeneratör çıkışı ve faz akımı içinde akım algılayıcı çıkışı kullanılmıştır. Bu çıkışlardan elde edilen veriler Tektronix firmasının ürettiği TDS3014 sayısal osiloskop ile disket sürücü kullanılarak diskete kaydedilerek bilgisayar ortamına aktarılmıştır.

Uygulamada 3 fazlı, 3 kW, 380 V, 50 HZ, yıldız bağlı, 4,1 A ve 1420 d/d değerlerine sahip ASM kullanılmıştır. Boş ve kısa devre deneyleri yapılarak motora ait parametreler bulunmuştur. Bu parametreler hem benzetim hem de uygulama çalışmalarında kullanılmıştır.

Benzetim ve uygulama çalışmalarında ilk önce üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin hem alan yönlendirmeli denetimi hem de YSA modeli denetimi 3 farklı hız durumunda çalıştırılmış ve bu durumlar aşağıda sıralanmıştır.

- 500 d/d referans hız durumda yüksüz olarak,
- 1000 d/d referans hız durumda yüksüz olarak,
- 1500 d/d referans hız durumda yüksüz olarak,

Daha sonra iki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi 1500 d/d referans hız durumunda çalıştırılmıştır. Ve her iki evirici aşağıda yazan durumlar ile karşılaştırılmıştır.

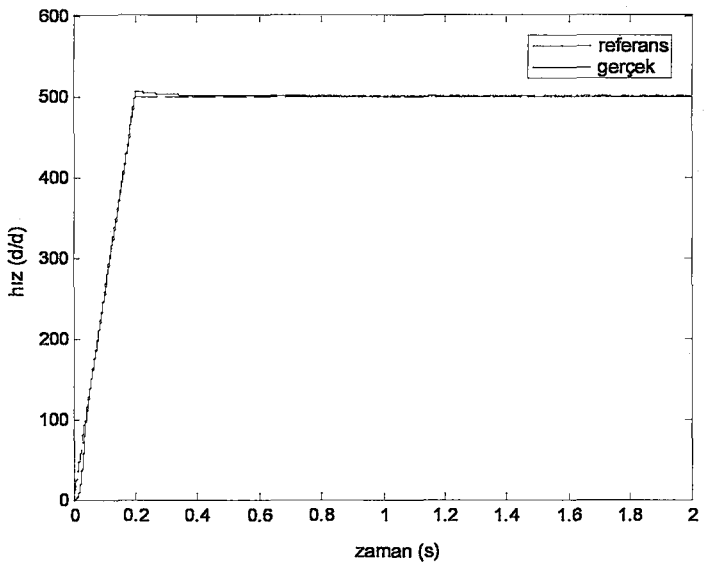
- Fazlararası gerilim eğrisi,
- Faz akımı eğrisi,
- Faz akımının harmonik analiz eğrisi,

Son olarak iki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetiminde 1500 d/d referans hız durumunda çalıştırılmıştır. Ve her iki evirici aşağıda yazan durumlar ile karşılaştırılmıştır.

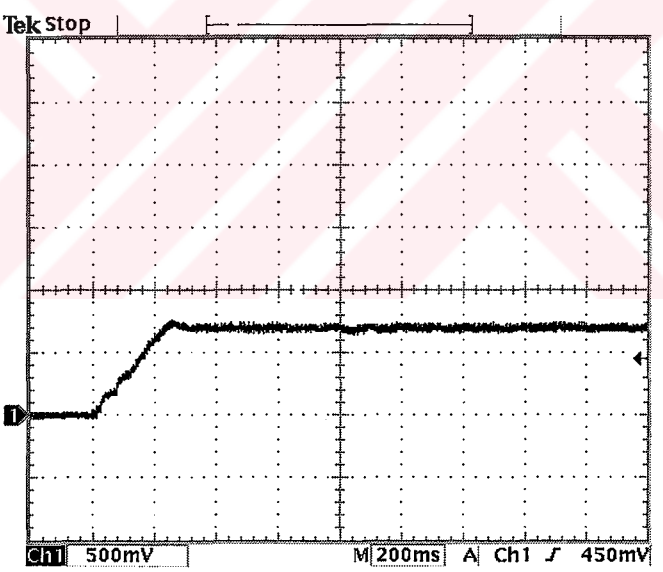
- Fazlararası gerilim eğrisi,
- Faz akımı eğrisi,
- Faz akımının harmonik analiz eğrisi,

6.1. Üç-Seviyeli Eviricinin Beslediği ASM' nin Alan Yönlendirmeli Denetimi ile YSA Modeli Denetiminden Elde Edilen Sonuçlar

Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin hem alan yönlendirmeli denetimi hem de YSA modeli denetimi 3 farklı hız durumunda çalıştırılmış olup elde edilen benzetim sonuçları Şekil 6.1-12' de verilmiştir.



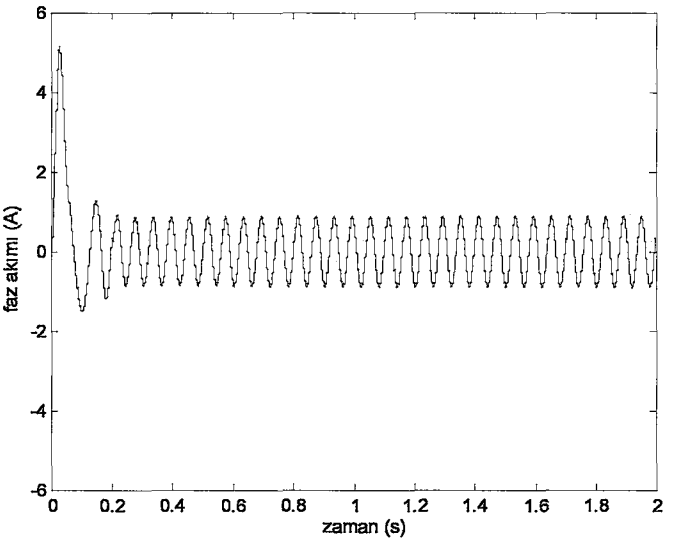
(a)



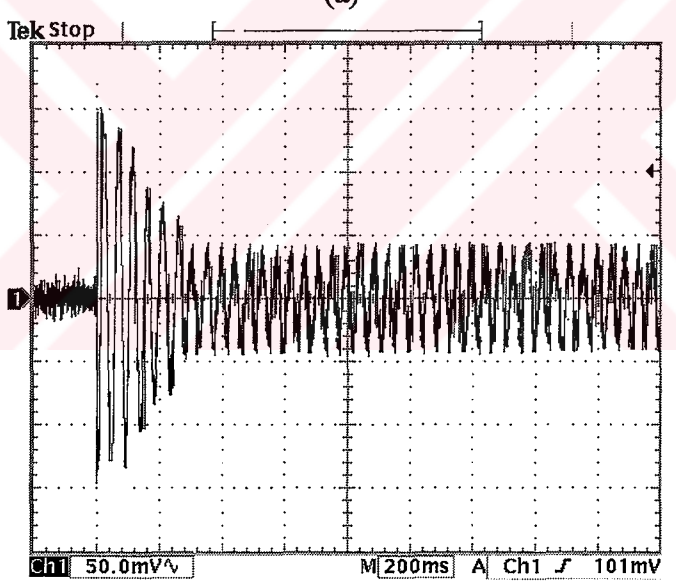
(b)

Şekil 6.1. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 500 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.1' da motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 500 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0.2 s' de ulaşmakta ve toplam 2 s' ye çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmiştir.



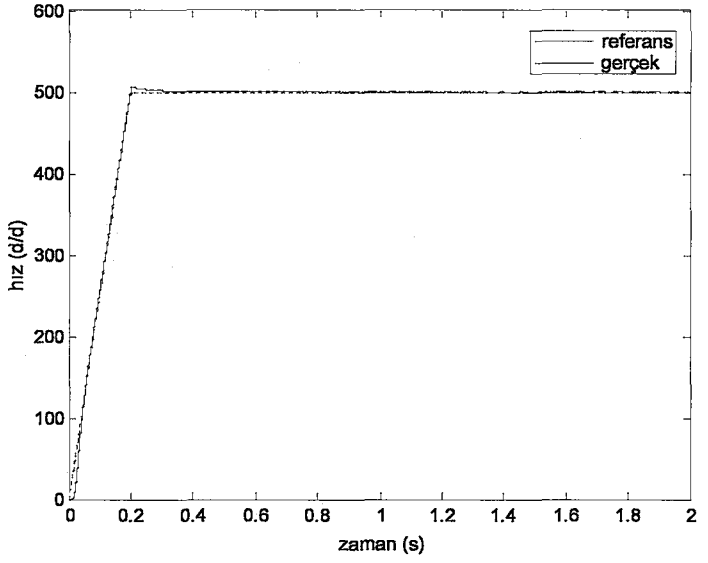
(a)



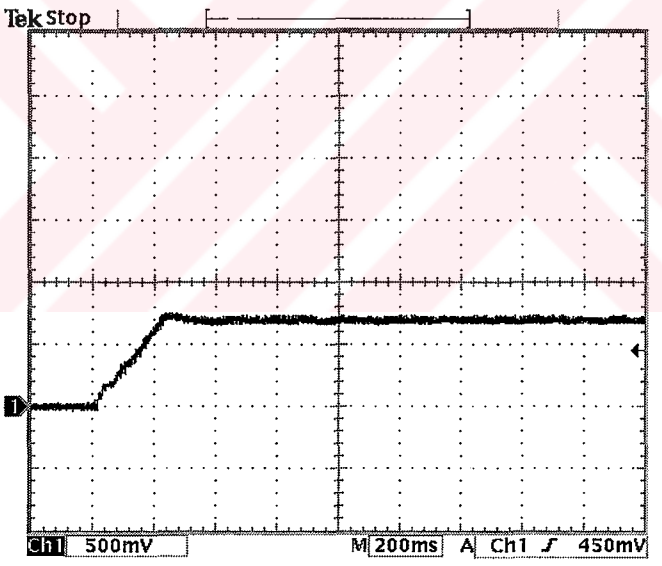
(b)

Şekil 6.2. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 500 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.2' de motorun faz akımına ait eğriler görülmektedir. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre motor ilk kalkınma anında 5 A akım çekmekte ve referans hız değeri 500 d/d' ya ulaştığında ise akım 0.9 A' e düşmektedir. Faz akımındaki bu değişimin nedeni, motorun 0 d/d' dan 500 d/d' ya 0.2 s gibi gibi sürede ulaşabilmesi için maksimum moment üretmesi gerekmektedir. Bu momenti karşılayabilmesi içinde şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



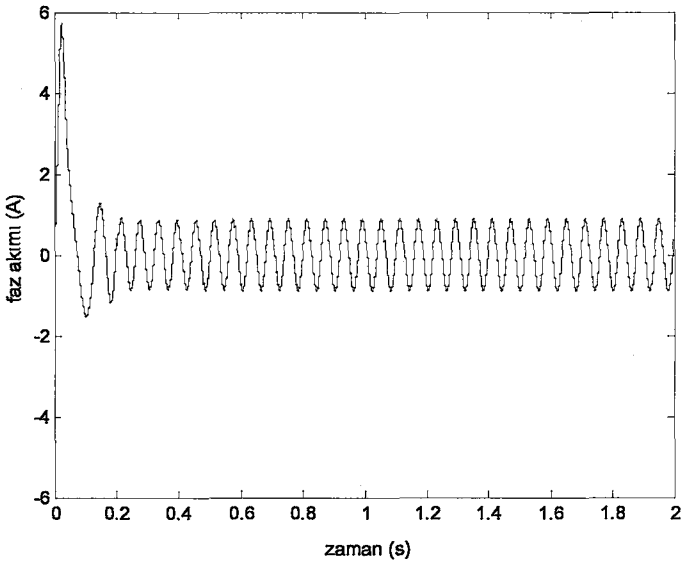
(a)



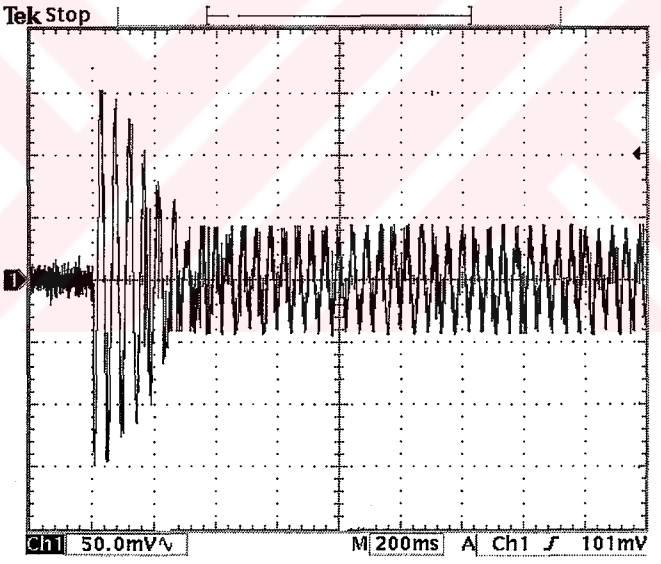
(b)

Şekil 6.3. ASM' nin YSA modeli denetimi için 500 d/d durumunda hızın
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.3' da motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 500 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0.2 s' de ulaşmakta ve toplam 2 s' ye çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmiştir.



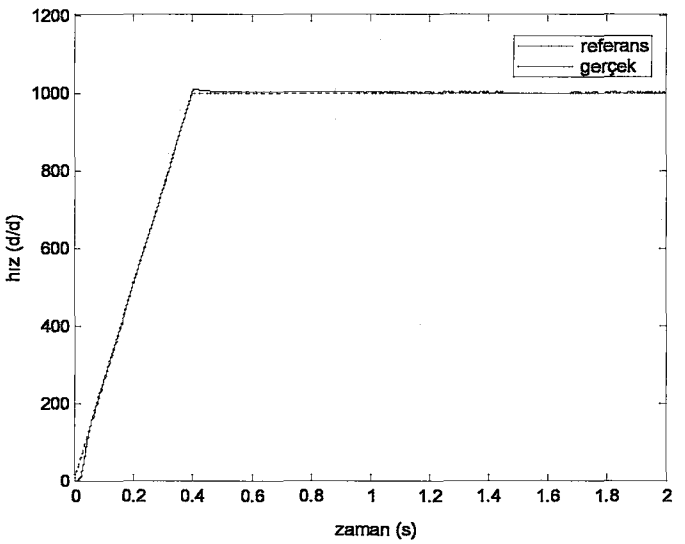
(a)



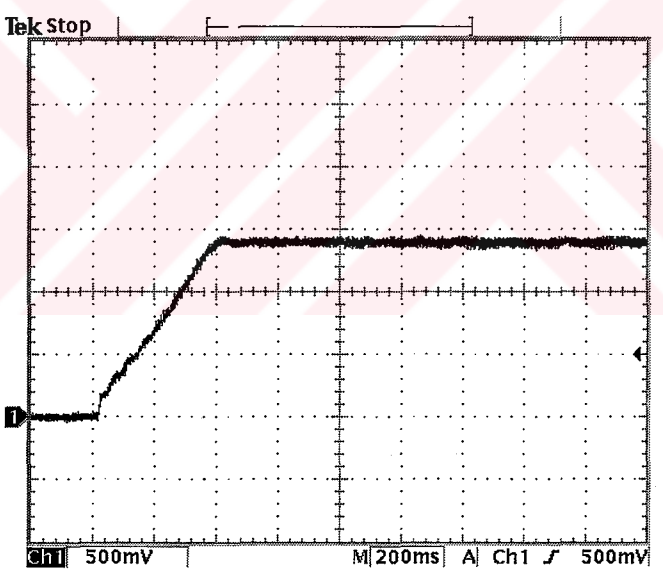
(b)

Şekil 6.4. ASM' nin YSA modeli denetimi için 500 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.4' de motorun faz akımına ait eğriler görülmektedir. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre motor ilk kalkınma anında 5 A akım çekmekte ve referans hız değeri 500 d/d' ya ulaştığında ise akım 0.9 A' e düşmektedir. Faz akımındaki bu değişimin nedeni, motorun 0 d/d' dan 500 d/d' ya 0.2 s gibi gibi sürede ulaşabilmesi için maksimum moment üretmesi gerekmektedir. Bu momenti karşılayabilmesi içinde şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



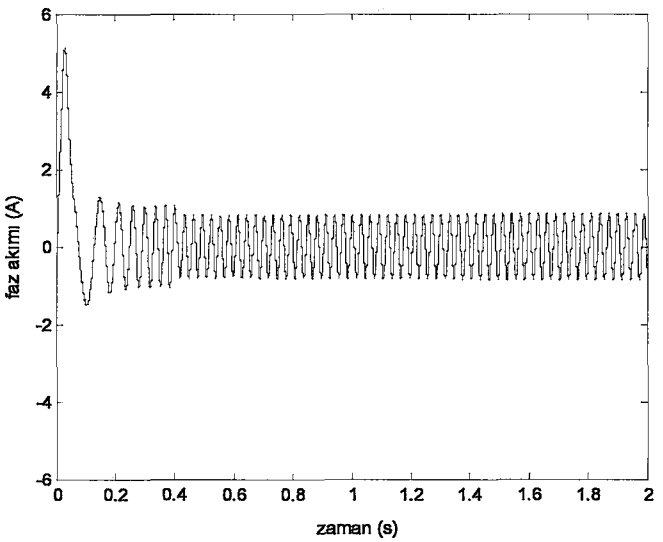
(a)



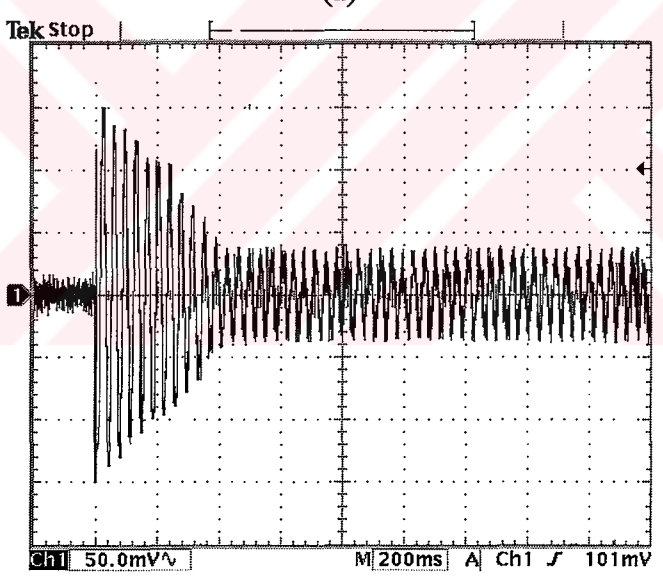
(b)

Şekil 6.5. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1000 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.5' de motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 1000 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0.4 s' de ulaşmakta ve toplam 2 s' ye çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmiştir.



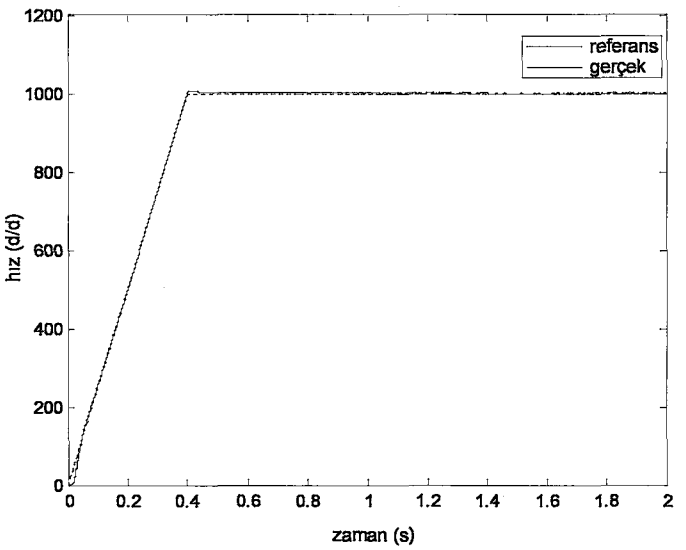
(a)



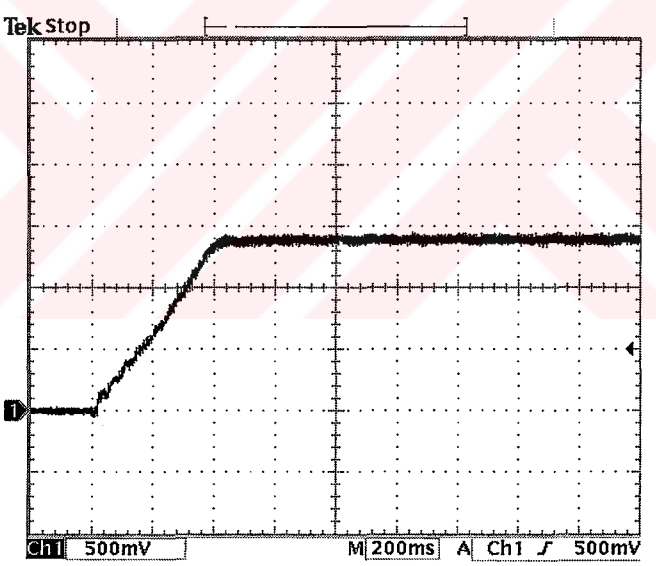
(b)

Şekil 6.6. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1000 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.6' de motorun faz akımına ait eğriler görülmektedir. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre motor ilk kalkınma anında 5 A akım çekmekte ve referans hız değeri 1000 d/d' ya ulaştığında ise akım 0.85 A' e düşmektedir. Faz akımındaki bu değişimin nedeni, motorun 0 d/d' dan 1000 d/d' ya 0.4 s gibi gibi sürede ulaşabilmesi için maksimum moment üretmesi gerekmektedir. Bu momenti karşılayabilmesi içinde şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



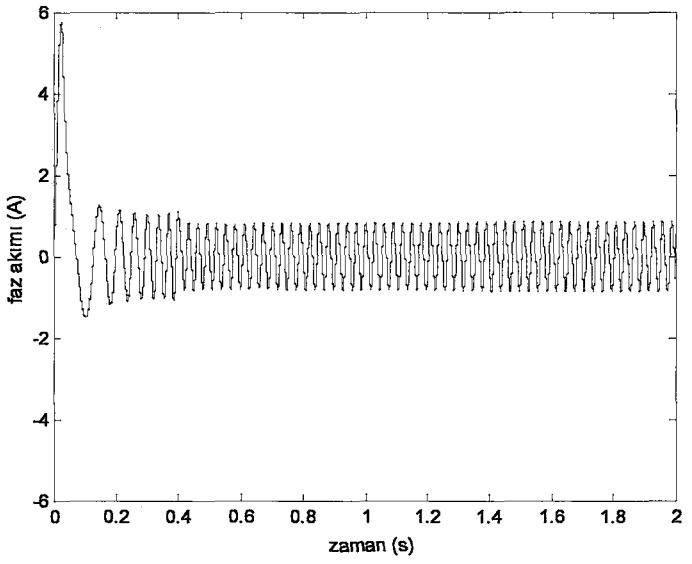
(a)



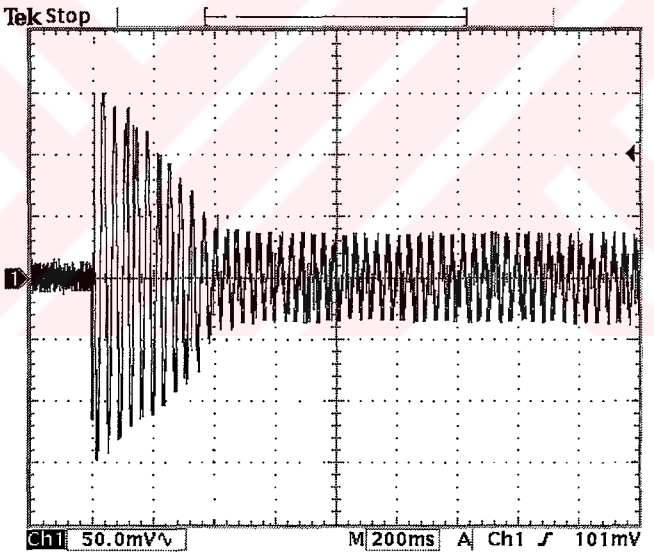
(b)

Şekil 6.7. ASM' nin YSA modeli denetimi için 1000 d/d durumunda hızın
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.7' de motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 1000 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0.4 s' de ulaşmakta ve toplam 2 s' ye çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmiştir.



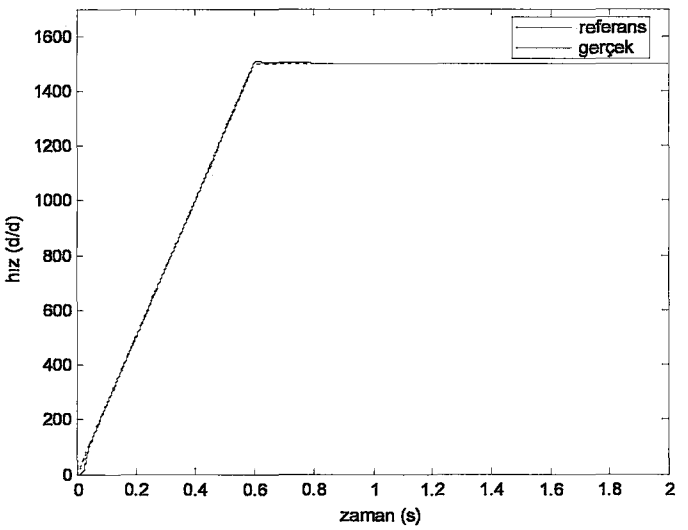
(a)



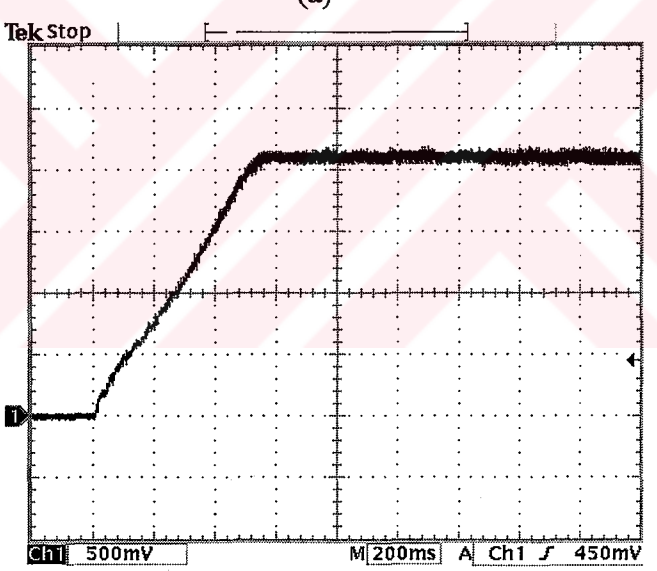
(b)

Şekil 6.8. ASM' nin YSA modeli denetimi için 1000 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.8' de motorun faz akımına ait eğriler görülmektedir. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre motor ilk kalkınma anında 5 A akım çekmekte ve referans hız değeri 1000 d/d' ya ulaştığında ise akım 0.85 A' e düşmektedir. Faz akımındaki bu değişimin nedeni, motorun 0 d/d' dan 1000 d/d' ya 0.4 s gibi gibi sürede ulaşabilmesi için maksimum moment üretmesi gerekmektedir. Bu momenti karşılayabilmesi içinde şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



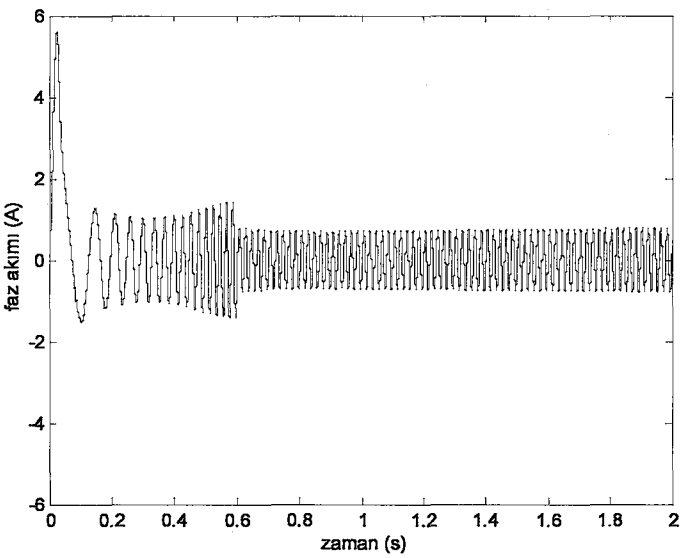
(a)



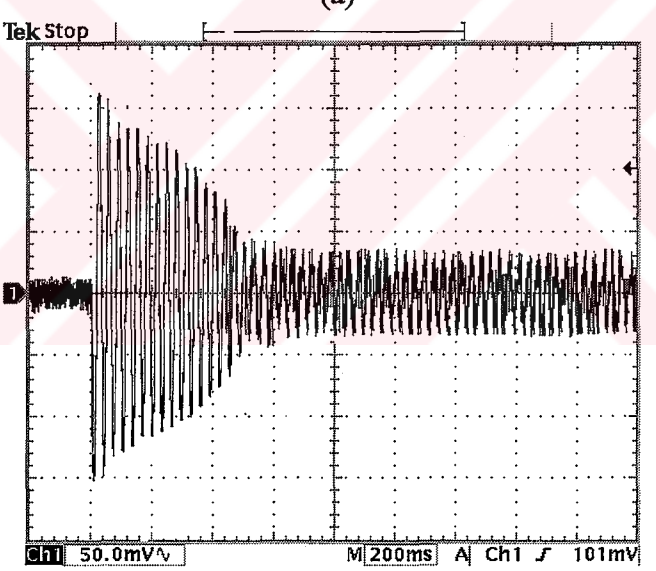
(b)

Şekil 6.9. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda hızın a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.9' da motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 1500 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0.6 s' de ulaşmakta ve toplam 2 s' ye çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmiştir.



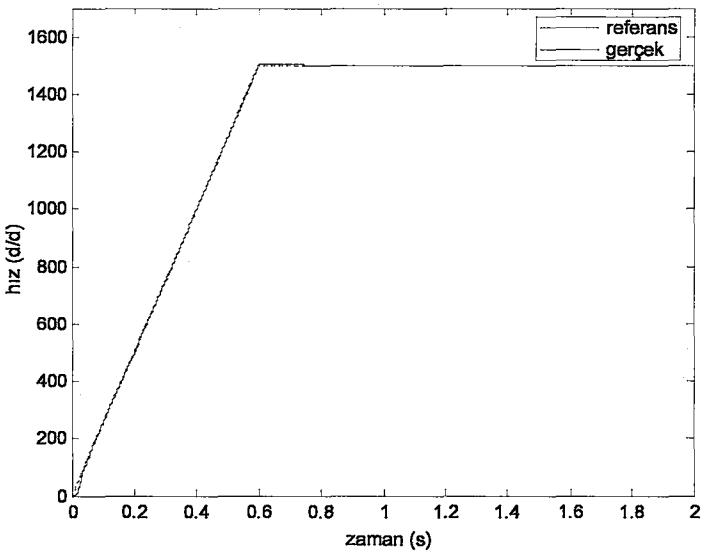
(a)



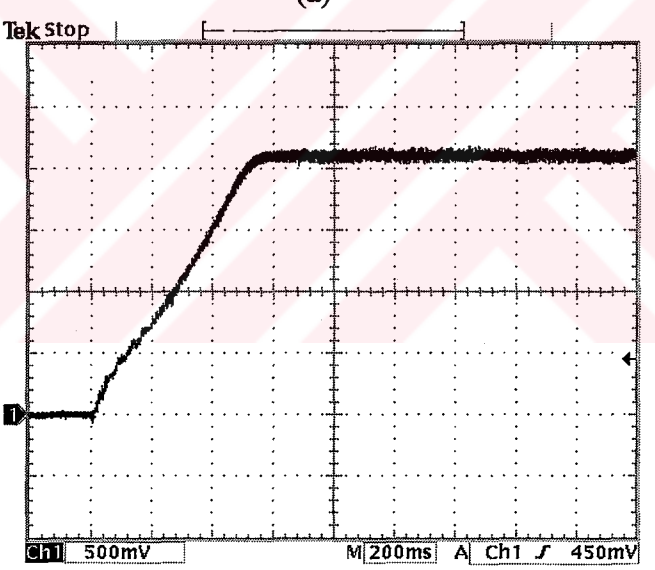
(b)

Şekil 6.10. ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.10' da motorun faz akımına ait eğriler görülmektedir. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre motor ilk kalkınma anında 5 A akım çekmekte ve referans hız değeri 1500 d/d' ya ulaştığında ise akım 0.8 A' e düşmektedir. Faz akımındaki bu değişimin nedeni, motorun 0 d/d' dan 1500 d/d' ya 0.6 s gibi gibi sürede ulaşabilmesi için maksimum moment üretmesi gerekmektedir. Bu momenti karşılayabilmesi içinde şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



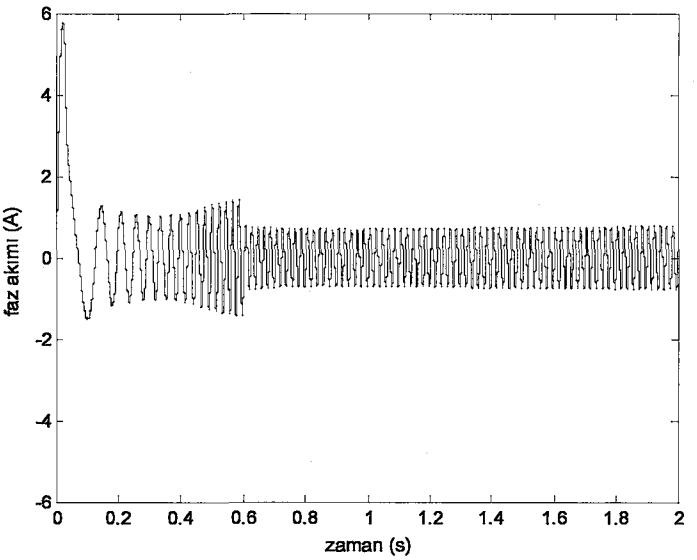
(a)



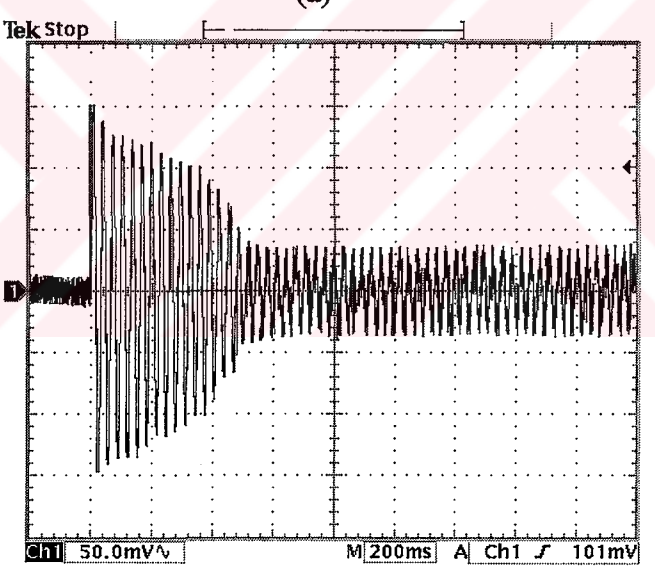
(b)

Şekil 6.11. ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda hızın
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.11' da motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motor hızının 1500 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0.6 s' de ulaşmakta ve toplam 2 s' ye çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 6.12. ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akımının a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

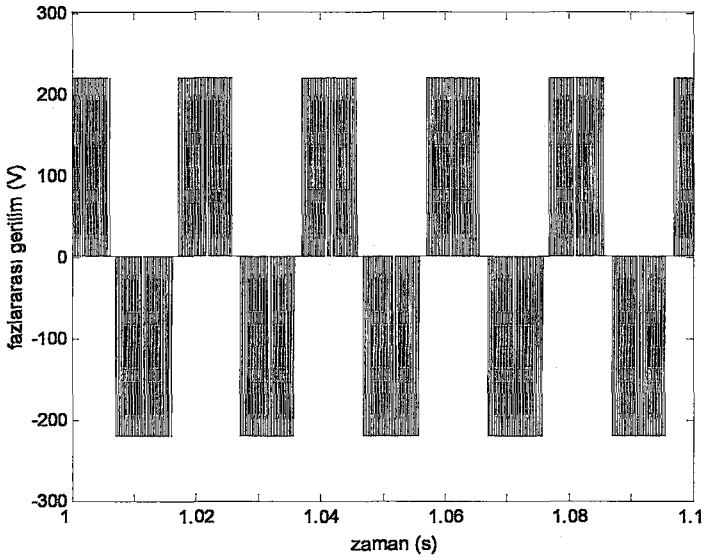
Şekil 6.12' de motorun faz akımına ait eğriler görülmektedir. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre motor ilk kalkınma anında 5 A akım çekmekte ve referans hız değeri 1500 d/d' ya ulaştığında ise akım 0.8 A' e düşmektedir. Faz akımındaki bu değişimin nedeni, motorun 0 d/d' dan 1500 d/d' ya 0.6 s gibi gibi sürede ulaşabilmesi için maksimum moment üretmesi gerekmektedir. Bu momenti karşılayabilmesi içinde şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.

Alan yönlendirmeli denetim ve ters park dönüşüm matrisi kaldırılmıştır. Bunların yerine bir YSA modeli tasarlanmıştır. YSA modeline giriş olarak hız PI denetleyicisinin çıkışı olan akımın referans moment bileşeni i_{sq}^{e*} akımı, ASM' nin rotor hızı ω_r ve duran referans akım bileşenlerinin i_{sq}^{s*} ve i_{sd}^{s*} bir önceki değerleri ağa giriş olarak uygulanmıştır. Ağın çıkışı olarak da duran referans akım bileşenleri i_{sq}^{s*} ve i_{sd}^{s*}, ve senkron açısal hız PI akım denetleyici kullanılmak üzere elde edilmiştir. YSA modeli denetimi ile alan yönlendirmeli denetim sistemindeki denetleyicinin karmaşıklığı ve motor parametre değişimlerinin etkisi azaltılmıştır, denetleyicinin tepki süresi ve sürücünün gürbüzlüğü geliştirilmiştir. Eviricinin doğru bölgede çalışması sonucunda daha doğru anahtarlama yapılmıştır. Bu durum çekilen faz akımlarının daha sinüsoidala yakın olmasını sağlamıştır.

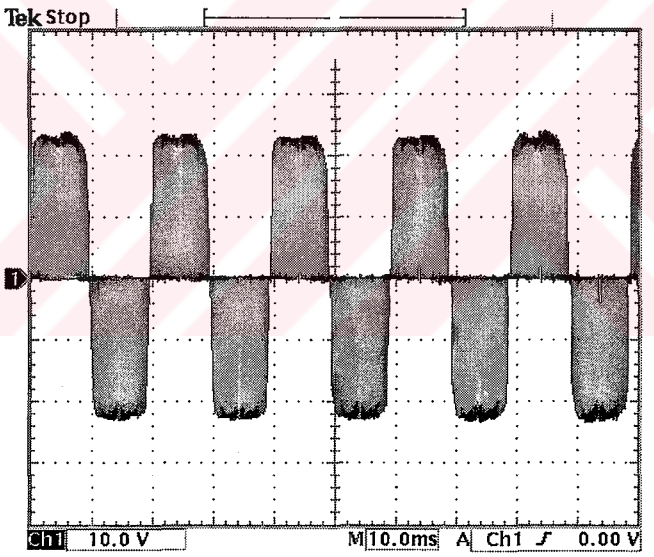
Aynı hız durumlarında üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin hem alan yönlendirmeli denetimi hem de YSA modeli denetiminden elde edilen hız ve faz akımı eğrilerine bakılırsa, YSA modeli denetimindeki faz akımlarının sinüsoidala daha yakın olduğu görülür. Yapılan YSA modeli denetiminin, ASM' nin alan yönlendirmeli denetiminden kaldırılan kısımların yerine geçtiği görülmektedir.

6.2. İki-Seviyeli ve Üç-Seviyeli Eviricinin Beslediği ASM' nin Alan Yönlendirmeli Denetimi

İki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM alan yönlendirmeli denetiminde 1500 d/d referans hız durumunda çalıştırılmış olup elde edilen benzetim ve uygulama sonuçları Şekil 6.13-16' da verilmiştir.



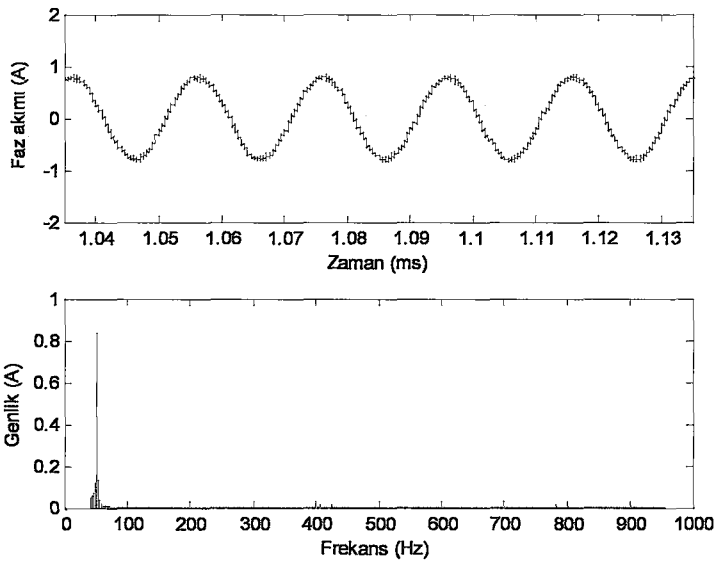
(a)



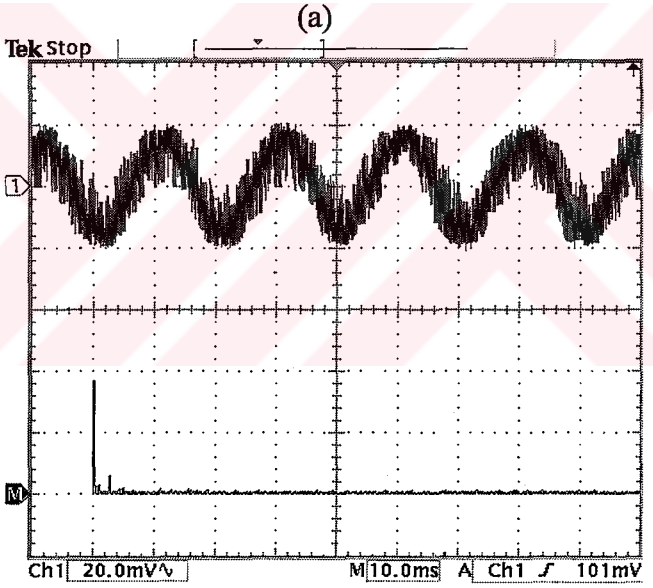
(b)

Şekil 6.13. İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda fazlararası gerilimin a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.13' de İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumundaki fazlararası gerilimin benzetim ve uygulama sonuç eğrileri görülmektedir. Şekillerden de görüleceği üzere hem benzetim hem de uygulama şekilleri birbirine benzemektedir.



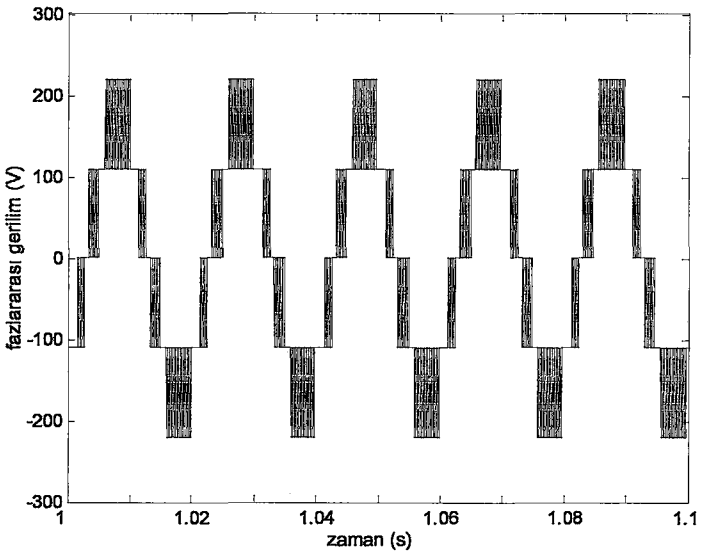
(a)



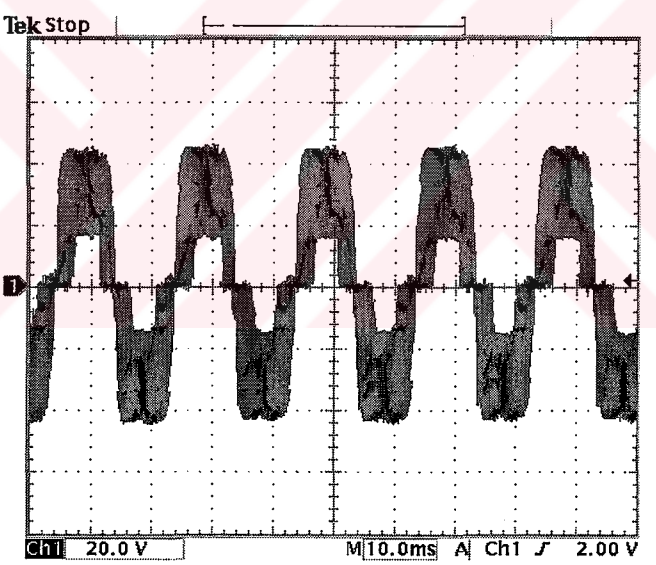
(b)

Şekil 6.14. İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akım ve harmonikleri a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.14' de İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumundaki faz akım ve harmoniklerin benzetim ve uygulama sonuç eğrileri görülmektedir. Faz akımlarının toplam harmonik analizi yapılmıştır. Yapılan analiz sonucunda iki-seviyeli eviricinin faz akımlarının toplam harmonik bozunumu % 27.707' dir.



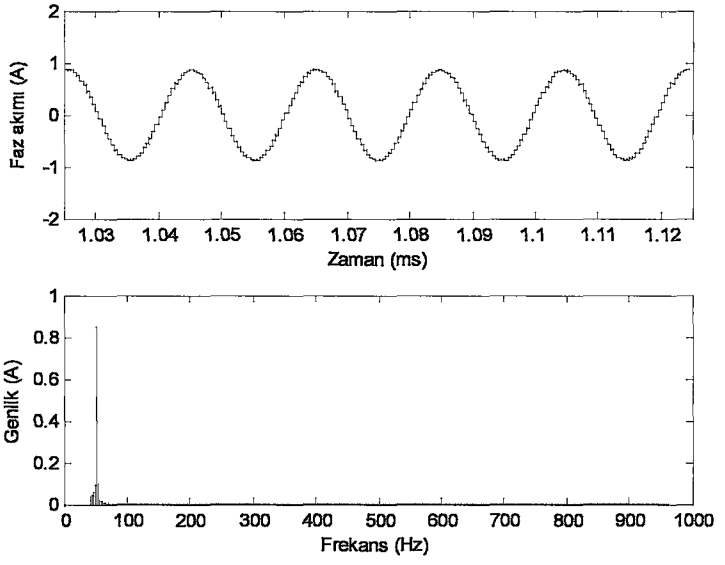
(a)



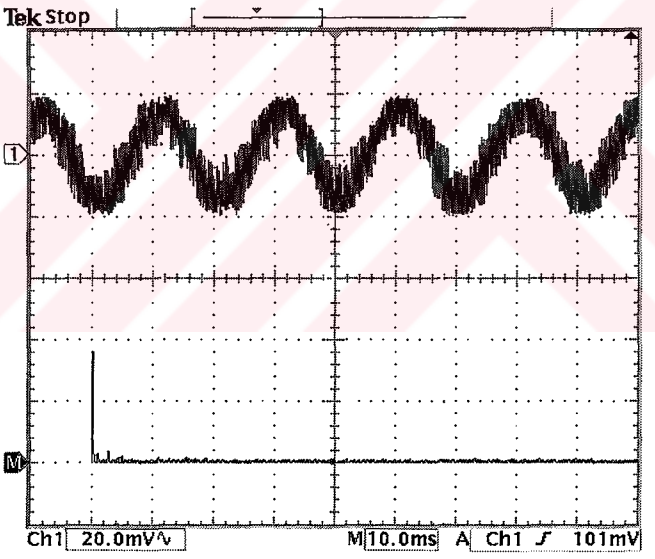
(b)

Şekil 6.15. Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda fazlararası gerilimin a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.15' de Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumundaki fazlararası gerilimin benzetim ve uygulama sonuç eğrileri görülmektedir. Şekillerden de görüleceği üzere hem benzetim hem de uygulama şekilleri birbirine benzemektedir.



(a)



(b)

Şekil 6.16. Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akım ve harmonikleri a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

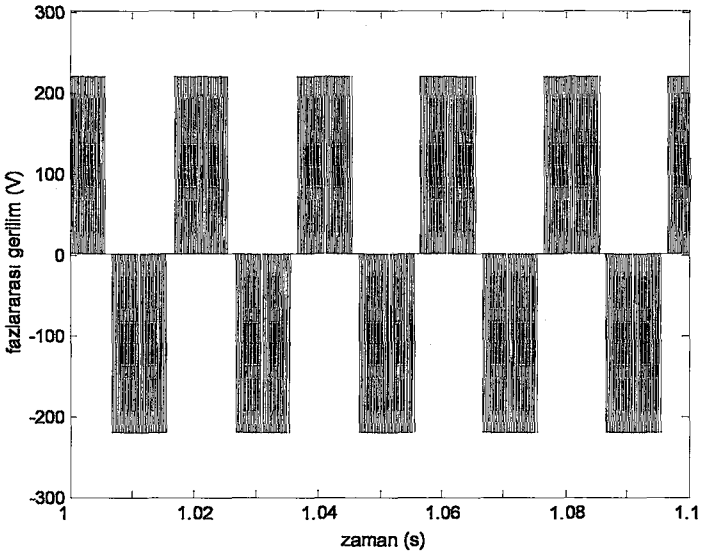
Şekil 6.16' da Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumundaki faz akım ve harmoniklerin benzetim ve uygulama sonuç eğrileri görülmektedir. Faz akımlarının toplam harmonik analizi yapılmıştır. Yapılan analiz sonucunda üç-seviyeli eviricinin faz akımlarının toplam harmonik bozunumu % 20.053' dür.

İki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumundaki fazlararası gerilim eğrilerine bakılacak olursa iki-seviyeli eviricinin gerilim seviyesi iki seviyeden, üç-seviyeli eviricinin gerilim seviyesi ise üç seviyeden oluşmaktadır. Bu gerilimlerinin ortalaması alındığında üç-seviyeli evirici geriliminin fazlararası geriliminin sinüsoidal gerilime daha yakın olduğu görülmektedir.

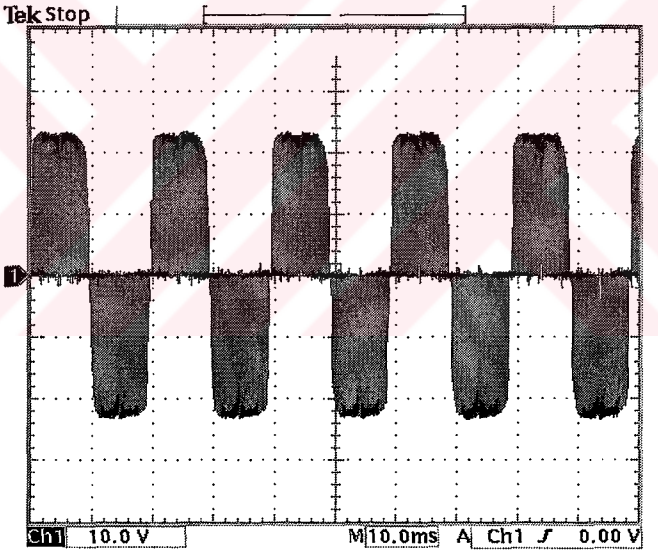
İki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin alan yönlendirmeli denetimi için 1500 d/d durumundaki faz akım eğrilerini karşılaştırırsak üç-seviyeli eviriciye ait faz akımlarının iki-seviyeli eviriciye göre daha düzgün olduğu yani sinüsoidala daha yakın olduğu görülmektedir. Her iki eviriciye ait faz akımlarının harmonik analizi yapıldığında iki-seviyeli eviricinin faz akımlarının toplam harmonik bozunumu % 27.707, üç-seviyeli eviricinin faz akımlarının toplam harmonik bozunumu ise % 20.053' dür. Buradan da üç-seviyeli eviricinin ASM' nin alan yönlendirmeli denetimindeki toplam harmonik bozunumunun daha iyi olduğu görülmüştür

6.3. İki-Seviyeli ve Üç-Seviyeli Eviricinin Beslediği ASM' nin YSA Modeli Denetimi

İki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetiminde 1500 d/d referans hız durumunda çalıştırılmış olup elde edilen benzetim ve uygulama sonuçları Şekil 6.17-20' de verilmiştir.



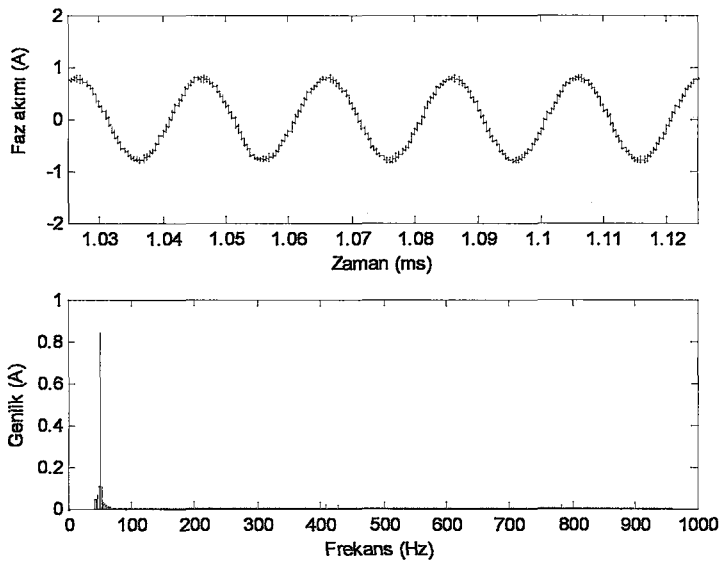
(a)



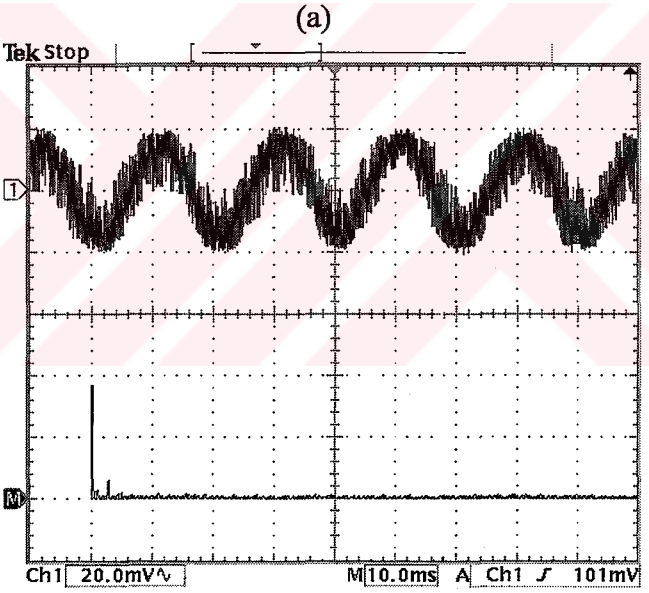
(b)

Şekil 6.17. İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda fazlararası gerilimin a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.17' de İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumundaki fazlararası gerilimin benzetim ve uygulama sonuç eğrileri görülmektedir. Şekillerden de görüleceği üzere hem benzetim hem de uygulama şekilleri birbirine benzemektedir.



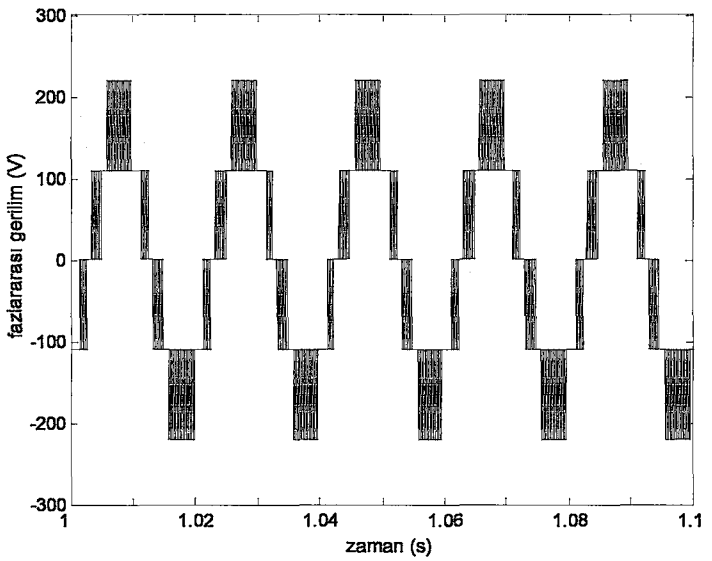
(a)



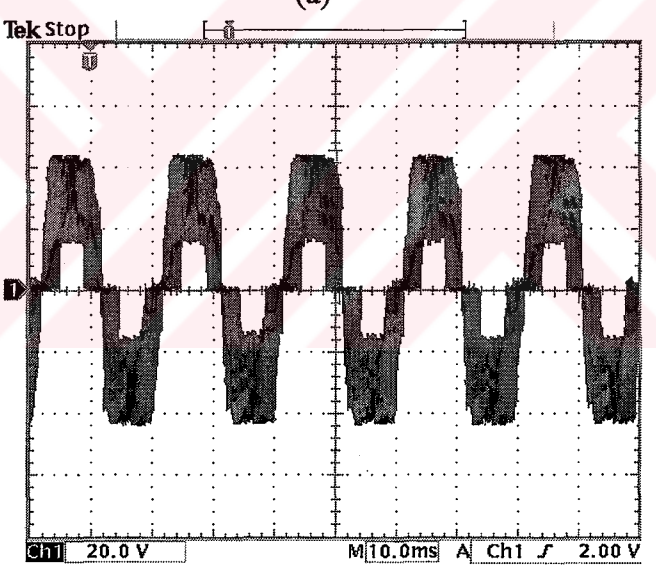
(b)

Şekil 6.18. İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akım ve harmonikleri a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.18' de İki-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumundaki faz akım ve harmoniklerin benzetim ve uygulama sonuç eğrileri görülmektedir. Faz akımlarının toplam harmonik analizi yapılmıştır. Yapılan analiz sonucunda iki-seviyeli eviricinin faz akımlarının toplam harmonik bozunumu % 23.106' dır.



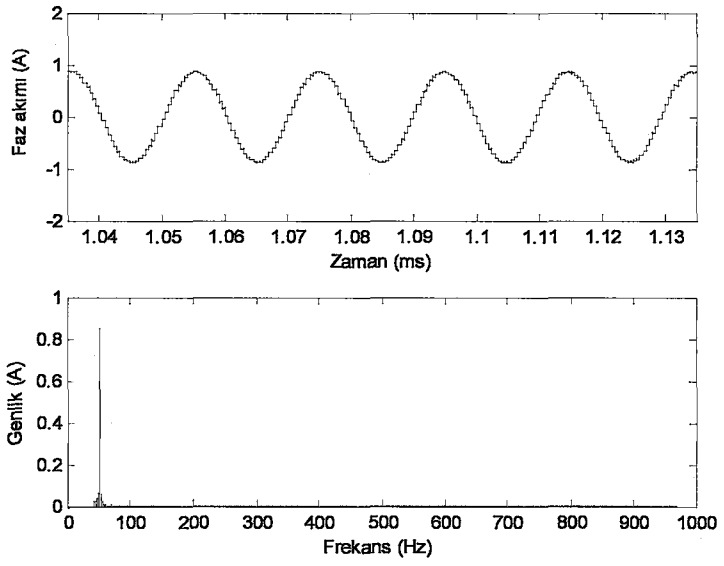
(a)



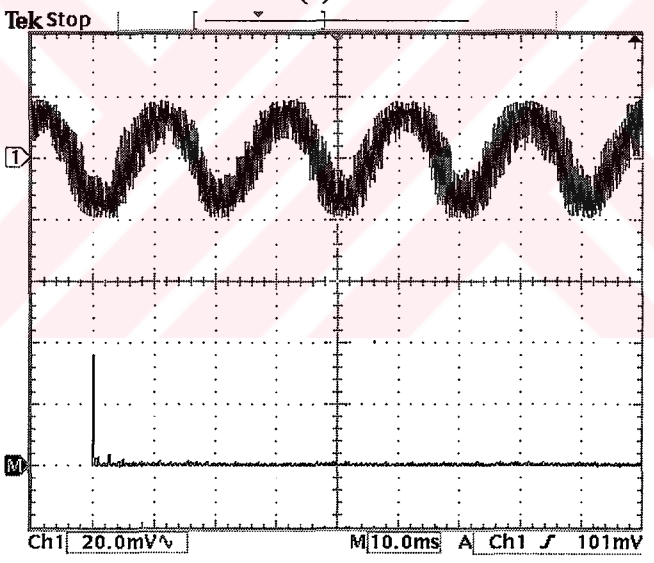
(b)

Şekil 6.19. Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda fazlararası gerilimin a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.19' de Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumundaki fazlararası gerilimin benzetim ve uygulama sonuç eğrileri görülmektedir. Şekillerden de görüleceği üzere hem benzetim hem de uygulama şekilleri birbirine benzemektedir.



(a)



(b)

Şekil 6.20. Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumunda faz akım ve harmonikleri a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Şekil 6.20' de Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumundaki faz akım ve harmoniklerin benzetim ve uygulama sonuç eğrileri görülmektedir. Faz akımlarının toplam harmonik analizi yapılmıştır. Yapılan analiz sonucunda iki-seviyeli eviricinin faz akımlarının toplam harmonik bozunumu % 16.095' dir.

İki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumundaki fazlararası gerilim eğrilerine bakılacak olursa iki-seviyeli eviricinin gerilim seviyesi iki-seviyeden, üç-seviyeli eviricinin gerilim seviyesi ise üç seviyeden oluşmaktadır. bu gerilimlerinin ortalaması alındığında üç-seviyeli evirici geriliminin fazlararası geriliminin sinüsoidal gerilime daha yakın olduğu görülmektedir.

İki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi için 1500 d/d durumundaki faz akımları eğrilerine karşılaştırırsak üç-seviyeli eviriciye ait faz akımlarının iki-seviyeli eviriciye göre daha düzgün olduğu yani sinüsoidala daha yakın olduğu görülmektedir. Her iki-eviriciye ait faz akımlarının harmonik analizi yapıldığında iki-seviyeli eviricinin faz akımlarının toplam harmonik bozunumu %23.106, üç-seviyeli eviricinin faz akımlarının toplam harmonik bozunumu ise %16.095' dir Buradan da üç-seviyeli eviricinin ASM' un YSA modeli denetimindeki toplam harmonik bozunumunun daha iyi olduğu görülmüştür.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında üç-seviyeli bir evirici tarafından beslenen ASM' nin hız denetimi için yeni bir YSA modeli tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan bu YSA modeliyle, diğer denetim yöntemlerinden kaynaklanan, denetleyicinin karmaşıklığı, motor parametre değişimlerinin etkisinin azaltılması, denetleyicinin tepki süresinin hızlandırılması, sürücünün gürbüzlüğünü ve performansının geliştirmesi gibi iyileştirme durumları amaçlanmıştır.

İlk olarak ASM' nin yapısı ve çalışma şekli incelenmiştir. ASM' nin üç faz modeli oluşturulmuştur. Bu modele en uygun vektör kontrol yapısı olarak alan yönlendirmeli vektör kontrol seçilmiştir. ASM' yi beslemek için hem iki-seviyeli hem de üç-seviyeli evirici modelleri çıkartılmıştır. Bu eviricilerdeki yarıiletkenlerin anahtarlanmasında uzay vektör DGM tekniği kullanılmıştır. Uzay vektör DGM tekniği kullanılarak eviricilerdeki anahtarlar daha düzgün anahtarlamakta ve eviricinin girişindeki DC geriliminden diğer DGM tekniklerine göre daha iyi yararlanılmaktadır. Daha sonra motor, evirici ve uzay vektör DGM tekniği birleştirilerek sistemin üç fazlı modelleri çıkartılmıştır. Benzetim ve uygulama çalışmalarından da anlaşılacağı üzere iki-seviyeli eviricinin çıkış dalga şeklinin gerilim seviyesi iki seviyeden oluşurken, üç-seviyeli eviricinin çıkış dalga şeklinin gerilim seviyesi üç seviyeden oluşmaktadır. Böylelikle üç-seviyeli eviricinin çıkış dalga şekli sinüsoidal dalga şekline daha yakın olmaktadır. Her iki evirici için motorun çektiği faz akımlarının harmonik analizi yapıldığında üç-seviyeli eviricinin faz akımlarının THD' sinin iki-seviyeli göre daha düşük olduğu görülmüştür. Ayrıca anahtar sayısının artmasıyla eviricinin girişindeki bloklama gerilimi de artmaktadır, yani evirici daha yüksek gerilim uygulamalarında da kullanılabilmektedir

İkinci olarak ASM' nin alan yönlendirmeli denetim ve ters park dönüşüm matrisi kaldırılmıştır. Bunların yerine bir YSA modeli tasarlanmıştır. Böylelikle denetleyicinin karmaşıklığı ve motor parametre değişimlerinin etkisi azaltılmış, denetleyicinin tepki süresi, sürücünün gürbüzlüğü ve performansı geliştirmiştir.

YSA modeline giriş olarak hız PI denetleyicisinin çıkışı olan akımın referans moment bileşeni i_{sq}^{e*} akımı ve bir önceki değeri, ASM' nin rotor hızı ω_r ve bir önceki değeri, duran referans akım bileşenlerinin i_{sq}^{s*} ve i_{sd}^{s*} bir önceki değerleri ve son olarak senkron açısal hızın bir önceki değeri ağa giriş olarak uygulanmıştır. Ağın çıkışı olarak da duran referans akım bileşenleri i_{sq}^{s*} ve i_{sd}^{s*}, ve senkron açısal hız PI akım denetleyici kullanılmak üzere elde edilmiştir. YSA giriş katmanı yedi düğümden çıkış katmanı ise üç düğümden oluşmaktadır. Gizli katman sayısı iki olup her katmanlardaki düğüm sayıları ondur.

İki-seviyeli ve üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin hız denetimi için tasarlanan alan yönlendirmeli denetim ve YSA modeli denetiminin performanslarının test edilmesi için benzetim ve uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında C ve Matlab programları kullanılmıştır. Uygulamada TMS320LF2407A Sİİ ile hem denetim gerçekleştirilmiş hem de eviricideki yarıiletken anahtarların anahtarlanması için gerekli olan 12 adet DGM sinyali üretilmiştir. Uygulama verilerinin elde edilmesinde motor hız tepkisi için takogeneratör çıkışı, faz akımı için akım algılayıcı çıkışı ve fazlararası gerilim için motorun sargı uçları kullanılmıştır.

YSA modeli denetimi ile alan yönlendirmeli klasik denetleyici için motorun farklı çalışma koşullarında benzetim ve uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Hem benzetim hem de uygulama sonuçlarına göre Üç-seviyeli eviricinin beslediği ASM' nin YSA modeli denetimi performansının klasik denetleyiciden daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

Daha sonra yapılacak çalışmalarda üç-seviyeli diyot-tutmalı eviricinin girişindeki seri bağlı iki kondansatör arasındaki gerilim dengesizliği kontrol edilip en aza indirilirse eviricideki yarıiletkenler daha doğru anahtarlanacaktır ve aynı zamanda evirici tarafından üretilen harmonikler azalacaktır. Ayrıca hız denetleyicide kullanılan PI denetleyici yerine diğer yapay zeka teknikleri olan bulanık mantık, yapay sinir ağı, sinirsel-bulanık mantık ve genetik algoritmalar kullanılabilir.

KAYNAKLAR

1 Sen, P.C., "Electric Motor Drives and Control Past, Present and Future", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 37 (6): 562-575 (1990).

2 Tuncay, N., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., "GÜÇ ELEKTRONİĞİ Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım Mohan. N., Undeland. T. M. ve Robbins. W.", ***Literatür Yayıncılık***, İstanbul, 214-216, 393-394, 427-430 (2003).

3 Bose, B. K., "Power Electronics and Variable Frequency Drives", ***Institute of Elecrical and Electronics Engineers***, New York, 42–65, (1997).

4 Krishnan, R., "ELECTRİC MOTOR DRİVES Modeling, Analysis and Control", ***Prentice Hall***, New Jersey, 196-216, 411-412, (2001).

5 Elmas, Ç. ve Bingöl, O., "Üç-Seviyeli Evirici İle Asenkron Motor Hız Denetimi", ***3rd International Advanced Technologies Symposium***, Ankara, (1): 445-456 (2003).

6. Bal, G., Elmas, Ç., Çolak, İ. and Sefa, İ., "Dynamic Response of A Simple Rotor Resistance Compensation Method for Field-Oriented Induction Motor", Ireland, ***UPEC 94***, 386-389 (1994).

7. Çolak, İ., Bal, G. and Elmas, Ç., "Review Of The Testing Methods For Full-Load Temperature Rise Testing of Induction Machines", **EPE Journal**, 6 (1): 37-43 (1996).

8 Lorenz, R. D. and Lawson, D. B., "Flux And Torque Decoupling Control For Field-Weakened Operation of Field-Oriented Induction Machines", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 26 (2): 290-295 (1990).

9 Sathikumar, S. ve Vithayathil, J., "Digital Simulation Of Field-Oriented Control Induction Motor", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, ***IEEE-31*** (2): 141-148 (1984).

10 Saygın, A., "Asenkron Motor Hız Kontrolünün Matris Konverter ile Hızının Denetlenmesi". Doktora Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Ankara, 5 (2004).

11 Field Orientated Control of 3-Phase AC-Drives, **Literature Number.BPRA073, Texas Instruments Europe,** February (1998).

12 Mohamadian, M., "Indirect Field Oriented Control of an Induction Motor Implemented with an Artificial-Neural Network", **Degree of Doctor of**

Philosophy, ***Departmant of Electrical and Computer Engineering, The University of Calgary,*** Calgary, 1-8 86-87 (1998).

13 Pravadalıoğlu, S., "Kişisel Bilgisayar (PC) İle Üç Fazlı Bir Asenkron Motorun PWM Yöntemiyle ve Geri Beslemeli Olarak Hızını Kontrol Eden Dijital Bir Sistemin Gerçekleştirilmesi ve Oluşan Harmoniklerin İncelenmesi", Doktora Tezi, ***Yıldız Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü***, İstanbul, 22-34 (1995).

14 Kliman, G. B. and Plunkett. A. B., "Development Of A Modulation Strategy for a Pwm Inverter Drive", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, IA-15 (1): 72-79 (1979).

15 Buja, G. S., "Optimum Output Waveforms in Pwm Inverters", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, IA-16 (6): 830-836 (1980).

16 Pitel, I. J., "Spectral Errors in The Application Of Pulsewidth Modulated Waveforms", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, IA-17 (3): 289-295 (1981).

17 Nabae, A., Takahashi, I. and Akagi, H., "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, IA-17 (5): 518-523 (1981).

18 Bose, B. K., "Modern Power Electronics and AC Drives", ***Prentice Hall***, New Jersey, 56-74 191-240 338-378 (2002).

19 Delfeld, F. R. and Murphy, G. J., "Analysis Of Pulse-Width-Modulated Control Systems", ***IRE Transactions on Automatic Control***, 283-292 (1961).

20 Holtz, J., "Pulsewidth Modulation for Electronic Ppower Conversion", ***Proceedings of the IEEE***, 82 (8): 1194-1214 (1994).

21 Bhagwhat, P. M. and Stefanovic, R. V., "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter", ***IEEE Transactions On Industry Applications***, IA-19 (6): 1057-1069 (1983)

22 Choi, N. S., Cho, J. C. and Cho, G. H., "A General Circuit Topology of Multilevel Inverter", ***Power Electronics Specialists Conference, PESC' 91 Record, 22nd Annual IEEE,*** 96-103 (1991).

23 Carrara, C., Garadella, S., Marchesoni, M., Salutari, R. and Sciutto, G., "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis", ***IEEE Trans. On Power Electronics,*** 7 (3): 497-505 (1992).

24 Koyama, M., Fuji, T., Uchida, R. and Kawabata. T., "Space Voltage Vectro-Based New PWM Method for Large Capacity Three-Level GTO Inverter", ***in Proc. IEEE IECON' 92,*** 271-276 (1992).

25 Lai, J. S. and Peng, F. Z., "Multilevel Converters- A New Breed of Power Converters", ***IEEE Transactions On Industry Applications***, 32 (3): 509-517 (1996).

26 Enjetti, P. and Jakki, R., "Optimal Power Control Strategies for Neutral Point Clamped Inverter Topology", ***Industry Aplications Society Annual Meeting Conference Record of the 1989 IEEE***, (1): 924-930 (1989).

27 Zhang, J., "High Performans Control of a Three-level IGBT Inverter Fed AC Drive", ***Industry Aplications Conference, Thirtieth IAS Annual Meeting Record of the IEEE***, (1): 22-28 (1995).

28 Ogasawara. S., and Akagi, H., "A Vector Control System Using a Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverter", ", ***Industry Aplications Society Annual Meeting Conference Record of the IEEE***, (1): 422-427 (1991).

29 Choi, J. Y., Choy, I., Song, J. H. and Lee, S. C., "New Current Control Scheme for a 3-level Inverter Using Neural Networks", ***Electric Machines and Drives International Conference IEMD'99***, 293- 295 (1999).

30 Steinke, J. K., "Control of Neutral-Point-Clamped PWM Inverter for high Power AC Traction Drive", ***Thirh International Conference on Power Electronic and Variable- Speed Drives***, London, 291: 214-217 (1988).

31 Sirisukprasert, S., "Optimized Harmonic Stepped- Waveform for Multilevel Inverter", ***Master of Science in Electrical Engineering, Blackburg***, Virginia, 1-14 (1999).

32 Celanovic, N., "Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters", ***Doctor of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering, Blackburg, Virginia***, 11-18 (2000).

33 Suh, B.-S. and Hyun, D.-S., "A New N-Level High voltage Inversion System", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 44 (1): 107-115 (1997).

34 Elmas, Ç., "Yapay Sinir Ağları (Kuram, Mimari, Eğitim, Uygulama)", ***Seçkin Yayıncılık***, Ankara, 22-37, (2003).

35 Elmas, Ç., "Bulanık Mantık Denetleyiciler (Kuram, Uygulama, Sinirsel Bulanık Mantık)", ***Seçkin Yayıncılık***, Ankara, 23-24, (2003).

36 Ye, Z., Wu, B. and Sadeghian, A. R., "Induction Motor Mechanical Fault Online Diagnosis with The Application Of Artificial Neural Network", ***Applied***

Power Electronics Conference and Exposition APEC, Sixteeenth Annual IEE (2): 1015-1020 (2001).

37 Tallam, R. M., Habetler, T. G. and Harley, R. G., "Stator Winding Turn-Fault Detection for Closed-Loop Induction Motor Drives", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 720-724 (2003).

38 Elmas, Ç. ve Coşkun, İ., "Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Asenkron Motorun Statör Akımlarının Adaptiv Kontrolü", ***Elektrik mühendisliği 6. Ulusal Kongresi***, Bursa, 442-445 (1995).

39 Chow, M.Y., Mangum, P. M. and Yee, S. O., "A Neural Network Approach To Real-Time Condition Monitoring Of Induction Motors", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 38 (6): 448-453 (1991).

40 Ba-Razzouk, A., Cheriti, A. and Olivier, G., "Field-Oriented Control of Induction Motors Using Neural-Network Decouplers", ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 12 (4): 752-763 (1997).

41 Wishart, M. T. and Harley, R. G., "Identification and Control of Induction Machines Using Artificial Neural Network", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 31 (3): 612-619 (1995).

42 Mohamadian, M., Nowicki, E. P., Ashrafzadeh, F. and Salmon, C., "Traning of Neural Network Controler for Indirect Field Orientation", ***Control, Electrical and Computer Enginereing, Canadian Conference***, (2): 615-618 (1996).

43 Mohamadian, M., Nowicki, E. P., Ashrafzadeh, F., Chu, A. and Sachdeva, R., "A Neural Network Controler and Its Efficient DSP Implementation for Vector Control Induction Motor Drives", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 39 (6): 1622-1629 (2003).

44 Burton, B., Harley, R. G., Diana, G. and Rodgerson, J., "Implementation of a Neural Network to Adaptively Identify and Control VSI-Fed Induction Motor Stator Currents", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 34 (3): 580-588 (1998).

45 Chen, T.-C. and Sheu, T.-T., "Model Reference Neural Network Controller for Induction Motor Speed Control", ***IEEE Transactions on Energy Conversion***, 17 (2): 157-163 (2002).

46 Wai, R.-J. and Chang, H.-H., "Backstepping Wavelet Neural Network Control for Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive", ***IEEE Transactions on Neural Network***, 15 (2): 367-382 (2004).

47 Pinherio, H., Joos,G. and Khorasani, K., "Neural Network-Based Controller for Voltage PWM Rectifier", ***Power Electronics Specialists Conference 2nd Annual IEEE, PESC'96,*** (2): 1582-1587 (1996).

48 Leyva, R., Salamero, L. S., James, B., Marpinard, J. C. and Guinjoan, F., "Identification and Control of Power Converters by Means of Neural Networks", ***IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications***, 44 (8): 735-742 (1997).

49 Pinto, J. O. P., Bose, B. K. and Silva, L. E. B., "A Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive with Space-Vector PWM and Flux-Vector Synthesis by Neural Networks", ***IEEE Transactions on Industry Applications,*** 37 (7): 1308-1318 (2001).

50 Kazmierkowski, M.P., Viet, P. H. and Dzieniakowski, M. A., "Neural Network Based Current Regulator for PWM Inverters", ***Power Electronics and Applications, Fifth European Conference,*** (4): 186-189 (1993).

51 Kassas, M., Sabbatton, S. Z. and Cook. G., "Inverter Switchinh Patterns Using A Neural Network", ***IEEE Proceedings, Southeastcon***, (2): 642-645 (1992).

52 Bakhshai, A., Espinoza, J., Joos, G. and Jin, H., "A combined Artificial Neural Network and DSP Approach to the Implementation of Space Vector Modulation Techniques", ***Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96***, (2): 934-940 (1996).

53 Mohaddes, M., Gole, A. M. and McLaren, P. G., "A Neural Network controlled Optimal Pulse-Width Modulated STATCOM", ***IEEE Transactions on Power Delivery***, 14 (2): 481-488 (1999).

54 Mondal, S. M., Pinto, J. O. and Bose, B. K., "A .Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for a Three-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive", ", ***IEEE Transactions on Industry Applications,*** 38 (3): 660-669 (2002).

55 Gülez, K., "Asenkron motorun DSP (sayısal işaret işlemci) tabanlı bir kontrol sistemi kullanılarak YSA (yapay sinir ağları) ile performansının arttırılması". Doktora Tezi, ***Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, İstanbul, 16-20, (1999).

56 Lipo, T.A. and Novotny, D.W., "Dynamics and Control of AC Drives", ***Mc Graw Hill***, New York, 35-77 317-352 (1995).

57 Lipo, T.A. and Novotny, D.W., "ECE 411 Electromechanical Systems, Section 8, dq Models AC Machines", ***Department of Electrical and Computer Engineering University of Wisconsin***-Madison, 1-29, (1989).

58 Krause, P.C., Wasynczuk, O. and Sudhoff S. D., "Analysis of Electrical Machinery", ***Institute of Elecrical and Electronics Engineers, IEEE Press Marketing,*** New York, 133-150, (1995).

59 Ong, C. M., "Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab / Simulink", ***Prentice Hall,*** New Jersey, 432-440 (1998).

60 Bose, B. K., "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics,*** 35 (1): 160–177 (1998).

61 Vas, P., "Electrical Machines and Drives A space-vector theory approach", ***Clarendon Press, Oxford,*** 646-661, (1992).

62 Nabae, A., "Pulse-Amplitude-Modulated Current-Source Inverters for AC Drives", ***IEEE Transactions on Industry Applications,*** IA-15 (4): 404-411 (1979).

63 Sinha, G. and Lipo, T. A., "A Four-Level Rectifier-Inverter system for Drive Applications", ***IEEE Industry Applications Magazine,*** 4 (1): 66-74 (1998).

64 Mahdavi, J., Agah, A., Ranjbar, A. M. and Toliyat, H. A., "Extension of PWM Space Vector Technique for Multilevel Current-Controlled Voltage Source Inverters", ***Industrial Electronics Society Proceedings of the 25th Annual Conference of the IEEE , IECON'99,*** 583-588 (1999).

65 Cornize, K., Kou, X. and Baker, J. R., "Dynamic Average Value Modeling of a Four-Level Drive System", ***IEEE Transactions on Power Electronics,*** 18 (2): 619-627 (2003).

66 Tolbert, L. M., "New Multilevel Carrier- Based Pulse With Modulation Techniques Applied to a Diode-Clamped Converter for use as a Universal Power Conditioner", ***Degree Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Georgia Institue of Technology,*** 12-26 (1999)

67 Meynard, T. A. and Foch, H., "Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters", ***IEEE Power Electronics Specialists Conference,*** 397-403 (1992).

68 Marchesoni, M., Mazzuchalli, M. and Tenconi, S., "Anon Conventional Power Converter for Plasma Stabilization", ***IEEE Trans. On Power Electronics,*** 5 (2): (1990).

69 Schonung, A. and Stemmler. H., "Static Freqency Changers with 'Subharmonic' Control in Conjunction with Reversible Variable Speed AC. Drives", ***Brown Boveri Rev.,*** 555-577 (1964).

70 Li, L., "Optimal PWM Techniques in Voltage Source Inverters", ***Degree of Doctor of Philosophy (Electrical Engineering)***, 8-29 (1999).

71 Ziogas, P. D., Wiechmann, E. P. and Victor, R. S., "A Computer-Aided Analysis and Design Approach for Static Voltage Source Inverters", ***IEEE Transactions on Industry Applications*** IA-21 (5): 1234-1241 (1985).

72 Broeck, H. W. V. D., Skudelny, H.-C. and Stanke, G. V., "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", ***IEEE Transactions on Industry Applications*** , 24 (1): 142-150 (1988).

73 Ziogas, P. D., "The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, IA-17 (2): 199-204 (1981).

74 Maswood, A. I., Rashid, M. H. and Jian, L., "Optimal PWM-SHE Switching on NPC Inverter: A Winning Match for High Power Conversion", ***Electric Power Systems Research, ELSEVIER***, 48: 19-24 (1998).

75 Bousquest-Monge, B., Bordonau, J., Boroyevich, D. and Somavilla, S., "The Nearest Three Virtual Space Vector PWM A Modulation for the Comprehensive Neutral–Point Balancing in the Three-Level NPC Inverter", ***IEEE Power Electronics Letters***, 2 (1):11-15 (2004).

76 Yamanaka, K., Hava, A. M., Kirino. H., Tanaka, Y., Koya, N. and Kume, T., "A Novel Neutral Point Potentail Stabilization Technique using the Information of Output Current Polarities and Voltage Vector", ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 38 (6): 1572-1580 (2002).

77 Celanovic, N. ve Boroyevich, D., "A Comprehensive Study of Neural- Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", ***IEEE Transactions. On Power Electronics***, 15 (2): 242-249 (2000).

78 Celanovic, N. and Boroyevich, D., "A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters", ***IEEE Transactions On Industry Applications***, 37 (2):637-641 (2001).

79 Pou, J., Boroyevich, D. and Pindado, R., "New Feed-Forward Space-Vector PWM Method to Obtain Balanced AC Output Voltages in a Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics*** 49 (5): 1026-1034 (2002).

80 Pou, J., Pindado, R. and Boroyevich, D., "Limits of the Neutral-Point Balance in Back-to-Back-Connected Three-Level Converters", ***IEEE Transactions. On Power Electronics***, 19 (3): 722-731 (2004).

81 Kocatepe, C., Uzunoğlu, M., Yumurtacı, R., Karakaş, A. and Arıkan, O., "Elektrik Tesislerinde Harmonikler", ***Birsen Yayınevi,*** İstanbul, (1-1)-(1-2) (2003).

82 Elmas, Ç., Sağıroğlu, Ş., Çolak, İ. and Bal, G., "Nonlinear Modelling of a Switched Reluctance Drive Based on Neural Networks", ***MELECON' 94,*** Antalya, (2): 809-812 (1994).

83 McCulloch, W. and Pitts, W., "A Logical Calculus Of The Ideas Immanenet in Nervous Activity", ***Bulletin Mathematical Biophysics***, (5): 115-137, (1943).

84 Hebb, D., "The Organization Of Behavior: A Neuropsychological Theory", ***Wiley & Sons,*** New York, 1-368, (1949).

85 Rosenblatt, F., "The Perceptron: A Probabilistic Model For Information Storage & Organization in The Brain", ***Psychological Rewiew,*** (65): 386-408 (1958).

86 Widrow, B. and Hoff, M. E., "Adaptive Switching Circuits", ***IRE Western Electric Show and Convention Record,*** (4): 96-104 (1960).

87 Widrow, B. and Lehr, M. A., "30 Years of Adaptive Neural Networks: Perceptron, Madaline and Backpropagation", ***Proceedings The IEEE,*** 78 (9): 1415-1442 (1990).

88 Minsky, M. and Papert, S., "Perceptrons: an Introduction to Computational Geometry", ***MIT Press***, Cambridge, 1-275 (1969).

89 Rumelhart, D. E. and McClelland, J. L., "Paralel Distributed Processing: Explorations in The Microstructure of Cognition", ***MIT Press***, Cambridge, 1-1208 (1986).

90 Fukuda, T. and Shibata, T., "Theory and Applications Neural Networks for Industrial Control Systems", ***IEEE Transactions on Industrial Electronic***, 39 (6): 472-489 (1992).

91 Grosbeerg, B., "Adaptive Pattern Classification And Universal Recoding, II: Feeedback, Expectation, Olfaction And Illusions", ***Biolog. Cybernetics***, (23): 187-202 (1976).

92 Carpenter, G. A. and Grosbeerg, B., "A Massively Paralel Architecture For A Self-Organizing Neural Pattern Recognition Machine", ***Computer Vision, Graphics and Image Processing,*** (37): 54-115 (1983).

93 Carpenter, G. A. and Grosbeerg, B., "Art 2: Self- Organization Of Stable Category Recognition Codes For Analog Output Patterns", ***Applied Optic,*** (26): 4919-4930 (1987).

94 Carpenter, G. A. and Grosbeerg, B., "Art 3 Hierarchical Search: Chemical Transmitters in Self-Organizing Pattern Recognition Architectures", ***in Proc. Int. Joint Conf. on Neural Network,*** (2): 30-33 (1990).

95 Kohonen, T., "Self-Organized Formation Of Topologically Correct Feature Maps", ***Biolog. Cybernetics***, 43: 59-69 (1982).

96 Werbos, P., "Beyond Regression: New Tools For Prediction And Analysis in The Behavioral Sciences", ***Ph.D. Dissertation, Harvard University***, Cambridge, MA, (1974).

97 Hopfield, J. J., "Neural Network And Physical Systems With Emergent Collective Computational Abilities", ***Proc. Natl. Acad. Sci.***, 79: 2554-2558 (1982).

98 Hopfield, J. J., "Neurons With Graded Response Have Collective Computational Properties Like Those Of Two- State Neurons", ***Proc. Natl. Acad. Sci.***, 81: 3088-3092 (1984).

99 Kosko, B., "Adaptive Bidirectional Associative Memories", ***Appl. Optics***, 26: 4947-4960 (1987).

100 Parker, D., "Learning–Logic", ***Center for Computational Research in Economics and Management Science, M.I.T., Tech. Rep***. TR-47, Cambridge, MA. (1985).

101 Rumelhart, D. E., Hinton, G. E. and Williams, R. J., "Paralel Distributed Processing", ***Cambridge, MA: The MIT Pres***, (1986)

102 Hinton, G. E., Sejnowski, T. J. and Ackley, D. H., "Boltzmann machines: Constraint Satisfaction Networks That Learn", ***Carnegie-Mellon University, Dept. of Computer Science, Pittsburgh, PA, Tech. Rep***. CMU-CS-84-119 (1986).

103 Hinton, G. E. and Sejnowski, T. J., "Learning and Relearning in Boltzmann Machines, in Paralel Distributed Processing", ***Camdridge, MA: The MIT Press*** Chapter 7, 1: (1986).

104 Meireles, M. R. G., Almeida, P. E. M., and Simoes, M. G., "A Comprehensive Rewiew for Industrial Applicability of Artificial Neural Networks", ***IEEE Transactions on Industrial Electronic,*** 50 (3): 585-601 (2003).

105 Üstün, O., "Sürekli Mıknatıslı Bir Senkron Motor Hızının Bulanık Sinirsel Ve Kayma Kipli Denetleyicilerle Dönüşümlü Denetimi", Doktora Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,*** Ankara, 43-44 (2004).

106 Sağıroğlu, Ş., Beşdok, E. ve Erler, M., "Mühendislikte Yapay Zeka Uygulamaları-I, Yapay Sinir Ağları", ***Ufuk Yayıncılık***, Kayseri, 40-42 (2003).

107 Vas, P., "Artificial-Intelligence-Based electrical Machines and Drives", ***Oxford University Press***, Newyork, 100-101 (1999).

108 Liut, D.A., "Neural Network And Fuzzy Logic Learning And Control Of Lineer And Nonlineer Dynamic Systems", Doctor of Philosophy, ***Virginia State University Polytechnic Institute,*** Virginia, 86-93 (1999).

109 Brod, M. B. and Novontly, D. W., "Current Control of VSI-PWM Inverters", ***IEEE Transactions On Industry Applications***, IA-21(4): 562-570 (1985).

110 Lorenz, R. D., Lipo, T. A. and Novontly, D. W., "Motion Control with Induction Motors", **Proceedings of The IEEE**, 82(8): 1215-1240 (1994).

111 Rowan, T.M. and Kerkman R.J., "A New Synchronous Current Regulator and An Analysis of Current-Regulated PWM Inverters", **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-22(4): 678-690 (1986).

112 Texas Instruments, "Implementation of a Speed Field Oriented Control of Three Phase AC Induction Motor Using TMS320F240", ***BPRA076***, 1-5 (1998).

113 Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R. and Blaabjerg. F., "CONTROL IN POWER ELECTRONİC Selected Problems", ***Academic Press, An imprint of Elsevier Science***, California, 126-129 (2002).

114 Narendra, K. S. and Parthasarathy, K., "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks", ***IEEE Transactions on Neural Networks***, 1(1): 4-27 (1990)

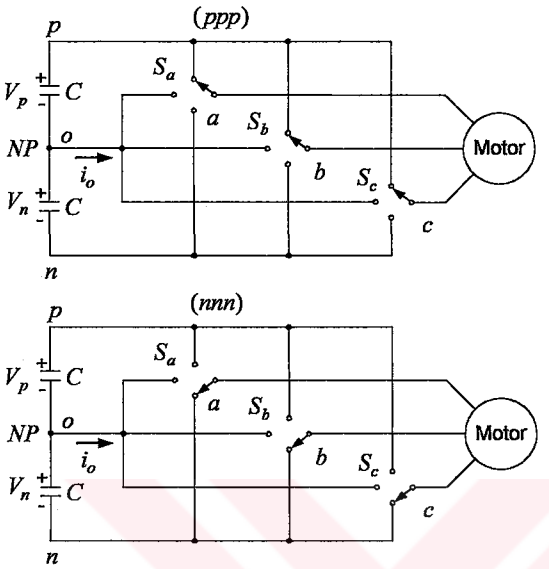
115 Texas Instruments, "TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide System and Peripherals", ***SPRU357B***, (1-1) (13-13) (2001).

116 Texas Instruments, "TMS320LF2407 Evaluation Module Technical Reference", (1-1) (c-7) (2001).

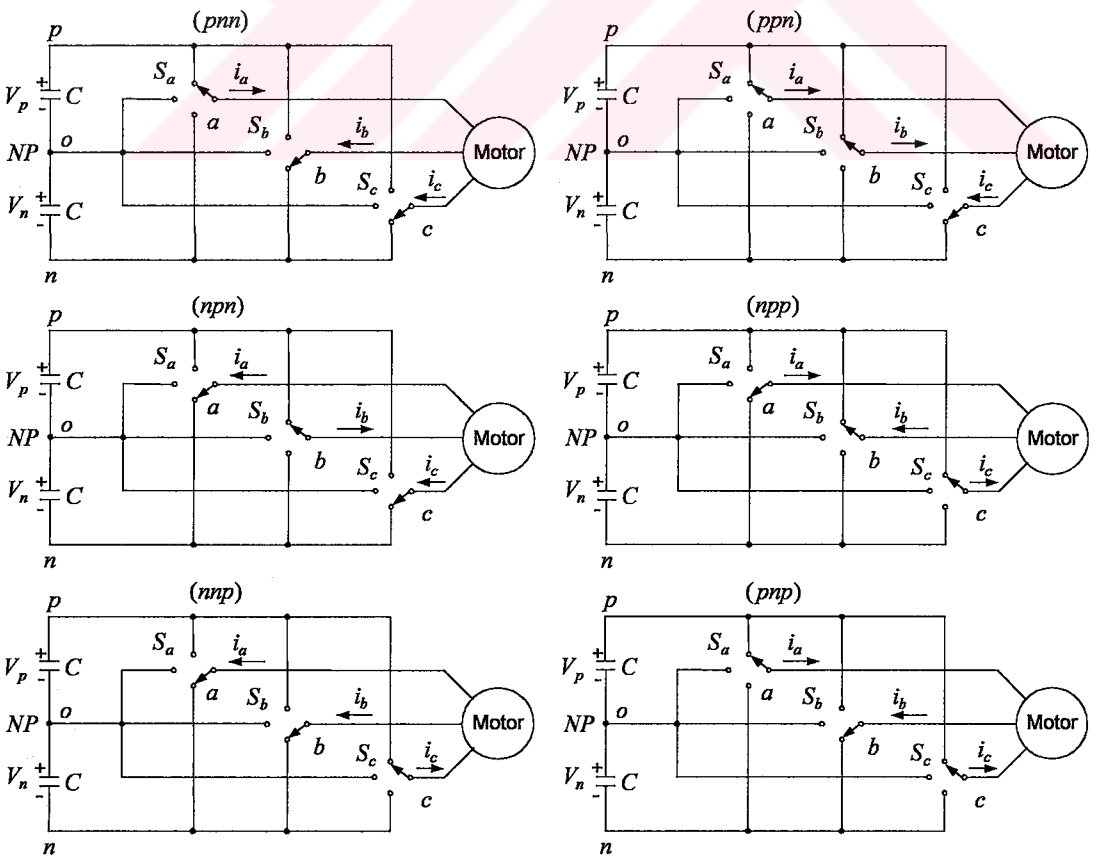
EKLER

EK 1

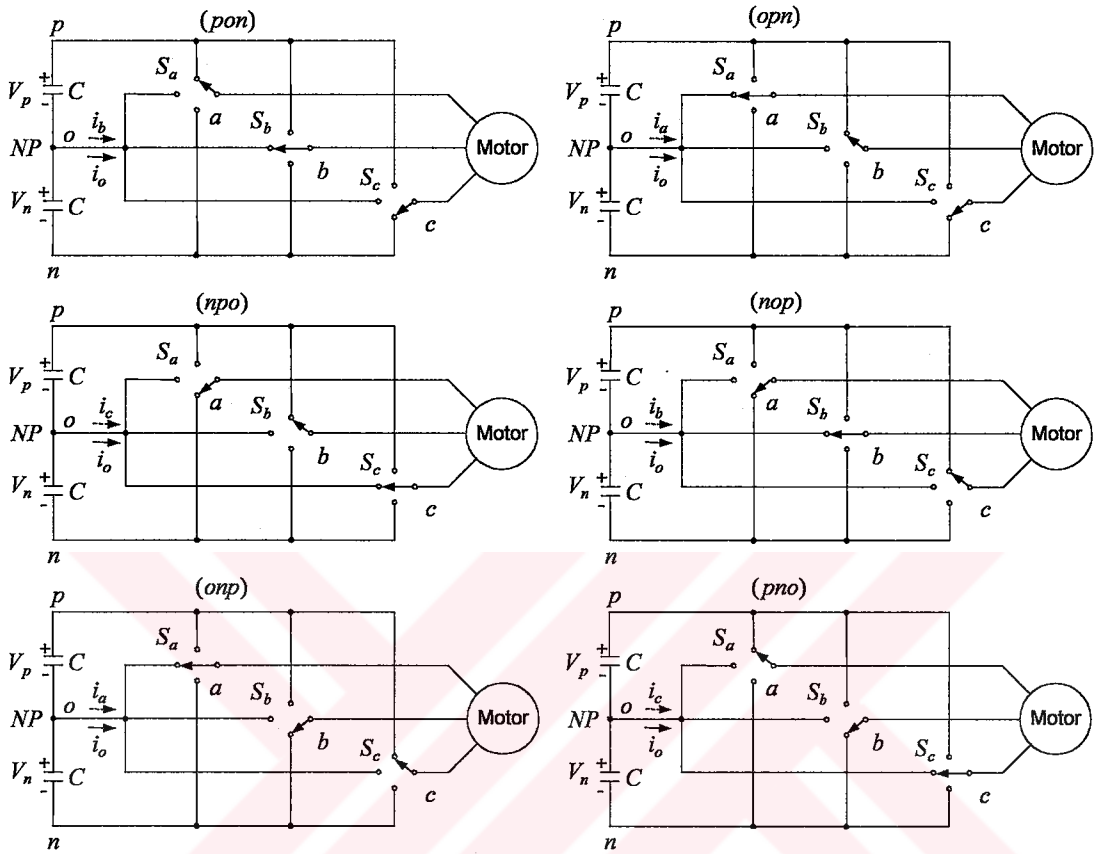
Sıfır gerilim vektörleri anahtarlama durumları



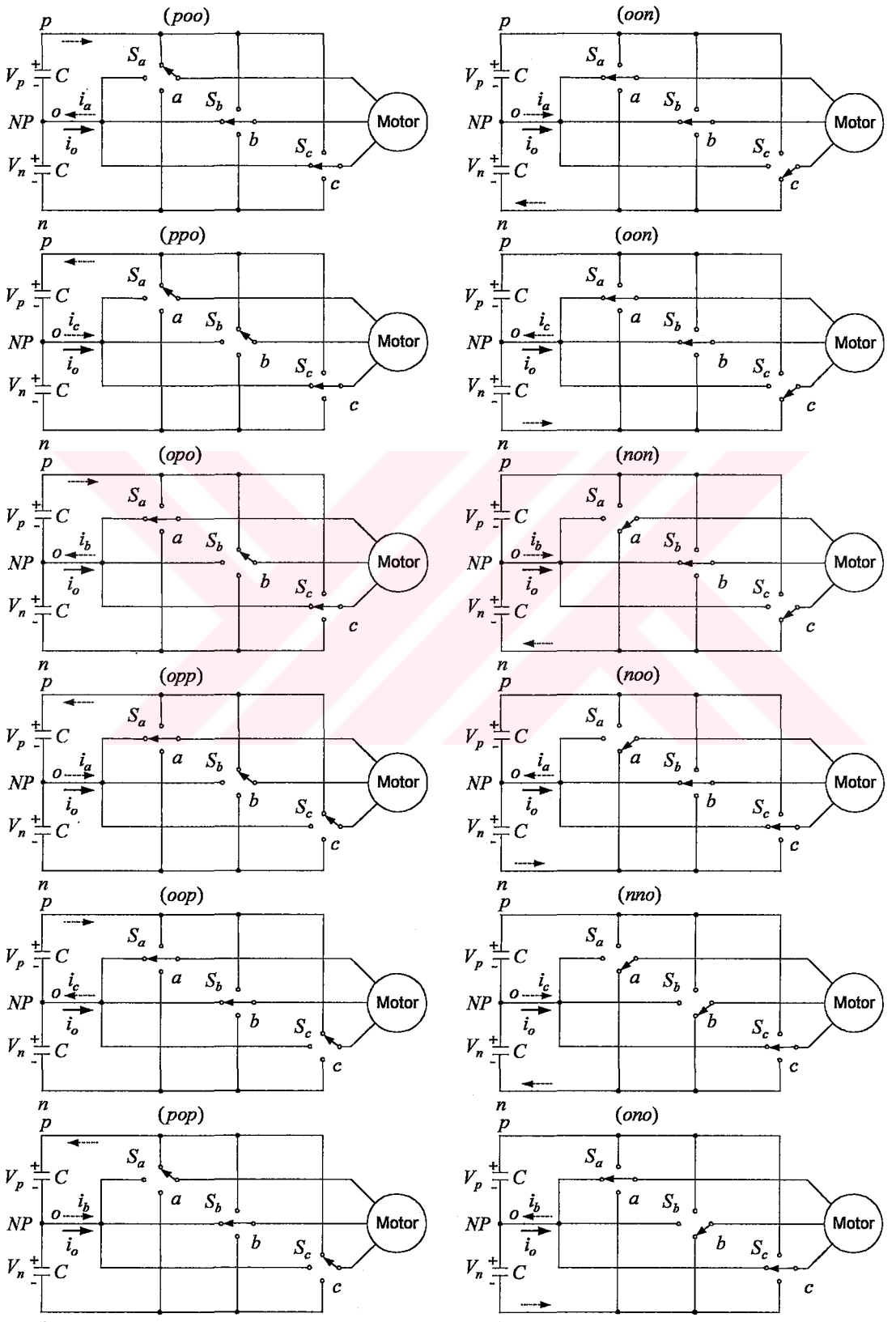
Büyük gerilim vektörleri anahtarlama durumları



Orta gerilim vektörleri anahtarlama durumları



Küçük gerilim vektörleri anahtarlama durumları



EK 2

Sistemin Genel Görünüşü



ÖZGEÇMİŞ

23.02.1973 tarihinde Isparta' da doğdu. İlkokul öğrenimini Gülistan İlkokulunda, ortaokul öğrenimini Merkez Ortaokulunda ve lise öğrenimini Isparta Teknik Lisesinde tamamladı. 1991 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünü kazanarak 1995 yılında lisans eğitimini tamamladı. 1995 yılının Eylül ayında Tunceli Namık Kemal Teknik ve Endüstri Meslek Lisesinde Elektrik öğretmeni olarak göreve başladı. Aynı yıl Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Ana Bilim Dalında Yüksek Lisansa başladı. 1996 yılında Ankara Ostim Çıraklık Eğitim Merkezine tayin edildi ve burada Atelye Şefi oldu. 1999 Şubat ayında yüksek lisansını bitirdi. 1999 yılı Haziran ayında Süleyman Demirel Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü Araştırma görevlisi sınavını kazanarak araştırma görevlisi olarak atandı. Eylül 1999 yılında Yüksek Öğretim Kurulu Kararıyla (35. Madde gereği) Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünde Doktora eğitimine başladı. Halen bu görevini sürdürmektedir. Evli ve bir çocuk babasıdır.