

**TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR İÇİN DEĞİŞKEN HIZLI BİR SÜRÜCÜ
SİSTEMİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Zeynep Bala DURANAY

Doktora Tezi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR

EKİM 2017

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

**TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR İÇİN DEĞİŞKEN HIZLI BİR SÜRÜCÜ
SİSTEMİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

DOKTORA TEZİ

Zeynep Bala DURANAY

(132138201)

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Teknolojileri

Danışman: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 25 Eylül 2017

EKİM-2017

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ

TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR İÇİN DEĞİŞKEN HIZLI BİR SÜRÜCÜ
SİSTEMİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

DOKTORA TEZİ

Zeynep Bala DURANAY

(Enstitü No: 132138201)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 25 Eylül 2017

Tezin Savunulduğu Tarih : 17 Ekim 2017

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F.Ü.)

Diğer Jüri Üyeleri: Doç. Dr. Mehmet GEDİKPINAR (F.Ü.)

Yrd. Doç. Dr. Cafer BAL (F.Ü.)

Yrd. Doç. Dr. Ömer Faruk ALÇİN (Bingöl Ü.)

Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÜSTÜNDAĞ (Bingöl Ü.)

EKİM-2017

ÖNSÖZ

Her konuda ve her durumda bana sabırla yardımcı olan, değerli bilgi ve deneyimleri ile bana yol gösteren, hoşgörüsünü benden esirgemeyen kıymetli hocam Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR' e minnettarım.

Çalışmalarım boyunca fikirleriyle beni yönlendiren, yardıma ihtiyacım olduğunda bir kez olsun beni geri çevirmeyen hocam Prof. Dr. Servet TUNCER' e bana ayırdığı zaman, sağladığı destek ve gösterdiği sabır için müteşekkirim.

Çalışmalarım sırasında karşılaştığım olumsuzluklarda benden yardımlarını ve kıymetli zamanlarını esirgemeyen hocalarım Doç. Dr. Mehmet GEDİKPINAR, Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ, Yrd. Doç. Dr. Ömer Faruk ALÇİN ve dostluğumuzun daim olmasını dilediğim arkadaşım Gül' e teşekkür ederim.

Maddi ve manevi destekleri bir tarafa, her türlü nazımı çeken, duaları ile kalbime huzur veren, koşulsuz sevgileri ile yüzümü güldüren anneciğime, babacığima, kardeşlerime, teyzeme ve abime, yani güzel aileme sonsuz teşekkürler.

İyi ki varsınız...

Zeynep Bala DURANAY

ELAZIĞ-2017

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER.....	II
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
TABLOLAR LİSTESİ	XII
SEMBOLLER LİSTESİ	XIII
KISALTMALAR.....	XIV
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı	4
1.2 Tezin Yapısı.....	4
2. TEK FAZLI ASENKRON MOTOR ve HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ	6
2.1 Giriş	6
2.2 Tek Fazlı Asenkron Motor	7
2.3 Hız Kontrol Yöntemleri.....	13
2.4 Motor Kutup Sayısının Değiştirilmesi.....	14
2.5 Motora Uygulanan Gerilimin Değiştirilmesi.....	15
2.6 Motora Uygulanan Gerilimin Frekansının Değiştirilmesi	17
2.7 Gerilim/Frekans (V/f) Hız-Moment Eğrileri	18
2.8. Tek Fazlı Asenkron Motor Kontrol Yöntemleri	21
3. BİR FAZLI EVİRİCİLER	22
3.1 Giriş	22
3.2 Tek Fazlı Yarım Köprü Evirici.....	23
3.3 Tek Fazlı Tam Köprü Evirici.....	29
3.3.1 Anahtarlama Durumları.....	30
3.4 Tek Fazlı Asenkron Motorlar İçin Kullanılan Evirici Yapıları	36
4. EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİNİN KONTROLÜ ve MODÜLASYON	
TEKNİKLERİ	38

4.1 Giriş	38
4.2 Tek Darbe Genişlik Modülasyonu.....	40
4.3 Çoklu Darbe Genişlik Modülasyonu	40
4.4 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)	41
4.4.1 İki Kutuplu (Bipolar) DGM Evirici.....	43
4.4.2 Tek Kutuplu (Unipolar) DGM Evirici.....	44
4.5 Modifiye (Değiştirilmiş) Darbe Genişlik Modülasyonu (MDGM)	46
4.6. Rastgele Darbe Genişlik Modülasyonu (RDGM)	47
4.6.1 Anahtarlama Frekansının Rastgele Oluşturulması	47
4.6.2 Darbe Pozisyonlarının Rastgele Oluşturulması.....	48
4.6.3 Anahtarlamanın Rastgele Yapılması	49
4.7 Harmonik İlaveli Darbe Genişlik Modülasyonu	49
4.8 Uzak Vektör Modülasyonu.....	51
4.9 Seçmeli Harmonik Eliminasyonu.....	55
4.10 Delta Modülasyonu	55
5. DENEY DÜZENİĞİ	57
5.1 Giriş	57
5.2 Ölü Zaman Devresi.....	59
5.3 Snubber Devresi	61
5.4 Akım ve Gerilim Algılayıcılar.....	61
5.5 Motor ve Hız Algılayıcısı	62
5.6 DS1103 Denetleyici Kartı ve Yazılımları	63
5.7 Deneysel Sonuçlar	64
5.8. Aşırı Öğrenme Makinesi Tabanlı Seçilen Harmonik Eliminasyonlu V/f Kontrol Sistemi	65
6. AŞIRI ÖĞRENME MAKİNASI TABANLI SEÇİCİ HARMONİK ELİMİNASYONU	68
6.1 Giriş	68
6.2 Aşırı Öğrenme Makinesi	70
6.3 AÖM Modeli Oluşturma	73
6.4 Seçilen Harmonik Eliminasyonu	74
6.5 Bir Fazlı Evirici Çıkış Gerilimi Harmonik Eliminasyonu.....	77
6.6 Newton-Raphson Yöntemi ile Doğrusal Olmayan Denklem Takımının Çözümü	80

6.7 Aşırı Öğrenme Makinesi Tabanlı Seçilen Harmoniklerin Eliminasyonu.....	83
6.8 Anahtarlama İşaretlerinin Üretilmesi	85
6.9 Farklı Frekans ve Modülasyon Değerlerinde Harmonik Eliminasyonu.....	92
6.10 Modülasyon İndeksinin Değişmesi ile Anahtarlama Açıları ve Çıkış Gerilimi RMS Değerinin Değişmesi	98
6.11 Toplam Harmonik Bozulma	99
7. V/f HIZ KONTROLÜ	103
7.1 Giriş	103
7.2 Aşırı Öğrenme Makinesi Tabanlı Seçilen Harmonik Eliminasyonlu V/f Kontrol Sistemi	112
8. SONUÇLAR ve ÖNERİLER	121
8.1 Giriş	121
KAYNAKLAR.....	123
ÖZGEÇMİŞ	133

ÖZET

Tek fazlı asenkron motorlar küçük güç gerektiren ev aletleri ve üç fazın olmadığı endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Değişken hız gerektiren uygulamalarda bu motorların hızlarının kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada tek fazlı asenkron motorların yapıları dikkate alınarak hızlarının ne şekilde ve hangi yöntemlerle değiştirilebileceği incelenmiştir. Tek fazlı motor sürücülerinde kullanılan evirici yapıları ve bunlarda kullanılan modülasyon yöntemleri incelenmiştir.

Değişken hızlı tek fazlı asenkron motor sürücü sistemi için aşırı öğrenme makinesi tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu darbe genişlik modülasyonu önerilmiştir. Aşırı öğrenme makinesi tek gizli katmanlı ileri beslemeli sinir ağıları için önerilen çok hızlı bir öğrenme algoritmasıdır. Aşırı öğrenme makinesine giriş olarak modülasyon indeksi uygulanmıştır. Çıkış ise bu modülasyon indeksine karşılık gelen anahtarlama açılarıdır. Aşırı öğrenme makinesinin çıkış sayısı elimine edilecek harmonik sayısına bağlıdır. Önerilen sistemin benzetimi yapılarak kapsamlı testler gerçekleştirilmiştir. Yapılan tüm benzetimlerde seçilen düşük dereceli harmonikler başarıyla elimine edilmiştir. Benzetim sonuçları deneysel sonuçlarla teyit edilmiştir.

Son olarak, önerilen aşırı öğrenme makinesi tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu darbe genişlik modülasyonu ile, tek fazlı asenkron motorun gerçek zamanlı açık çevrim V/f hız kontrolü yapıp, performansı incelenerek sonuçlara yer verilmiştir. Motor herhangi bir hızla döner iken devir yönü değişikliği de dahil olmak üzere, değişik referans hızlar için alınan sonuçlardan, aşırı öğrenme makinesi tabanlı seçilen harmonik eliminasyonlu V/f kontrollü tek fazlı motorun verilen referans hızı iyi bir şekilde takip ettiği görülmüştür.

Geliştirilen sistem ile hem tek fazlı motorların hız kontrolü yapılmış hem de tüm çalışma bölgelerinde düşük dereceli harmonikler yok edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Tek Fazlı Asenkron Motor, V/f Hız Kontrolü, Seçilen Harmoniklerin Eliminasyonu, Darbe Genişlik Modülasyonu, Aşırı Öğrenme Makinesi

SUMMARY

Design and Implementation of a Variable Speed Drive System for Single-Phase Induction Motors

Single-phase induction motors are widely used in low power industrial and domestic applications where three phase is unavailable. It is required to control the speed of the motor when the application need variable speed. In this study, how the speed of a single phase induction motor is examined and the methods for speed change is given by considering its structure. Inverter topologies used in a single-phase motor drives and the modulation methods have been examined.

For a variable-speed induction motor drive system, extreme learning machine based selective harmonic elimination pulse width modulation has been proposed. Extreme learning machine is a very fast learning algorithm developed for single hidden layer feed forward neural networks. The modulation index is used as an input to the extreme learning machine. The outputs of the extreme learning machine are the switching angles corresponding to this modulation index. The number of the outputs of the extreme learning machine depends on the number of harmonics to be eliminated. The proposed system has been simulated and and extensive tests have been made. In all cases selected low-order harmonics have been successfully eliminated. Simulation results were confirmed by experimental results.

Finally, real time open loop V/f speed control of single-phase induction motor with the proposed extreme learning machine based selective harmonic elimination pulse width modulation was implemented and the performance was investigated and results were presented. A good speed tracking performance has been obtained for different reference speeds including change of direction of rotation at any speed.

With the proposed system, both the speed control and the harmonic elimination were made for all speed range of single phase induction motor.

Keywords: Single-Phase Induction Motor, V/f Speed Control, Selective Harmonic Elimination, Pulse Width Modulation, Extreme Learning Machine

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1. Tek fazlı indüksiyon motor eşdeğer devresi	8
Şekil 2.2. Tek fazlı indüksiyon motorda ileri ve geri dönen alanların oluşturduğu hız- moment karakteristiği	9
Şekil 2.3. Yardımcı sargılı tek fazlı indüksiyon motorun hız-moment karakteristiği	11
Şekil 2.4. Tek fazlı indüksiyon motor	12
Şekil 2.5. Tek fazlı yardımcı sargılı indüksiyon motor hız-moment karakteristiği.....	12
Şekil 2.6. Asenkron motor hız-moment karakteristiği	16
Şekil 2.7. Farklı gerilimler ile elde edilen hız-moment karakteristiği.....	16
Şekil 2.8. Farklı frekanslar ile elde edilen hız-moment karakteristiği	17
Şekil 2.9. Gerilim/frekans değişim eğrisi	19
Şekil 2.10. Sabit V/f oranı ile elde edilen hız-moment karakteristiği	20
Şekil 2.11. V/f oranı ile nominal hızın altında ve üstünde elde edilen hız-moment karakteristiği	20
Şekil 2.12. Çeşitli kontrol algoritmalarının kullanılabileceği bir asenkron motor blok diyagramı.....	21
Şekil 3.1. Tek fazlı yarım köprü evirici devresi	23
Şekil 3.2. Tek fazlı yarım köprü evirici çıkış gerilimi	24
Şekil 3.3. Tek fazlı yarım köprü evirici devresi anahtarlama durumları	24
Şekil 3.4: Yükün rezistif olması durumunda evirici çıkış gerilimi ve akımı.....	25
Şekil 3.5. Tek fazlı yarım köprü evirici devresi anahtarlama durumları	26
Şekil 3.6. Saf indüktif yük durumunda evirici çıkış gerilimi ve akımı	27
Şekil 3.7. Matlab/Simulink' de oluşturulmuş yarım köprü evirici ve anahtarlama işaretleri üretme devreleri.....	28
Şekil 3.8. Yarım köprü evirici devresi çıkış dalga şekli.....	29
Şekil 3.9. Bir fazlı tam köprü evirici devresi	29
Şekil 3.10. Yükün rezistif olması durumunda evirici çıkış gerilimi ve akımı	30
Şekil 3.11. Saf indüktif yük durumunda tam köprü evirici çıkış gerilimi ve akımı	31
Şekil 3.12. Tam köprü evirici anahtarlama durumları	32

Şekil 3.13. Saf indüktif yük durumunda tam köprü evirici çıkış gerilimi ve akımı	32
Şekil 3.14. İndüktif yüklü kısmi kare dalga çıkışlı evirici anahtarlama durumları	33
Şekil 3.15. Tam köprü evirici ve anahtarlama işaretleri üretme devresi	34
Şekil 3.16. Tam köprü evirici devresi çıkış akım ve gerilimi dalga şekli	35
Şekil 3.17. Anahtarlama işaretleri arasındaki ölü zaman	35
Şekil 3.18. Tek fazlı indüksiyon motor sürücülerinde kullanılan evirici topolojileri a) 4- kollu evirici b) 3-kollu evirici c) 2-kollu evirici.....	36
Şekil 4.1. Tek darbe genişlik modülasyonu, kapı işaretleri ve çıkış gerilimi.....	40
Şekil 4.2. Çoklu darbe genişlik modülasyonu ve çıkış gerilimi	41
Şekil 4.3. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu.....	42
Şekil 4.4. İki kutuplu DGM elde edilmesi.....	43
Şekil 4.5. İki kutuplu DGM Simulink programı	44
Şekil 4.6. Tek kutuplu DGM elde edilmesi	44
Şekil 4.7. Tek kutuplu DGM Simulink programı.....	45
Şekil 4.8. Tek yönlü üçgen taşıyıcı ile tek kutuplu DGM elde edilmesi.....	45
Şekil 4.9. Bir işaretin evirici ile genliğinin, frekansının ve harmonik içeriğinin kontrol edilmesi.....	46
Şekil 4.10. Modifiye (Değiştirilmiş) Sinüzoidal DGM	47
Şekil 4.11. Rastgele eğimli üçgen taşıyıcı sinyal	48
Şekil 4.12. Rastgele DGM anahtarlama darbeleri	49
Şekil 4.13. Harmonik ilaveli modülasyon blok şeması	50
Şekil 4.14. Üçüncü harmonik ilavesi ile elde edilen modülasyon sinyali	50
Şekil 4.15. Üç kollu evirici	51
Şekil 4.16. Sekiz farklı anahtarlama durumu	53
Şekil 4.17. Uzak vektörleri yörüngesi	54
Şekil 4.18. Delta Modülasyonu ile anahtarlama işaretlerinin elde edilmesi	56
Şekil 5.1. Deney seti	57
Şekil 5.2. Akıllı güç modülü (IPM).....	58
Şekil 5.3. IPM sürme devreleri	58
Şekil 5.4. M57140-01 IPM güç birimi	59
Şekil 5.5. Ölü zaman entegresi	60
Şekil 5.6. Aynı koldaki anahtarlara uygulanan ölü zamanlı DGM işaretleri	60
Şekil 5.7. Akım ve gerilim ölçme devreleri.....	61

Şekil 5.8. Akım ve gerilim ölçme ve kuvvetlendirme devreleri.....	62
Şekil 5.9. Sürekli yardımcı sargılı tek fazlı asenkron motor	62
Şekil 5.10. Artımlı enkoder	63
Şekil 5.11. Deney düzeneği işleyiş blok şeması.....	64
Şekil 5.12. AÖM tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu simulink programı.....	64
Şekil 5.13. Control Desk görüntüsü	65
Şekil 5.14. AÖM tabanlı harmonik eliminasyonlu V/f hız kontrolü simulink programı	66
Şekil 5.15. Control Desk arayüzü	67
Şekil 6.1. Tek gizli katmanlı ileri beslemeli ağ mimarisi	71
Şekil 6.2. Evirici çıkış gerilimi kontrolü	74
Şekil 6.3. İki harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi	75
Şekil 6.4. Üç harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi	77
Şekil 6.5. Bir fazlı simetrik DGM evirici	78
Şekil 6.6. Evirici çıkış gerilim dalga şekli	78
Şekil 6.7. Modülasyon indeksine karşı açıların değişimi	83
Şekil 6.8. AÖM tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu blok şeması	83
Şekil 6.9. Modülasyon indeksine karşılık hesaplanan ve AÖM açısı değerleri (α_{11} için)	85
Şekil 6.10. Üç harmoniğin eliminasyonu için bir fazlı evirici anahtarlama işaretlerinin üretimi	86
Şekil 6.11. Seçilen üç harmoniğin eliminasyonu için üretilen bir fazlı evirici anahtarlama işaretleri	87
Şekil 6.12. Üç harmoniğin eliminasyonu için bir fazlı evirici anahtarlama işaretlerinin üretimi Simulink programı	88
Şekil 6.13. 10 harmoniğin elimine edilmesi için elde edilen çıkış gerilimi dalga şekli	89
Şekil 6.14. Evirici çıkış gerilimi ve akımı	89
Şekil 6.15. Evirici çıkış gerilimi ve spektrumu	90
Şekil 6.16. M' in 0.7' den 1' e geçmesi ile elde edilen evirici çıkış gerilimi ve akımı	91
Şekil 6.17. Evirici çıkış gerilimi ve spektrumu $t < 0.1$ s ($m=0.7$)	91
Şekil 6.18. Evirici çıkış gerilimi ve spektrumu $t > 0.1$ s ($m=1$)	92
Şekil 6.19. Evirici çıkış gerilimi $t=0.1$ s' de yakınlaştırılmış hali	92
Şekil 6.20. Frekans ve modülasyon indeksinin değiştirilmesi ile ilgili Control Desk görüntüsü	93

Şekil 6.21. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=50$ Hz, $M=1$)	93
Şekil 6.22. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=50$ Hz, $M=0.8$)	94
Şekil 6.23. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=50$ Hz, $M=0.6$)	94
Şekil 6.24. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=40$ Hz, $M=1$)	95
Şekil 6.25. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=40$ Hz, $M=0.8$)	95
Şekil 6.26. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=40$ Hz, $M=0.6$)	96
Şekil 6.27. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=25$ Hz, $M=1$)	96
Şekil 6.28. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=25$ Hz, $M=0.8$)	97
Şekil 6.29. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=25$ Hz, $M=0.6$)	97
Şekil 6.30. 5 harmoniğin bastırıldığı sistemde modülasyon indeksinin 1' den 0.7' ye düşürülmesi ile elde edilen çıkış gerilimi ve bu gerilimin etkin değeri.....	98
Şekil 6.31. 5 harmoniğin bastırıldığı sistemde modülasyon indeksinin 0.7' den 1' e çıkarılması ile elde edilen çıkış gerilimi ve bu gerilimin etkin değeri	99
Şekil 6.32. Kare dalga modülasyonlu bir fazlı evirici üzerinden beslenen tek fazlı motor akımı ve harmonik spektrumu	100
Şekil 6.33. Seçilen harmoniklerin eliminasyonu modülasyonlu bir fazlı evirici üzerinden beslenen tek fazlı motor akımı ve harmonik spektrumu	101
Şekil 6.34. 15 harmoniğin elimine edilmesi ile elde edilen bir fazlı evirici üzerinden beslenen tek fazlı motor akımı ve harmonik spektrumu	102
Şekil 7.1. Gerilim/frekans değişim eğrisi	105
Şekil 7.2. Sabit V/f oranı ile elde edilen hız-moment karakteristiği	105
Şekil 7.3. Değişken Hızlı Sürücü Blok Diyagramı.....	106
Şekil 7.4. Ana ve yardımcı sargıyı besleyen üç kollu evirici	107
Şekil 7.5. V/f Hız kontrol sistemi blok diyagramı.....	107

Şekil 7.6. V/f oranına bağlı anahtarlama işaretleri üretimi Simulink Programı	108
Şekil 7.7. V/f oranına bağlı olarak üretilen referans gerilimler	108
Şekil 7.8. V/f Hız kontrol sistemi Simulink Programı	109
Şekil 7.9. Farklı referans hız değerleri için elde edilen hız ve karşılık gelen frekans değişimi	110
Şekil 7.10. Referans hızın 3000' den -3000 d/dk' ya düşürülmesi ile elde edilen hız cevabı	110
Şekil 7.11. Referans hızın $t=1$ s' de 3000' den 2400 d/dk' ya düşürülmesi ile elde edilen hız cevabı.....	111
Şekil 7.12. Ana sargıya uygulanan evirici çıkış gerilimi.....	111
Şekil 7.13. Referans hızın ± 3000 d/dk olarak değiştiği durumdaki motor hızı	111
Şekil 7.14. AÖM-SHE tabanlı V/f kontrol blok şeması	112
Şekil 7.15. V/f hız kontrolü için kullanılan V-f eğrisi	113
Şekil 7.16. Aşırı öğrenme makinesi yapısı	114
Şekil 7.17. AÖM-SHE tabanlı V/f kontrol Simulink modeli	115
Şekil 7.18. Evirici çıkış gerilimi ile motor hızı Control Desk görüntüsü.....	116
Şekil 7.19. $M=1$, $f=50$ Hz için evirici çıkış gerilimi ve çıkış gerilimi harmonik spektrumu	116
Şekil 7.20. $M=0.8$ ve $f=40$ Hz için, evirici çıkış gerilimi, motor hızı ve çıkış gerilimi harmonik spektrumu	117
Şekil 7.21. Modülasyon indeksinin 0.6' dan ($f=30$), 1' e ($f=50$) yükseltilmesi ile elde edilen hız grafiği	117
Şekil 7.22. $M=0.2$, $f=10$ Hz için motor hızı	118
Şekil 7.23. $M=0.1$, $f=5$ Hz için motor hızı	118
Şekil 7.24. $M=1.2$, $f=60$ Hz için motor hızı	119
Şekil 7.25. Motorun devir yönünün değiştirilmesine ait hız grafiği.....	119

TABLolar LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 3.1. Tam köprü evirici anahtarlama durumları.....	31
Tablo 4.1. Evirici anahtarlama sırası	52
Tablo 5.1. Motor parametreleri	63
Tablo 6.1. Modülasyon indeksine karşılık gelen anahtarlama açıları	82
Tablo 6.2. $M=0.9$ ve $N=11$ için anahtarlama açıları.....	88



SEMBOLLER LİSTESİ

s_d	: Maksimum momente karşılık gelen devrilme momenti
V	: Gerilim
F	: Frekans
V_o	: Çıkış gerilimi
V_s	: Kaynak gerilimi
t_d	: Ölü zaman
A_c	: Yüksek frekanslı taşıyıcı sinyal
A_r	: Referans sinyal
M_I	: Modülasyon İndeksi
M_f	: Modülasyon Oranı
U_{dc}	: Bara gerilimi
m	: Modülasyon indeksi
R^2	: Korelasyon Katsayısı
α	: Anahtarlama açısı

KISALTMALAR

TFİM	: Tek Fazlı İndüksiyon Motor
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyon
SDGM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
HEDGM	: Harmonik Eliminasyonlu Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
DMK	: Doğrudan Moment Kontrolü
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
MMK	: Manyeto Motor Kuvvet
BJT	: Bipolar Jonksiyon Transistör (Bipolar Junction Transistor)
MOSFET	: Metal Oksit Yarı İletkenli Alan Etkili Transistör (Metal Okside Semiconductor Field Effect Transistor)
IGBT	: Yalıtılmış Kapılı Bipolar Transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
RMS	: Ortalama Değer (Root Mean Square)
AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
MDGM	: Modifiye Darbe Genişlik Modülasyonu
RDGM	: Rasgele Darbe Genişlik Modülasyonu
DM	: Delta Modülasyonlu
IPM	: Akıllı Güç Modülü (Intelligent Power Module)
ADC	: Analog Dijital Dönüştürücü (Analog to Digital Converters)
DSP	: Dijital Sinyal İşlemcisi (Digital Signal Processor)
AÖM	: Aşırı Öğrenme Makinesi
MSE	: Ortalama Karesel Hata (Mean Square Error)
NR	: Newton-Raphson
RMSE	: Ortalama Karesel Hata Karekökü (Root Mean Square Error)
MAE	: Ortalama Mutlak Hata (Mean Absulate Error)
THB	: Toplam Harmonik Bozulma
SHE	: Seçilen Harmonik Eliminasyon

1. GİRİŞ

Asenkron motorların basit ve sağlam yapısı olmasından dolayı bakım gerektirmemesi ve sık arıza yapmamalarından dolayı işletme maliyetlerinin düşük olması gibi özellikleri nedeniyle, yerleşim yerlerinde, endüstride ve ticari alanlardaki birçok uygulamada yaygın bir şekilde kullanım alanı bulmaktadır [1].

Bu motorların tek fazlı olanları ise, genellikle düşük güçlü uygulamalar için üretilmekte, üç fazın bulunmadığı yerlerde, havalandırma, klima, pompa, ısıtma gibi ev aletlerinde ve endüstriyel kontrol ile otomasyon sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [2]. Bu tür uygulamaların çoğu sabit bir hız gerektirmektedir [3].

Bu motorlar, yapıları itibariyle doğrudan şebekeye bağlanıp çalıştırılmazlar. Genellikle yardımcı sargı ve kondansatörler kullanılarak çalıştırılırlar. Tek fazlı indüksiyon motor (TFİM) ana ve yardımcı sargıdan oluşan iki asimetrik stator sargısı ve sincap kafesli rotorundan dolayı, temelde dengesiz bir indüksiyon motor olarak tanımlanabilmektedir. Başlatma şekillerine göre; ayrı fazlı, kondansatörlü (kondansatör başlatmalı veya kondansatör çalıştırma) ve gölge kutuplu motor gibi isimlerle anılırlar.

Son yıllara kadar, tek fazlı asenkron motorların, ayarlanabilir hızlı sürücü sistemlerinde kullanılmaları sık görülen bir uygulama değildir. Bununla birlikte, yarı iletken güç elemanlarının ucuzlamasıyla, bir fazlı değişken hızlı motor sürücü sistemleri üzerine araştırmalar artmaya başlamıştır [1,4-7]. Yapılan çalışmaların ana amacı, mevcut sistemlerin performansının artırılması ve daha ucuz sistemlerin oluşturulması şeklindedir.

Tek fazlı asenkron motor hız kontrolü, yapısal faktörler dışında, besleme frekansının kontrolü ile mümkündür. Hızın ya da momentin etkin bir şekilde kontrol edilebilmesi, güç elektroniği devreleri kullanılarak bu motorların beslenmeleri ile yapılabilmektedir.

Sürücü yapıları ve bunların denetim teknikleri ile birlikte, tek fazlı asenkron motor sürücülerine uygulanan modülasyon tekniklerinin optimizasyonu da araştırma konularını oluşturmaktadır. Kullanılan darbe genişlik modülasyon teknikleri ile motorun performansının iyileştirilmesi amaçlanmaktadır.

Tek fazlı asenkron motor sürücülerinde yaygın olarak kullanılan Darbe Genişlik Modülasyon (DGM) teknikleri şunlardır:

- Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM),
- Harmonik Eliminasyonlu Darbe Genişlik Modülasyonu (HEDGM),
- Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM).

Eviriciler için taşıyıcı temelli DGM teknikleri içerisinde en çok kullanılan sinüzoidal DGM (SDGM) tekniğidir. Bu teknikte, düşük dereceli harmonikler oluşmamakta, ancak taşıyıcı işaret frekansında ve yan bant frekanslarında harmonikler meydana gelmektedir. Taşıyıcı işaretin frekansı, temel frekanstan yüksek olduğundan ve harmonik derecesi arttığında harmonik bileşenin genliği azaldığından, bu harmoniklerin çıkış gerilimi üzerine etkisi az olmaktadır. Bu etkiyi daha da azaltmak için, taşıyıcı işaret frekansı yüksek seçilmektedir. Taşıyıcı işaretin frekansının yüksek seçilmesi ise, bir periyottaki anahtarlama sayısını artırdığından güç kayıplarının artmasına sebep olmaktadır.

Harmonik eliminasyonlu darbe genişlik modülasyonu (HEDGM), belirlenen harmoniklerin bastırılması için kullanılan bir yöntem olup, bu yöntemde toplam harmonik bozulmada etkin olan düşük dereceli harmonikler yok edilmektedir. Yüksek dereceli harmoniklerin ,harmonik derecesine bağlı olarak etkisi az olmakta, hem de kullanılacak filtrelerle süzölebilmektedir.

Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyon (UVDGM) tekniği, moment dalgalanmalarının azaltılması ve hız denetimi için kullanılan bir tekniktir.

Bu DGM teknikleri ile, evirici çıkışındaki yüke uygulanan gerilim ve yükün çektiği akımın harmonik bileşenlerinin düşük olması sağlanmaktadır.

Bir fazlı eviricilerde kullanılan modülasyon teknikleri, daha sonraki kısımlarda detaylı olarak inceleneceğinden, burada sadece isimlerinden kısaca bahsedilmiştir.

Tek fazlı motorların kullanıldığı, değişken hızlı sürücü sistemlerinin denetimi için, birçok yöntem geliştirilmiştir [8-13]. Değişken hızlı tek fazlı indüksiyon motor sürücülerinde, farklı yapılar kullanılmaktadır [14-17]. Bunlardan iki, üç ve dört bacaklı eviriciler, en yaygın kullanılan güç elektroniği devreleridir. Genel olarak üç ve dört bacaklı eviriciler, iki bacaklı eviricilere göre hem daha verimli hem de daha az harmonik bozulma oluşturmaktadırlar [18]. Ancak iki bacaklı yapı ise, diğerlerine göre daha ekonomiktir.

Tek fazlı indüksiyon motor hız kontrolü için, skalar kontrol yöntemi oldukça popüler bir yöntemdir [19-21]. Besleme frekansının ve gerilimin orantılı olarak değiştirilmesi ile yapılan

bu yöntem, V/f kontrolü olarak da bilinmektedir. Küçük hız değişmesinin problem oluşturmayacağı uygulamalarda, açık çevrim olarak kullanılmaktadır. Bu kontrol tekniği basit, ekonomik ve kolay gerçekleştirilebilir olmasına karşın, geçici rejimlere yavaş reaksiyon gösterdiğinden uygun bir denetim yöntemi olarak düşünülmemektedir [1,14].

Doğrudan moment kontrolü (DMK) [22,23] ve alan yönlendirmeli kontrol (AYK) [24-34] yöntemleri, yüksek performanslı moment kontrolü gerektiren tek fazlı indüksiyon motor sürücüler için yaygın olarak kullanılan yöntemlerdir.

Değişken hızlı sürücü sistemlerinde motorlar eviriciler üzerinden beslenmektedir. Bu eviriciler, değişken genlik ve frekanslı gerilim üreteceğinden ve bu gerilim de tek fazlı motoru besleyeceğinden, manyetik doyumun oluşmaması için, evirici çıkış geriliminin frekansla birlikte değiştirilmesi gerekmektedir. Düşük frekanslarda, motor empedansı azaldığından motor akımı artacaktır. Bu akım artışının sınırlandırılması için, evirici çıkış geriliminin ayarlanabilir olması gerekmektedir. Eğer evirici DA giriş gerilimi sabit ise, bu durumda eviricinin modülasyon indeksi değiştirilerek, değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Ayarlanabilir frekanslı sistemlerde, çıkış geriliminin de kontrolü önem taşımakta ve bu kontrol için çeşitli teknikler kullanılmaktadır [35].

Bütün bu tekniklerin amacı, evirici çıkışındaki harmoniklerin azaltılarak toplam harmonik bozulmanın ve anahtarlama kayıplarının azaltılması ile basit ve kolay gerçekleştirilebilmeyi sağlamaktır.

Bu tez çalışmasında, tek fazlı asenkron motorun değişken hızlı olarak kullanılabilmesi için, skalar hız kontrol yöntemlerinden olan sabit gerilim/frekans oranlı ve sabit V/f olarak bilinen açık çevrimli hız kontrol tekniği kullanılacak, eviricide seçilmiş harmoniklerin eliminasyonuna dayalı DGM kullanılarak toplam harmonik bozulma azaltılacaktır. Böylece hem hız kontrolü sağlanmış hem de enerji verimliliği gerçekleştirilmiş olacaktır.

Seçilmiş harmoniklerin eliminasyonunda, tek gizli katmanlı ileri beslemeli sinir ağlarının eğitilmesi için kullanılan öğrenme algoritmalarından, aşırı öğrenme makinesi kullanılacaktır. Bu öğrenme algoritması, geri yayılım tabanlı algoritmalara göre oldukça hızlı öğrenme sağlamaktadır.

Gerçekleştirilecek olan değişken hızlı sürücü sistemi, gerçek zamanlı olarak, hem hız ayarı hem de harmonik eliminasyonu yapacaktır.

1.1. Tezin Amacı

Tek fazlı asenkron motorların hızını ayarlayabilecek, değişken hızlı bir sürücü sistemi gerçekleştirmek, tezin amaçlarından biridir. Bununla birlikte, seçilen harmoniklerin eliminasyonu tekniği kullanılarak üretilen gerilim dalga şekillerinin kalitesi artırılarak, toplam harmonik bozulmanın azalması, bir periyotta az sayıda anahtarlama yapılarak anahtarlama kayıplarının azaltılması ve bunun sonucu olarak da enerji verimliliğinin artırılması da yine tezin amaçlarındandır.

Bu tez çalışmasının bir diğer önemli amacı da, AÖM tekniğinin kullanılmasıyla, sayısal işaret işlemcilerde bakma tablolarına göre daha az hafıza gerektirmesi ve diğer öğrenme tabanlı sistemlere göre daha hızlı eğitim yapılabilmesidir.

1.2. Tezin Yapısı

Tezin birinci bölümünde; tek fazlı motorlar, bunların kullanım yerleri, hız ayarı yapılabilmesi için kullanılan yöntemler ve modülasyon teknikleri ile ilgili genel bilgiler verilmiştir.

Tezin ikinci bölümde; tek fazlı asenkron motorlar için kullanılan kontrol yöntemleri hakkında bilgiler verilmiş ve tek fazlı asenkron motor için, açık çevrim V/f hız kontrolü incelenmiştir. V/f benzetimi yapılmış ve çeşitli hız değerleri için sonuçlar verilmiştir.

Üçüncü bölümde; bir fazlı eviriciler detaylı olarak incelenmiş ve kullanılan topolojiler verilmiştir.

Dördüncü bölümde; bir fazlı eviricilerin çıkış gerilimlerinin kontrolü ve kullanılan darbe genişlik modülasyon teknikleri anlatılmıştır.

Beşinci bölümde; aşırı öğrenme makinesi tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu darbe genişlik modülasyonu tekniği kullanan deney düzeneği verilmiştir. Düzenekte kullanılan akıllı güç modülleri, sürme ve besleme devreleri, ölü zaman devresi, akım, gerilim ve hız ölçme devreleri açıklanmıştır.

Altıncı bölümde; bu tezde önerilen aşırı öğrenme makinesi ve buna dayalı olarak gerçekleştirilen, seçilen harmoniklerin eliminasyonu hakkında genel bilgiler verilerek, kullanılan algoritma anlatılmıştır.

Yedinci bölümde; önerilen algoritma ile tek fazlı asenkron motorun sabit V/f oranlı açık çevrim hız kontrolü benzetimi verilmiştir. Benzetim sonuçları, deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır.

Sekizinci bölümde; çalışmaya ilişkin sonuçlar ve öneriler verilmiştir.



2. BİR FAZLI ASENKRON MOTOR ve HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

2.1. Giriş

Bir fazlı değişken hızlı sürücü sistemi oluşturulmasında, genel olarak iki farklı yöntem kullanılmaktadır. Birinci yöntemde, bir fazlı motor olduğu gibi bir fazlı olarak kullanılmakta [36-39]; ikinci yöntemde ise, bir fazlı motor iki fazlı olarak düşünülmektedir [4,40]. Birinci yöntemde; motor başlangıç momenti üretip, dönebilmesi için yardımcı sargıya seri olarak bir kondansatör bağlanması gerekir. Ancak bu kondansatör, nominal gerilim ve frekanslar için tasarlanıp konulduğundan, değişken hız uygulamalarında performans üzerine olumsuz etkileri olmaktadır. Kondansatör başlatmalı türler ise, merkezkaç anahtarın motorun çalışması sırasında karakteristiğini değiştirdiğinden, değişken hızlı sürücü sistemleri için önerilmemektedir.

İkinci yöntemde ise; bir fazlı motor, iki fazlıymış gibi kabul edilmekte, ana ve yardımcı sargılar motor çalışması süresince devrede kalmaktadır. Bu tip motor, bir fazlı ayarlanabilir hızlı sürücü sistemlerinde kullanılabilir.

Tek fazlı asenkron motorların denetiminde kullanılan temel yöntemler; gerilim kontrolü, sabit gerilim/frekans kontrolü ve vektör kontrolü teknikleridir.

Tek fazlı motorun hızını değiştirmenin en kolay yolu, stator sargılarına uygulanan gerilimi değiştirmektir [41,42]. Ancak bu şekilde elde edilebilecek hız değişimi çok sınırlı kalmaktadır.

Tek fazlı motorun hızını değiştirmenin daha etkili bir yolu ise, stator sargılarına uygulanan gerilimin genliğini ve frekansını değiştirmektir. Vektör kontrolünde ise, hem genlik hem de faz kontrolü yapılmaktadır. Vektör kontrolü, V/f kontrolüne göre daha karmaşık ve gerçekleştirilmesi güçtür. Kapalı çevrimli olarak gerçekleştirilir. Motorun parametrelerinin doğru bir şekilde kullanılmasını gerektirir. Bu teknikle, doğru ve hassas bir şekilde hız denetimi yapılabilir.

Bu tezde; açık çevrimli sabit V/f hız kontrolü yapılacaktır.

2.2. Tek Fazlı Asenkron Motor

Asenkron motorların çalışması, senkron hızla dönen manyetik alanların rotoru etkilemesiyle üretilen momentin rotoru döndürmesi prensibine dayanmaktadır. Üç fazlı asenkron motorlarda, dönen manyetik alan, 120° faz farklı akımların, 120° faz farkıyla yerleştirilmiş sargılara uygulanması ile oluşturulmaktadır. Ancak, tek fazlı motorlarda tek sargı ile döner manyetik alan oluşturulamadığından, başlangıç döndürme momenti de oluşmamaktadır.

Tek fazlı asenkron motorlar, genel olarak çift döner alan teorisi kullanılarak modellenmektedir [43]. Tek fazlı asenkron motorun stator sargısına sinüzoidal bir gerilim $V = V_m \sin \omega t$ uygulandığında, bu gerilimin oluşturduğu değişken akım, sargı düzlemine dik ekseninde bir manyetik alan meydana getirir. Bu alanın ifadesi,

$$F = \frac{2}{\pi} NI \sin\left(\frac{P}{2}\theta\right) \quad (2.1)$$

olarak verilmiştir [41]. Sargıya uygulanan akımın değeri yerine konulduğunda,

$$F = \frac{2}{\pi} NI_m \sin \omega t \sin\left(\frac{P}{2}\theta\right) = F_m \sin \omega t \sin\left(\frac{P}{2}\theta\right) \quad (2.2)$$

manyetomotor kuvvet (mmk) oluşur. Trigonometrik eşitlik,

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2} \cos(x - y) - \frac{1}{2} \cos(x + y) \quad (2.3)$$

kullanılarak,

$$F = F_f + F_b = \frac{1}{2} F_m \cos\left(\omega t - \frac{P}{2}\theta\right) - \frac{1}{2} F_m \cos\left(\omega t + \frac{P}{2}\theta\right) \quad (2.4)$$

elde edilir. Böylece, sargıda birbirine zıt yönde dönen, pozitif ve negatif değerler alarak değişen, iki eşit genlikli manyetik alan (F_f ve F_b) meydana gelir. İleri ve geri yönde dönen alanların her biri için bir kayma yazıldığında,

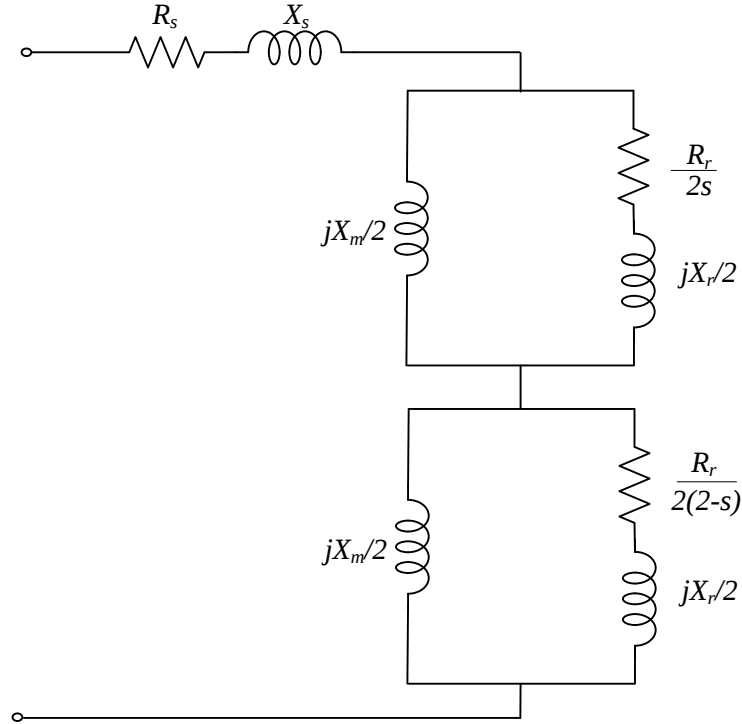
$$s_f = \frac{w_{sf} - w_m}{w_{sf}} \quad (2.5)$$

$$s_b = \frac{w_{sb} - w_m}{w_{sb}} = \frac{-w_{sf} - w_m}{-w_{sf}} \quad (2.6)$$

Denklem (2.5)' den w_m çekilip, denklem (2.6)' da yerine konulduğunda,

$$s_b = 2 - s_f \quad (2.7)$$

olarak bulunur. Bu durumda, ileri yönde hareket eden dalga için kayma s_f olarak alındığında, geri yönde hareket eden dalga için kayma değeri s_b olarak elde edilir. Bu döner alan teorisine göre, tek fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi Şekil 2.1' de verilmiştir [44].



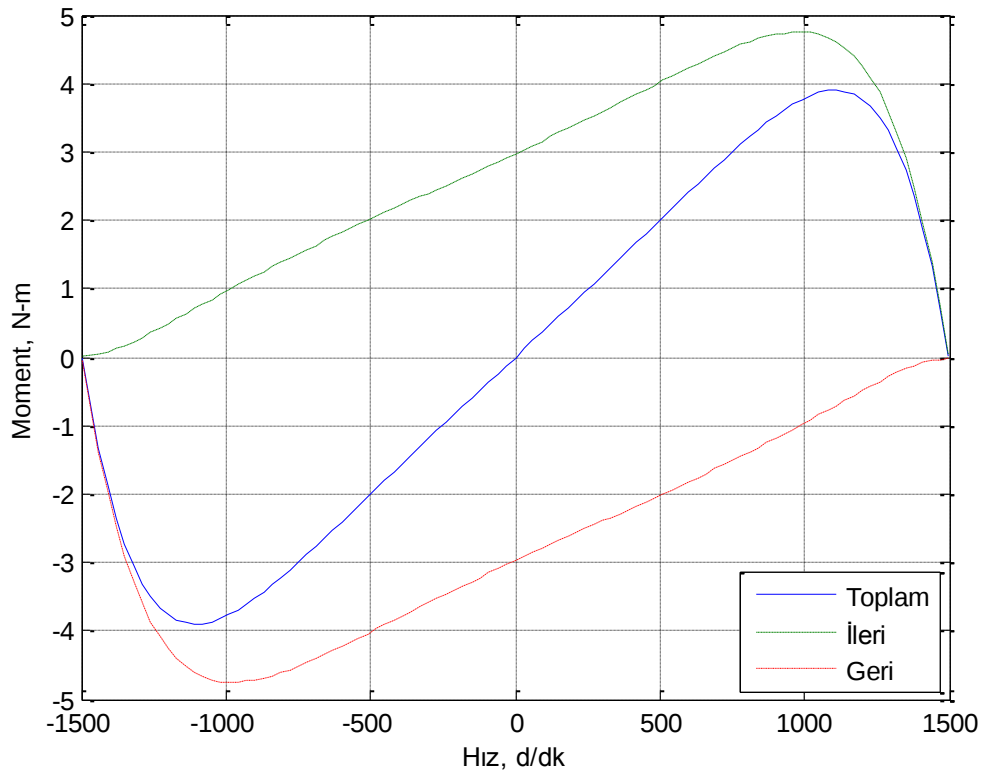
Şekil 2.1. Tek fazlı indüksiyon motor eşdeğer devresi

Bu alanlar ile rotor çubuklarında indüklenen akım, birbirinin tersi yönde momentler üretir. Sargının oluşturduğu toplam moment ise,

$$T = T_f + T_b = \frac{P_f}{w_{sf}} + \frac{P_b}{w_{sb}} = \frac{1/2(I_f^2 R_r / s_f)}{w_m} + \frac{1/2(I_f^2 R_r / (2-s_f))}{w_m} \quad (2.8)$$

dir. Burada T_f ileri yönde, T_b ise geri yönde oluşan momentlerdir.

Şekil 2.2' den görüldüğü üzere, sargının oluşturduğu toplam moment sıfır olduğundan motor döndürme momenti üretemez. Bu durum (2.8) ifadesinde $s=1$ ($w_m=0$) konularak da görülmektedir.



Şekil 2.2. Tek fazlı indüksiyon motorda ileri ve geri dönen alanların oluşturduğu hız-moment karakteristiği

Başlangıç anında döndürme momenti oluşmadığından, tek fazlı asenkron motorlar sadece ana sargı ile kalkınamazlar. Motorun herhangi bir müdahale olmadan kendi kendine dönebilmesi için, motora ikinci bir sargı (yardımcı sargı) eklenir. Bu durumda, hava aralığında oluşan mmk her bir sargı için şu şekilde ifade edilir:

$$F_a = \frac{2}{\pi} N I_a \cos\left(\frac{P}{2} \theta\right) \quad (2.9)$$

$$F_y = \frac{2}{\pi} N I_b \cos\left(\frac{P}{2} \theta\right) \quad (2.10)$$

Hava aralığındaki mmk ise,

$$F_g = F_a + F_y = \frac{2}{\pi} N I_m [\cos wt \cos\left(\frac{P}{2} \theta\right) + \sin wt \sin\left(\frac{P}{2} \theta\right)] \quad (2.11)$$

Bu sargılara aynı genlikli 90° faz farklı akımlar uygulandığında,

$$\cos(x - y) = \cos x \cos y + \sin x \sin y \quad (2.12)$$

trigonometrik eşitliği kullanılıp,

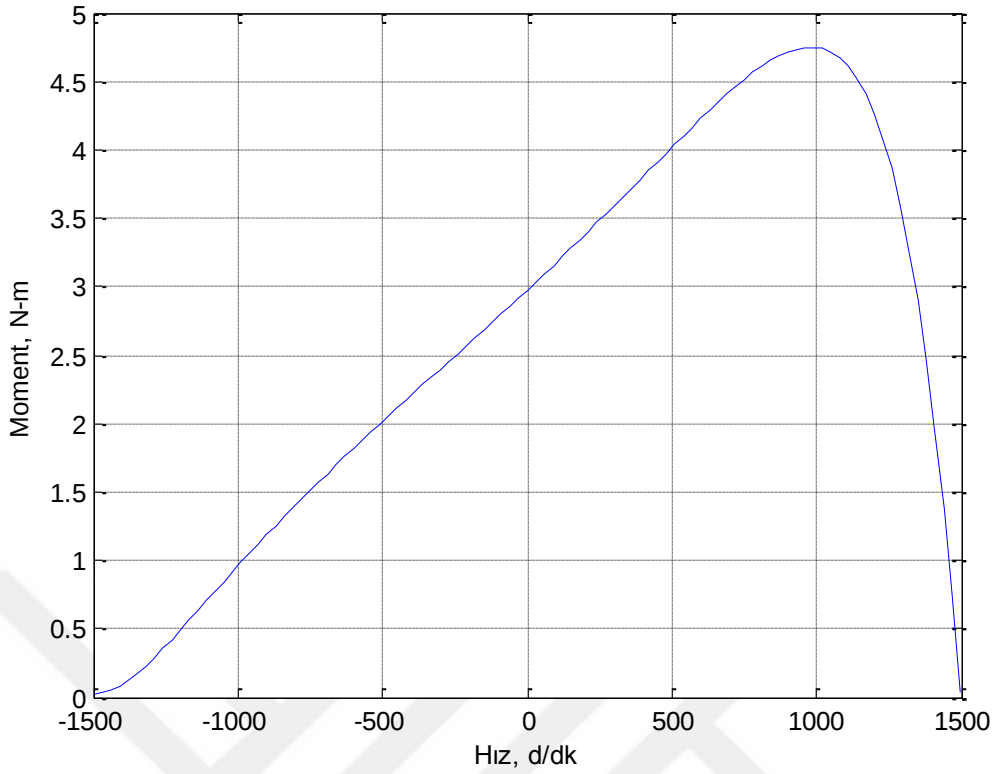
$$F_m = \frac{2}{\pi} N I_m \quad (2.13)$$

alındığında,

$$F_g = F_m \cos\left(wt - \frac{P}{2} \theta\right) \quad (2.14)$$

elde edilir. Bu ifade sabit genlikli hareket eden bir manyetik alan ifadesidir. Böylece ikinci bir sargı eklenerek, döner bir manyetik alan oluşması sağlanmaktadır.

Sonuç olarak, ana ve yardımcı sargı ile iki fazlı bir sistem elde edilir. Bu durumda, statordaki iki fazlı sargılar döner manyetik alan meydana getirir. Oluşan manyetik alan, rotor kısa devre çubuklarını keserek, rotorda bir gerilim indükler. Rotor çubuklarından akan kısa devre akımları ile etkileşen manyetik alan, bir moment üreterek motorun kendi kendine dönebilmesini sağlamış olur. Şekil 2.3' te, ana ve yardımcı sargıları bulunan tek fazlı asenkron motorun hız moment grafiği verilmiştir. Başlangıç anında (n=0), motorun döndürme momenti ürettiği görülmektedir.



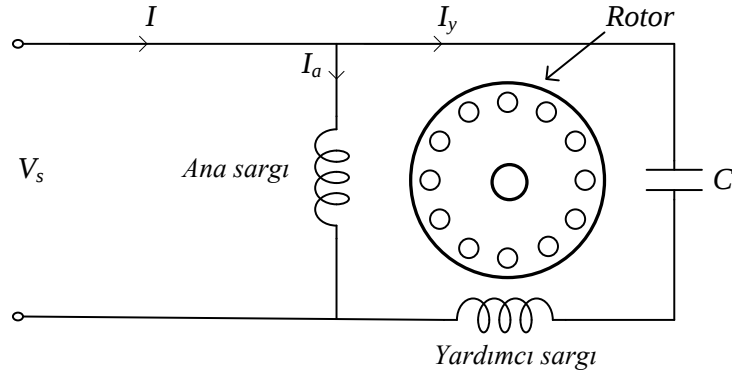
Şekil 2.3. Yardımcı sargılı tek fazlı indüksiyon motorun hız-moment karakteristiği

Tek fazlı indüksiyon motorların kendi kendine dönebilmesini sağlayabilmek için, başlatma yöntemine göre değişik tipleri vardır.

i-) *Yardımcı sargılı tek fazlı indüksiyon motor*: Bu tip tek fazlı indüksiyon motorun, ana ve yardımcı sargı olmak üzere iki stator sargısı bulunmaktadır (Şekil 2.4.). Bu sargılar birbirlerine 90 derece faz farkıyla yerleştirilmişlerdir. Kendi kendine yol alabilmektedir.

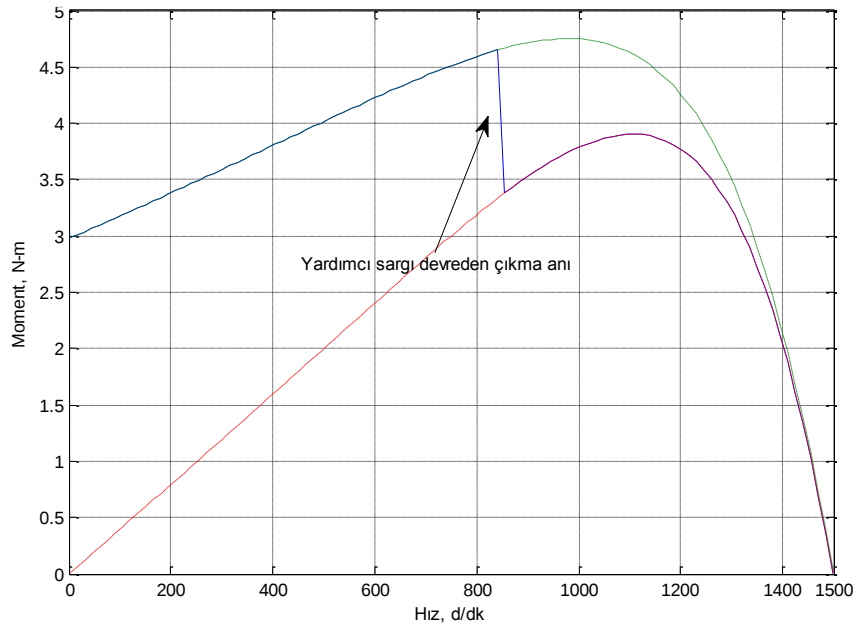
ii-) *Kondansatör başlatmalı indüksiyon motor*: Bu tip tek fazlı indüksiyon motorda, ana sargı ile yardımcı sargı akımları arasında 90 derece faz farkı oluşturmak için kondansatör kullanılır. Motor belirli bir hıza ulaştığında, kondansatör ile yardımcı sargı devreden çıkarılır.

iii-) *Sürekli kondansatörlü indüksiyon motor*: İki tipi vardır. Birinde, yardımcı sargı ile kondansatör sürekli devrededir. Diğer tipinde ise, yardımcı sargı ile birlikte iki adet kondansatör kullanılır. Bunlardan bir tanesi motoru başlatma anında, diğeri ise hem başlatma anında hem de motor çalışırken devrededir.



Şekil 2.4. Tek fazlı indüksiyon motor

Yardımcı sargı ile ana kondansatör, motorun başlangıç anında bir döndürme momenti üreterek motorun dönebilmesini sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Motor dönmeye başladıktan sonra, bunlara gerek kalmamaktadır. Bu yüzden, yardımcı sargı ve kondansatör, motor hızının belirli bir değere ulaşmasıyla, mil üzerindeki hıza bağlı merkezkaç kuvvet ile çalışan bir anahtar yardımıyla devreden çıkartılır. Yardımcı sargılı tek fazlı motorun hız moment diyagramı Şekil 2.5’ te verilmiştir. Şekildeki mavi eğri, yardımcı sargı ile ana sargının birlikte ürettiği momenti, kırmızı eğri ise, tek başına ana sargının ürettiği momenti göstermektedir. Yardımcı sargının devreden çıkarılmasından itibaren, motor sadece ana sargının ürettiği momentle çalışmasını sürdürmektedir.



Şekil 2.5. Tek fazlı yardımcı sargılı indüksiyon motor hız-moment karakteristiği

Bütün bu motor tiplerinde, ana sargı ile yardımcı sargı akımları arasında faz farkı oluşturularak, dönen manyetik alan üretilir. Bunun yerine, kondansatör kullanmadan, eviriciler kullanılarak, sargılara aralarında 90 derece faz farkı bulunan akımlar uygulanarak da, motorun dönebilmesi için gerekli olan döner manyetik alan üretilebilmektedir.

2.3. Hız Kontrol Yöntemleri

Sincap kafesli asenkron motorların sürekli hal eşdeğer devresinden, ileri ve geri yöndeki empedanslar,

$$Z_f = j \frac{X_m}{2} \left\| \left(\frac{1}{2} \frac{R_r}{s_f} + j \frac{1}{2} X_r \right) \right. \quad (2.15)$$

$$Z_b = j \frac{X_m}{2} \left\| \left(\frac{1}{2} \frac{R_r}{2-s_f} + j \frac{1}{2} X_r \right) \right. \quad (2.16)$$

Stator empedansı,

$$Z_s = R_s + jX_s \quad (2.17)$$

Giriş empedansı,

$$Z_{in} = Z_s + Z_f + Z_b \quad (2.18)$$

Giriş akımı,

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{V}_1}{Z_{in}} \quad (2.19)$$

Ve ileri ve geri yöndeki akımlar,

$$\bar{I}_f = \frac{j \frac{1}{2} X_m}{Z_f + j X_m} \bar{I}_1 \quad (2.20)$$

$$\bar{I}_b = \frac{j_2^1 X_m}{Z_b + jX_m} \bar{I}_1 \quad (2.21)$$

elde edilir. Bu durumda üretilen moment,

$$T = T_f + T_b = \frac{P_f}{w_{sf}} + \frac{P_b}{w_{sb}} = \frac{1/2(I_f^2 R_r / s_f)}{w_m} + \frac{1/2(I_f^2 R_r / (2-s_f))}{w_m} \quad (2.22)$$

olur. I_f ile I_b ifadelerindeki I_1 yerine, (2.19) ifadesi yazıldığında,

$$T = \frac{1}{2} R_r p \left[\frac{1}{s\omega_s} + \frac{1}{(2-s)\omega_s} \right] I_f^2 \quad (2.23)$$

olarak elde edilir. Bu ifadeden görülebileceği üzere, motorun hızının değiştirilmesi,

- a) Motorun kutup sayısının değiştirilmesi
- b) Motora uygulanan gerilimin değiştirilmesi
- c) Motora uygulanan gerilimin frekansının değiştirilmesi

ile mümkün olabilmektedir.

2.4. Motor Kutup Sayısının Değiştirilmesi

Alternatif akım ile çalışan elektrik motorlarında, senkron hız ve nominal hız olmak üzere iki hız kavramı kullanılmaktadır. Senkron hız motorun ürettiği elektromanyetik alanın hızı olup, motorun yüksüz ve sürtünmesiz çalışması durumundaki teorik hızdır. Senkron hızı etkileyen iki faktör vardır. Bunlar, motorun beslendiği kaynağın frekansı ve motorun stator sargılarının kutup sayısıdır. Senkron hız,

$$n_s = \frac{120.f}{p} \quad (2.24)$$

şeklinde verilmektedir. Burada f kaynak frekansı, p ise kutup sayısıdır.

Kutup sayısı ile senkron hız ters orantılıdır. Kutup sayısını değiştirerek hız kontrolü ancak kademeli olarak yapılabilir. Bunun yapılabilmesi için, motor sargıları, kutup

sayısının değiştirilebilmesini sağlayacak şekilde, özel olarak oluşturulmalıdır. Bu şekildeki hız ayarı ancak birkaç kademe ile sınırlıdır.

2.5. Motora Uygulanan Gerilimin Değiştirilmesi

Asenkron motorun hızının kontrol edilmesinde, kolaylığı ve ucuzluğu sebebiyle yaygın olarak kullanılan yöntem, motora uygulanan gerilimin kontrol edilmesi yöntemidir.

Motorun rotor hızı, döner manyetik alanın hızından farklıdır. Motor hızı, senkron hız değerine ancak boş çalışma durumunda yaklaşabilmektedir. Boş çalışma durumunda dahi, motor milindeki sürtünmeden dolayı, rotor hızı senkron hızın altındadır. Motorun yük altındaki rotor hızı ya da mil hızı, her zaman senkron hızdan daha düşüktür. Senkron hız ile rotor hızı arasındaki yüzde cinsinden ifade edilen fark, kayma olarak adlandırılmakta olup

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.25)$$

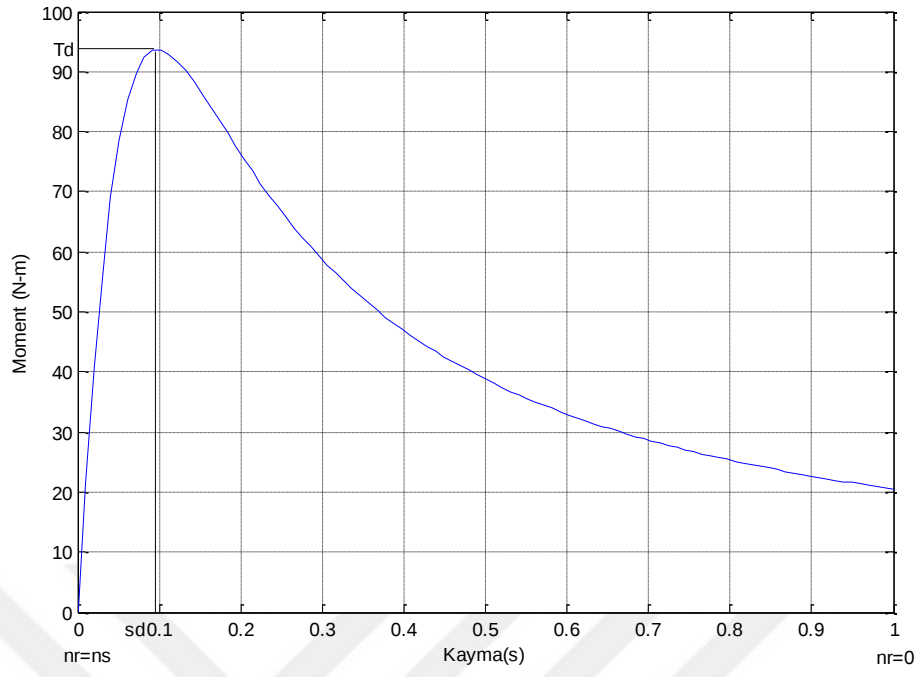
şeklinde ifade edilmektedir. Burada n_s senkron hızı, n_r rotor hızını ve s ise kaymayı ifade etmektedir.

Asenkron motorun moment ve hız ifadeleri dikkate alındığında, nominal gerilim ve frekansla beslenen motorun ürettiği momentin, kaymaya bağlı olarak değişimi, Şekil 2.6' da verilmiştir.

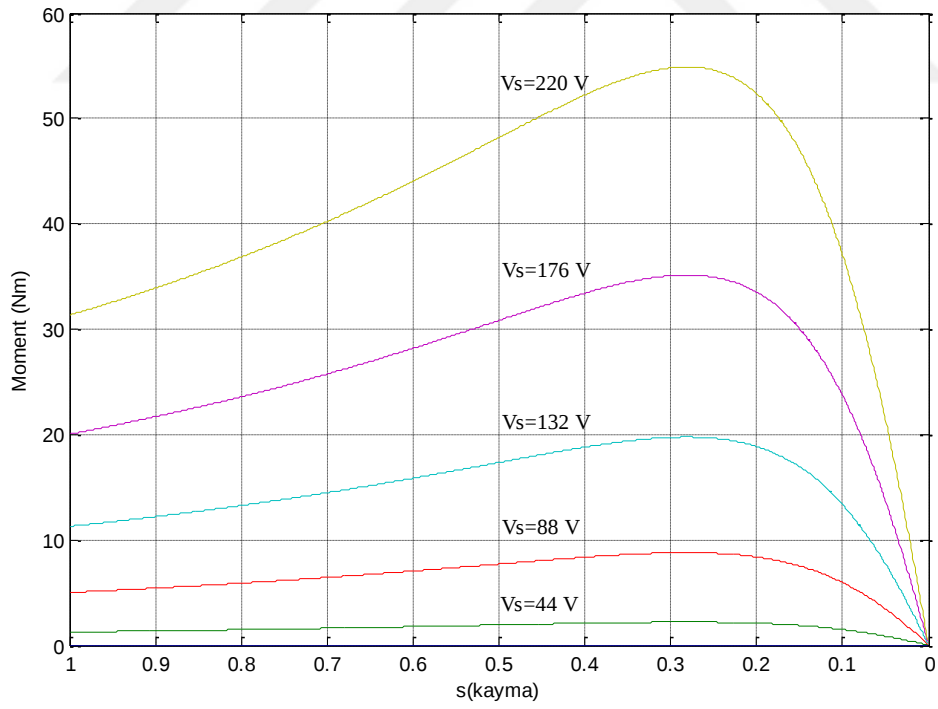
Motorun kararlı çalışma bölgesi, senkron hıza karşılık gelen $s=0$ ile maksimum momente karşılık gelen devrilme momentini (s_d) arasındaki doğrusal bölgedir.

Motora uygulanan gerilimin değiştirilmesi ile, motor hızı ancak bu dar alanda değiştirilebilmektedir. Motorun oluşturduğu moment, uygulanan gerilimin karesi ile değişmektedir. Motora uygulanan gerilimin azaltılması, momentte büyük bir düşüşe neden olmaktadır. Buna karşılık, gerilimin değiştirilmesinin, senkron hız ve maksimum momentin üretildiği devrilme kayması üzerine bir etkisi yoktur. Bu durum Şekil 2.7' de, değişik gerilimler için verilen hız-moment karakteristiğinden de görülmektedir.

Bu nedenlerden dolayı, sabit yük momentinde, motorun hızı çok küçük bir aralıkta değiştirilebilmektedir.



Şekil 2.6. Asenkron motor hız-moment karakteristiği



Şekil 2.7. Farklı gerilimler ile elde edilen hız-moment karakteristiği

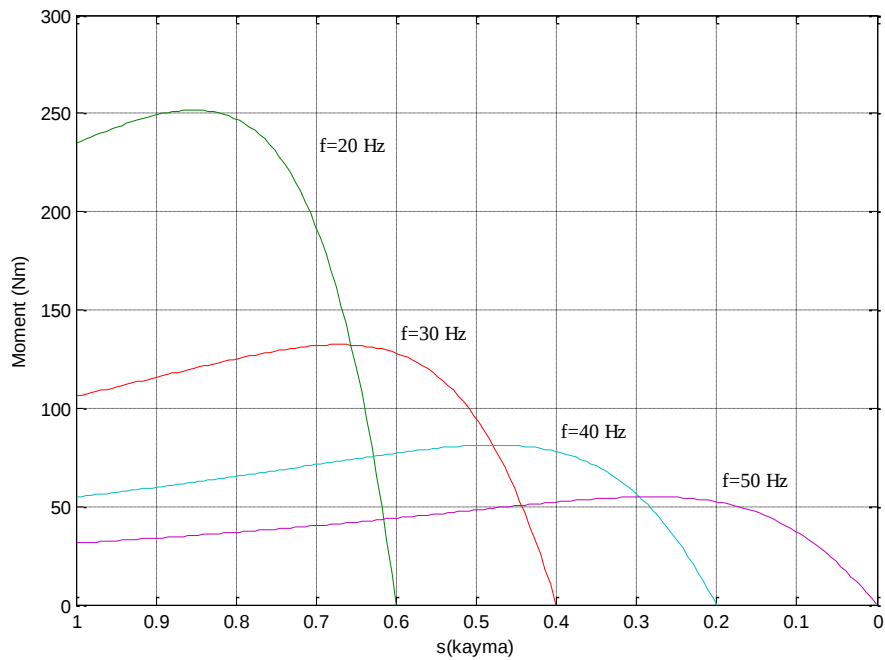
2.6. Motora Uygulanan Gerilimin Frekansının Değiştirilmesi

Motor hızının frekansla doğru orantılı, kutup sayısı ile ters orantılı olduğu (2.26) ifadesinde görülmektedir. Bir motorun kutup sayısı, motorun tasarımı aşamasında belirlenip sabit olduğundan, motorun hızının değiştirilmesi kaynak frekansının değiştirilmesiyle mümkün olmaktadır.

$$n_s \propto \frac{f}{p} \quad (2.26)$$

Nominal gerilim ve şebeke frekansı ile çalışan tam yükteki motor hızı, baz hız olarak alındığında; frekansın, şebeke frekansının altında veya üzerinde değiştirilmesiyle, motor hızı, baz hızın altında veya üzerinde değiştirilebilmektedir.

Motor hızını, senkron frekans ile motorun beslediği yük belirlemektedir. Motor hızı, senkron hız ile maksimum momentin olduğu devrilme hızı arasında değiştirilebilmektedir. Motor hızını azaltmak için, motora uygulanan gerilimin frekansı düşürüldüğünde, hem makinenin maksimum momentini (Şekil 2.8.) hem de rotor akımının arttığı görülmektedir [45].



Şekil 2.8. Farklı frekanslar ile elde edilen hız-moment karakteristiği

Frekansın azalması ile maksimum momentin artması, motorun bu kapasiteyi kullanabilecek bir yükte yüklenemeyeceğinden bir fayda sağlamaz. Motorun şebekeden gereksiz yüksek akım çekmesine neden olur. Bu akımlar, düşük hız seviyelerinde çok büyük değerlere ulaşmaktadır. Bu nedenlerden dolayı, frekansın değiştirilmesiyle yapılan hız kontrolünde, hız, senkron hız ile sıfır hız arasında geniş bir aralıkta yapılabilmesine rağmen, düşük hızlara inildikçe artan akımlar ve bunların sebep olduğu doyum ve kayıplar nedeniyle kullanılmamaktadır.

2.7. Gerilim/Frekans (V/f) Hız-Moment Eğrileri

Asenkron motorun stator akısı, statora uygulanan gerilim ile bu gerilimin frekansına bağlıdır. Stator akısı,

$$\varphi(t) = \int v(t) dt \quad (2.27)$$

Uygulanan gerilim,

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \quad (2.28)$$

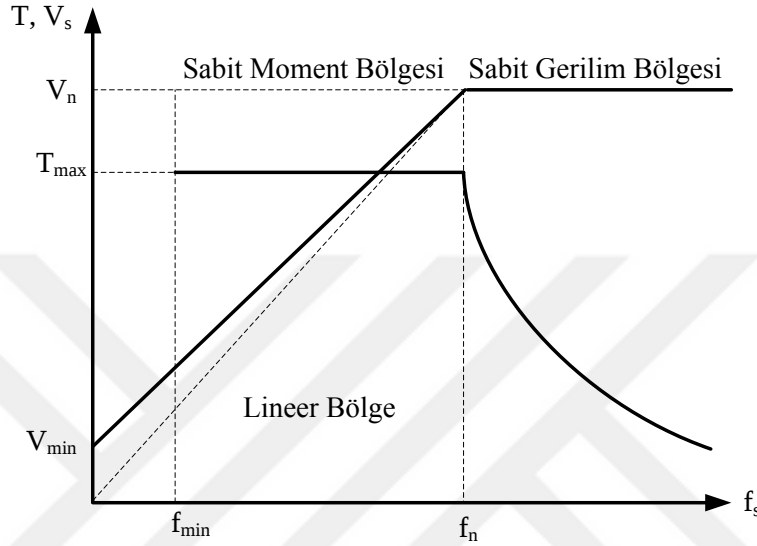
olduğundan, stator akısı

$$\varphi(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega} \cos(\omega t) \quad (2.29)$$

olarak elde edilir. Motor, değişken bir AA gerilim ve frekansla beslendiğinde, manyetik doyumun önlenmesi için, sabit moment bölgesinde gerilim/frekans oranının sabit tutulması gerekmektedir.

Asenkron motorun sürekli rejim moment ifadesindeki gerilim/frekans oranı sabit tutulduğunda, motorun hızı, düşük hızlar hariç, geniş bir aralıkta kontrol edilebilmektedir. Bu durumda maksimum moment değeri, hız kontrol aralığında sabit kalmakta ve belli bir yük için makinenin çektiği akım da değişmemektedir. Düşük hızlarda, stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü önemli olduğundan, düşük hızlarda uygulanan gerilim, bu gerilim düşümünü de karşılayacak şekilde belirlenen gerilim/frekans oranından büyük

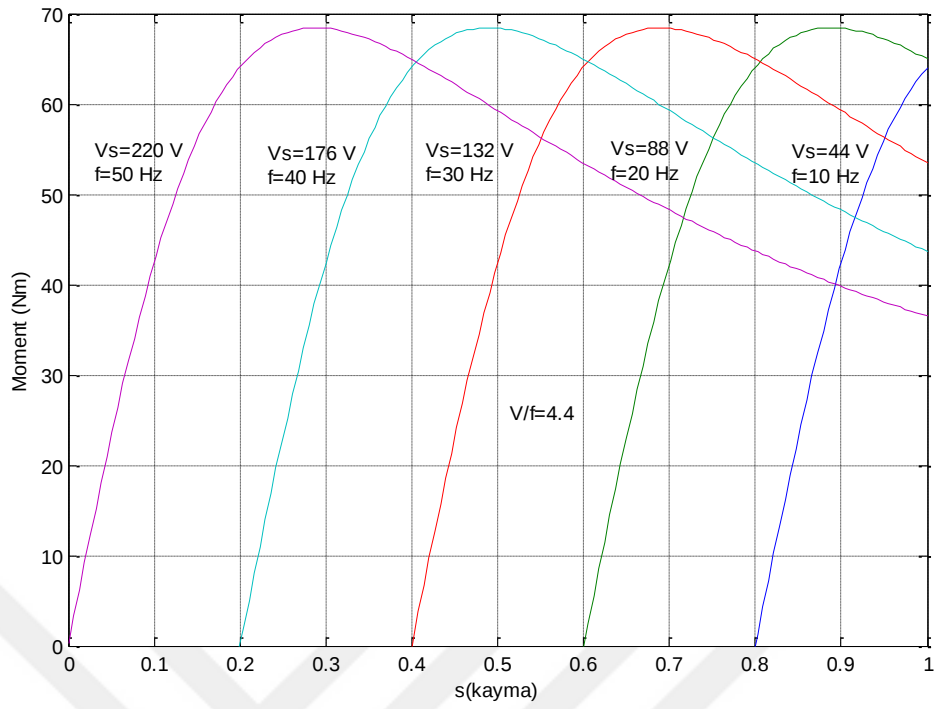
seçilmektedir. Şekil 2.9. V/f kontrol tekniğinin temeli olan, gerilim/frekans değişim eğrisini göstermektedir. Grafikteki sürekli çizgi, düşük frekanslara inildiğinde, stator direnci üzerindeki gerilim düşümünü kompanse etmek için, küçük bir gerilim artışının uygulandığını göstermektedir.



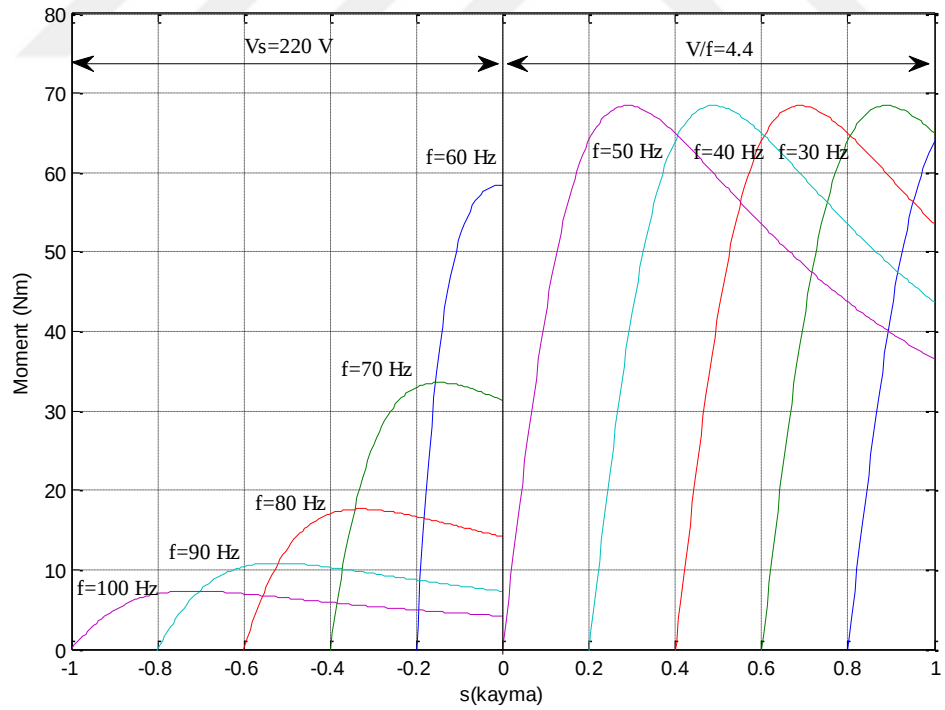
Şekil 2.9. Gerilim/frekans değişim eğrisi

Şekil 2.10' da, V/f oranı sabit tutularak, farklı gerilim ve frekanslar için, motorun hız moment değişimi verilmiştir. Düşük hız aralığı dışında, gerilim/frekans oranı doğrusal olarak alınmaktadır.

Senkron hız değeri üzerinde hız ayarı yapılabilmesi, frekansın nominal frekansın üzerine çıkarılması ile olur. Ancak, V/f oranının sabit kalması için uygulanan gerilimin de, nominal gerilimin üzerine çıkarılması gerekir. Gerilimin nominal gerilim değerinden yüksek olması sargılar açısından problem oluşturacağından, nominal frekanslar üzerindeki frekanslarda gerilim sabit tutulur (Şekil 2.11.).



Şekil 2.10. Sabit V/f oranı ile elde edilen hız-moment karakteristiği



Şekil 2.11. V/f oranı ile nominal hızın altında ve üstünde elde edilen hız-moment karakteristiği

2.8. Tek Fazlı Asenkron Motor Kontrol Yöntemleri

Kontrol teorisi, çalışma ilkesi ve donanıma bağlı olarak, asenkron motor kontrol yöntemleri üç ana grupta toplanabilir [46-47].

1) Skalar kontrol:

- Gerilim/frekans (V/f) kontrolü
- Kayma frekansı ve gerilim kontrolü
- Kayma frekansı ve akım kontrolü

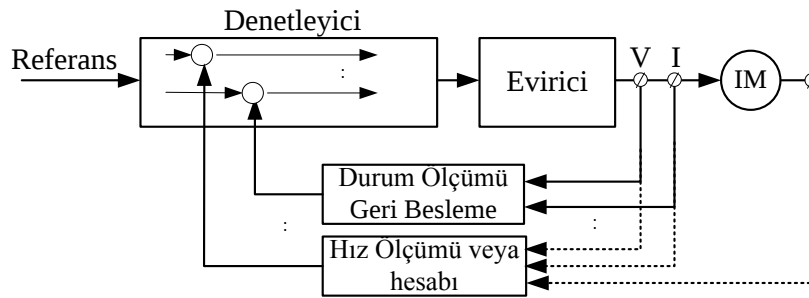
2) Vektör kontrol (Alan Yönlendirmeli Kontrol):

- Doğrudan vektör kontrolü
- Dolaylı vektör kontrolü

3) Akıllı kontrol sistemleri

- Bulanık mantık kontrol
- Yapay sinir ağı kontrol
- Uzman Sistem kontrol
- Genetik algoritma kontrol

Şekil 2.12’ de farklı kontrol algoritmalarının kullanılabileceği bir asenkron motor kontrol blok sistemi verilmiştir.



Şekil 2.12. Çeşitli kontrol algoritmalarının kullanılabileceği bir asenkron motor blok diyagramı

3. BİR FAZLI EVİRİCİLER

3.1. Giriş

Bir doğru akım kaynağından alternatif akım elde etmek için kullanılan güç elektroniği devreleri evirici ya da inverter olarak bilinmektedir. Doğru akım kaynağı olarak aküler, güneş pilleri, yakıt hücreleri ya da alternatif akım doğrultucu çıkışları kullanılabilir. Şebekenin bulunmadığı yerlerde AA gerilime ihtiyaç duyulduğunda oldukça önem arz etmektedir.

DA-AA evirici sistemi DA giriş gerilimini, istenen genlik ve frekansta AA çıkış gerilimine çevirir. DA giriş gerilimi değiştirilerek değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Giriş gerilimi sabit ise değişken bir çıkış gerilimi elde edilmesi için eviriciye genellikle darbe genişlik modülasyonu uygulanır.

İstenilen genlik ve frekansta bir çıkış sağlaması ve çıkışındaki alternatif akımdaki bozulmanın az olması yani çıkışının mümkün olduğu kadar harmoniklerinden arınmış bir sinüs dalga şekli olması bir eviricide aranan özelliklerdir. Eviriciler genel olarak değişken hızlı asenkron motor sürücüleri, kesintisiz güç kaynakları, yüksek gerilimde doğru akım iletim sistemleri, indüksiyon ısıtma sistemleri, AA gerilim regülatörleri gibi uygulamalarda kullanılmaktadır.

Eviricilerde transistör, tristör, mosfet, IGBT gibi anahtarlama elemanları kullanılır. Transistör ve mosfet düşük ve orta güç uygulamalarında, mosfetlerin anahtarlama hızları yüksek olup, yüksek frekans uygulamalarında, tristörlerin anahtarlama hızları düşük, akımları yüksek olup büyük güçlerde kullanılır. IGBT' ler, mosfet ve transistörün iyi karakteristiklerini taşıdığından en yaygın kullanılan anahtarlama elemanıdır. Eviriciler, çıkış dalga şekline ve besleyeceği yükün özelliğine göre akım kaynaklı ya da gerilim kaynaklı olabilmektedir.

Gerilim Kaynaklı evirici bir gerilim kaynağı tarafından beslenmektedir. Girişteki DA güç kaynağını kullanarak çıkışta genliği ve frekansı kontrol edilebilen bir AA çıkış gerilimi üretir. Çıkış geriliminin dalga şekli, giriş gerilimi ve anahtarlama yöntemi ile oluşturulur. Yükün dalga şekli üzerine etkisi yoktur. Doğrultucu bir devre çıkışına paralel olarak bağlanan büyük bir kondansatör ile girişteki sabit doğru gerilim elde edilir.

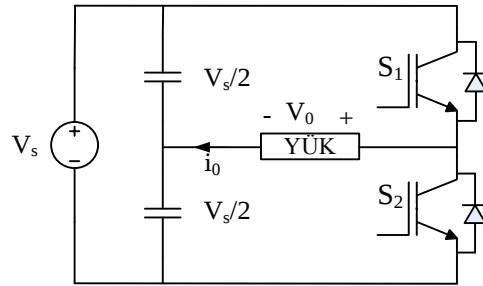
Akım kaynaklı eviriciler büyük güçlerde ve harmonik akımlara düşük empedans gösterme özelliği olan yüklerde tercih edilirler. Doğrultucu devrenin çıkışına seri bağlanan büyük bir indüktans ile kaynaktan çekilen akımın sabit kalması sağlanır.

Devre yapısına göre tek fazlı eviriciler yarım köprü evirici, tam köprü evirici ve push-pull evirici olmak üzere üç grupta incelenebilir.

3.2. Tek Fazlı Yarım Köprü Evirici

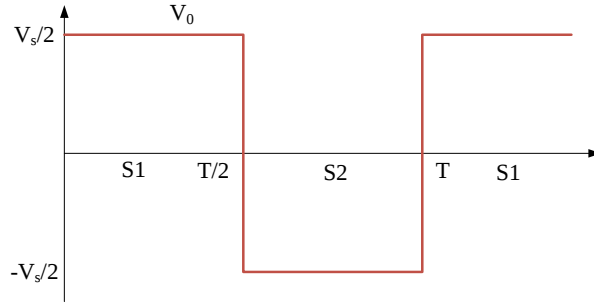
En temel evirici yapısı tek fazlı yarım köprü eviricidir. Bu tür eviricide 2 tane anahtarlama elemanına ihtiyaç duyulur. Bu anahtarlar bir transistör (BJT, MOSFET, IGBT, vb.) ve ters akımlar için bir yol oluşturacak paralel bağlı bir serbest dolaşım diyotundan oluşturulur. Kısa devre oluşumunu engellemek için anahtarlama elemanlarından birisi iletimdeyken diğeri kesimde tutulmaktadır. Bunun için bir anahtara uygulanan anahtarlama işaretinin tersi aynı koldaki diğer anahtara anahtarlama işareti olarak uygulanır. Ayrıca, anahtarların kesime gitme süreleri dikkate alınarak kısa bir süre de olsa anahtarların aynı anda iletimde kalmalarını engellemek için anahtarlama işaretleri arasına ölü zaman olarak adlandırılan bir gecikme uygulanır [48].

Evirici devre çıkışı iki seviyeli bir kare dalga şeklindedir. Bu evirici devresinde orta uçlu bir DA gerilim kaynağı kullanılması gerekmektedir. Seri bağlı iki kondansatörün doğru akım kaynağına paralel bağlanması ile orta uç oluşturulmaktadır. Eviricinin çalışırken oluşacak harmoniklerin düşük dereceli olması için büyük kapasiteli kondansatörler kullanılır.



Şekil 3.1. Tek fazlı yarım köprü evirici devresi

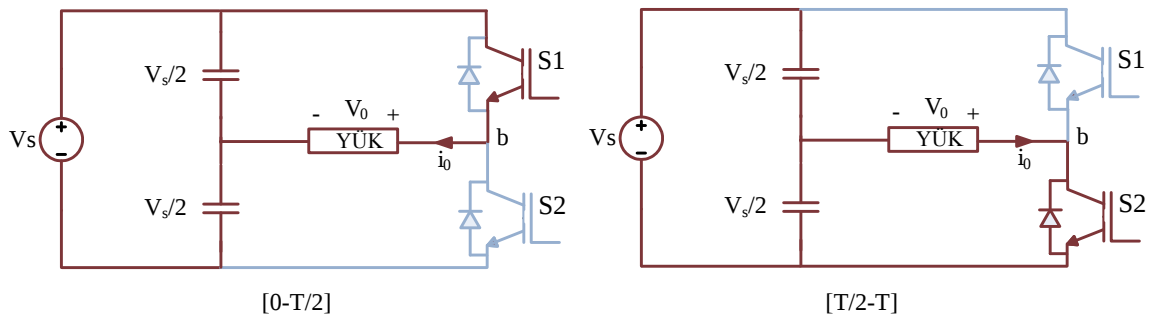
Tek fazlı yarım köprü evirici devre şeması Şekil 3.1’ de, çıkış geriliminin dalga şekli ise Şekil 3.2’ de verilmiştir.



Şekil 3.2. Tek fazlı yarım köprü evirici çıkış gerilimi

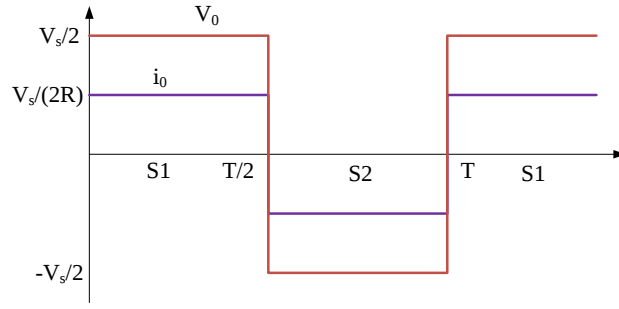
Her bir anahtarlama süresinde anahtarlardan sadece bir tanesi iletim durumunda tutulduğundan eviricide her bir anahtarın tek başına iletimde olduğu 2 durum ve her ikisinin de kesimde olduğu durum olmak üzere 3 ayrı anahtarlama durumu bulunmaktadır (Şekil 3.3.).

Sadece S_1 anahtarı $T/2$ süresince iletime sokulursa, yük uçlarındaki ani gerilim V_o , $V_s/2$ ’ye eşit olur. Sadece S_2 transistörü $T/2$ süresince iletime sokulursa, yük uçlarında $-V_s/2$ olur. S_1 ve S_2 aynı anda iletime olmayacak şekilde anahtarlama yapılmaktadır.



Şekil 3.3. Tek fazlı yarım köprü evirici devresi anahtarlama durumları

Şekil 3.4. rezistif yüklü çıkış gerilimi ve akımın dalga şekillerini göstermektedir.



Şekil 3.4. Yüken rezistif olması durumunda evirici çıkış gerilimi ve akımı

Bu devrede çıkış geriliminin etkin (rms) değeri;

$$V_0 = \left(\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (3.1)$$

olarak elde edilir. Çıkış geriliminin ani değeri ise, Fourier serisi ile ifade edilebilir.

$$v_0 = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(nwt) + b_n \sin(nwt)) \quad (3.2)$$

Çeyrek-dalga simetrisi olduğundan, a_0 ve a_n sıfırdır. b_n ise,

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi/2}^0 \frac{-V_s}{2} \sin(nwt) d(wt) + \int_0^{\pi/2} \frac{V_s}{2} \sin(nwt) d(wt) \right] = \frac{2V_s}{n\pi} \quad (3.3)$$

olur. Bu durumda v_0 çıkış geriliminin ani değeri,

$$v_0 = \begin{cases} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin nwt \\ 0; & n = 2,4 \dots \end{cases} \quad (3.4)$$

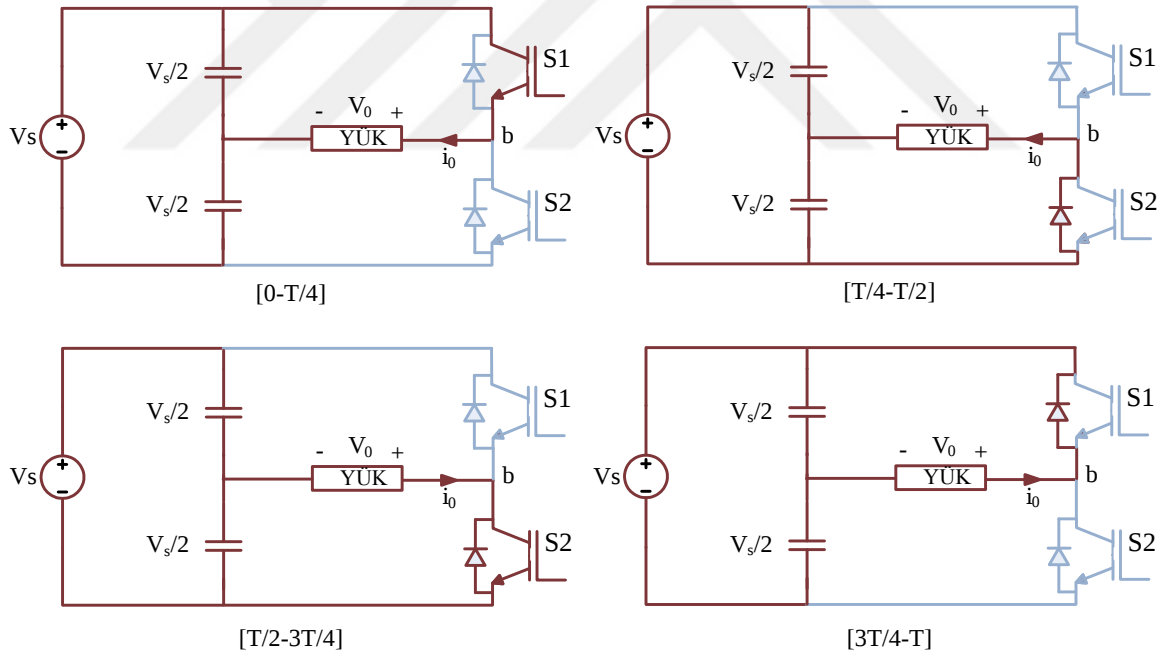
Burada $w = 2\pi f$ rad/saniye olarak çıkış geriliminin frekansıdır. Çeyrek dalga simetrisinden dolayı çıkış geriliminin çift harmonik bileşenleri yoktur. Temel bileşenin etkin değeri $n=1$ için,

$$V_{01} = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_s \quad (3.5)$$

olarak elde edilir.

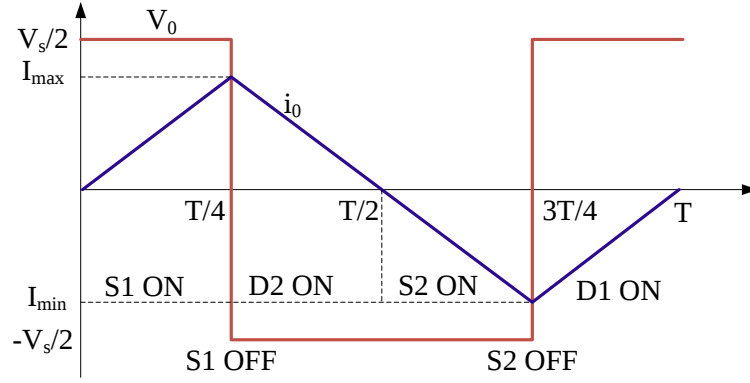
Yükün indüktif olması durumunda, yük akımı çıkış gerilimiyle ani olarak değişmez. $t=T/2$ anında S_1 kesime S_2 ilettime girerek yük gerilimi V_o 'ın işaretini negatif yapar. Buna rağmen, devredeki yükün indüktif özelliğinden dolayı, i_o akımı ani yön değiştiremeyip bir süre daha pozitif olarak devam etmek ister. Anahtarlama elemanından ters yönlü bir akım akmayacağından, anahtarlar tek başına kullanılamaz. Ters yöndeki akımı iletebilecek paralel bir serbest dolaşım diyotu kullanılması gerekir.

S_1 anahtarı $t=T/2$ 'de kesime gittiğinde yük akımı, sıfıra düşene kadar D_2 , yük ve DA kaynağının alt kısmı üzerinden akmaya devam eder. Aynı şekilde, $t=T$ ' de S_2 kesime gittiğinde yük akımı, D_1 , yük ve DA kaynağının üst kısmından akar. D_1 ve D_2 diyotları iletimdeyken enerji, DA kaynağına geri aktarılır.



Şekil 3.5. Tek fazlı yarım köprü evirici devresi anahtarlama durumları

Şekil 3.5. saf indüktif bir yük için anahtarların iletim durumlarını göstermektedir. Şekil 3.6. ise, çıkış gerilimini ve yük akımını göstermektedir. Saf indüktif bir yük için, bir anahtar sadece $T/4$ (veya 90°) süresince iletimde kalır. Bir anahtarın iletim periyodu yük açısına bağlı olarak 90° den 180° ye kadar değişebilir.



Şekil 3.6. Saf indüktif yük durumunda evirici çıkış gerilimi ve akımı

Bir RL yükü için, yük akımının ani değeri i_o , çıkış geriliminin ani değerinin yük empedansına bölünerek elde edilir.

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (3.6)$$

Burada $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ ' dir. Çıkış gücü ise, yük akımının temel bileşeninin etkin değeri I_{01} ile çıkış gerilimi temel bileşeni etkin değeri V_{01} kullanılarak,

$$P_{01} = V_{01}I_{01} \cos \theta_1 = I_{01}^2 R = \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2+(wL)^2}} \right]^2 R \quad (3.7)$$

olarak hesaplanır.

Birçok uygulamalarda (örneğin elektrik motor sürücüler) faydalı güç, akımın temel bileşeninden gelen güçtür. Harmonik akımların oluşturduğu güç ise ısı olarak harcanmaktadır [48].

Kayıpsız bir eviricide, yüke aktarılan ortalama güç, kaynaktan çekilen ortalama güce eşittir. Yani,

$$\int_0^T v_s(t)i_s(t)dt = \int_0^T v_o(t)i_o(t)dt \quad (3.8)$$

Burada T, AA çıkış geriliminin periyodudur. İndüktif bir yük ve yüksek anahtarlama frekanslarında, yük akımı i_o , sinüzoidale yakındır, bu yüzden, sadece AA çıkış geriliminin ana bileşeni yüke güç sağlar. DA kaynak gerilimi sabit olduğundan ($V_s(t)=V_s$),

$$\int_0^T i_s(t) dt = \frac{1}{V_s} \int_0^T \sqrt{2} V_{01} \sin(\omega t) \sqrt{2} I_0 \sin(\omega t - \theta_1) dt = T I_s \quad (3.9)$$

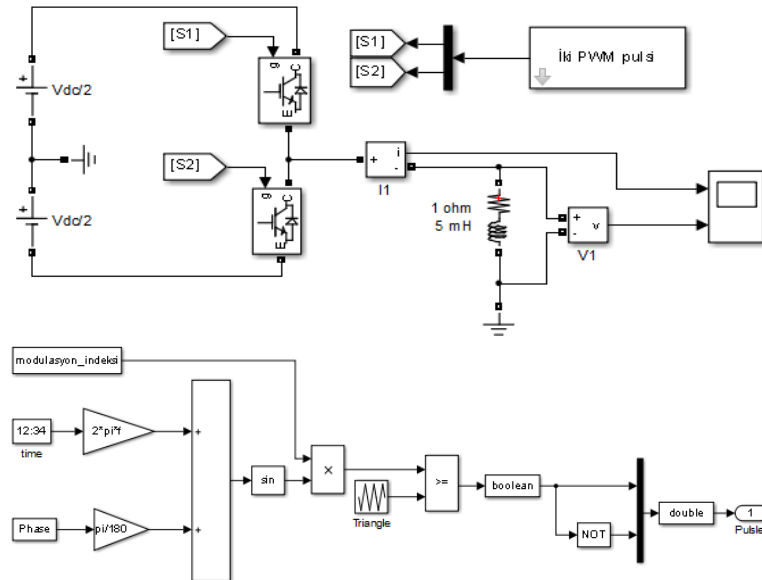
olur. Burada V_{01} çıkış gerilimi temel bileşeninin, I_0 yük akımının etkin değeridir. θ_1 ise, ana frekanstaki yük açısıdır. Bu durumda, kaynaktan çekilen akım I_s ,

$$I_s = \frac{V_{01}}{V_s} I_0 \cos \theta_1 \quad (3.10)$$

olarak elde edilir.

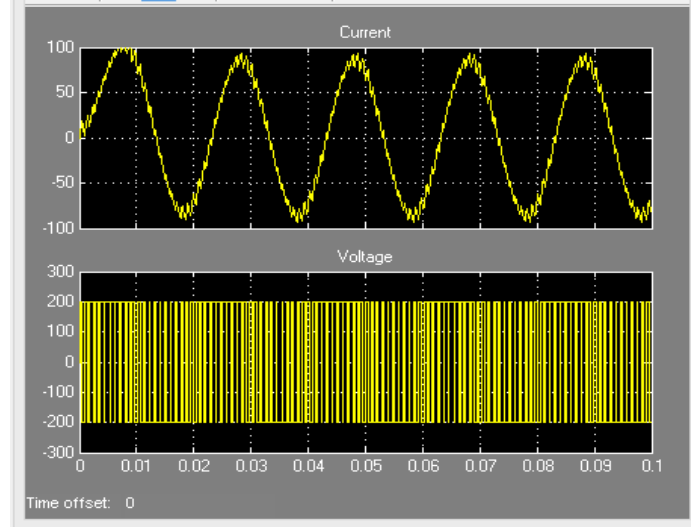
- Bu evirici 2 anahtarlama elemanı ve 2 diyot ile gerçekleştirilir.
- Devre yapısı basit ve ucuzdur. Ancak, orta uçlu bir gerilim kaynağı gerektirir. Böyle bir kaynak pratik olarak pek mümkün olmadığından, bazı özel endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır.
- Elemanlar V_s gerilimine maruz kalır.

Şekil 3.7' de Matlab/Simulink ortamında oluşturulan yarım köprü evirici devresi ve bu eviriciye uygulanacak anahtarlama işaretlerinin devresi verilmiştir.



Şekil 3.7. Matlab/Simulink' de oluşturulmuş yarım köprü evirici ve anahtarlama işaretleri üretme devreleri

Bu evirici çıkış gerilimi bir RL yüküne uygulanmış ve yük uçlarındaki gerilim ile akımın dalga şekilleri Şekil 3.8' de verilmiştir.

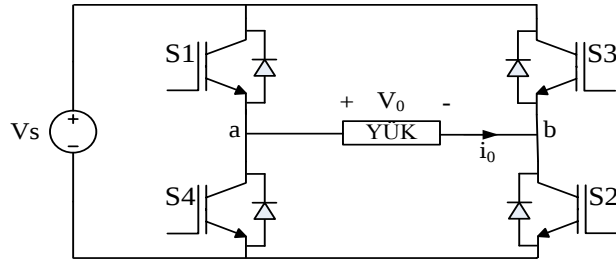


Şekil 3.8. Yarım köprü evirici devresi çıkış dalga şekli

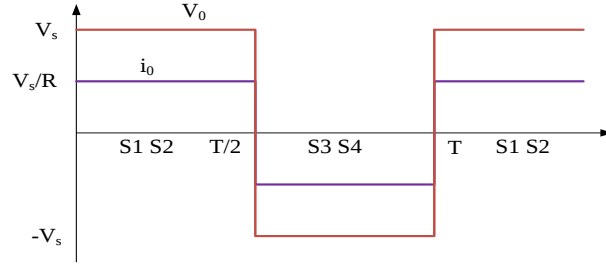
3.3. Tek Fazlı Tam Köprü Evirici

Yarım köprü evirici topolojisi, iki seviyeli çıkış gerilimi üretmek için kullanılan temel topolojidir. Bu topolojide girişte orta uçlu bir gerilim kaynağının bulunması gereklidir. İki seviyeli ve üç seviyeli çıkış gerilimi elde etmek için tam köprü evirici topolojisi kullanılmaktadır.

Tam köprü eviricilerde, yarım köprü yapının aksine çıkış olarak üç seviyeli kare dalga formu elde edilebilir. Yapı basit olarak Şekil 3.9’ da görüldüğü gibi iki ayrı yarım dalga evirici ile oluşturulmaktadır. Tek fazlı tam köprü evirici çıkış gerilimi dalga şekli Şekil 3.10’ da görülmektedir.



Şekil 3.9. Tek fazlı tam köprü evirici devresi



Şekil 3.10. Yükün rezistif olması durumunda evirici çıkış gerilimi ve akımı

Tam köprü topolojide 4 adet anahtarlama elemanı ve 4 adet diyot bulunmaktadır. H-köprüsü olarak da adlandırılan bu topolojide, çıkış gerilimini oluşturmak için 4 ayrı anahtarlama ve bir de belirsiz anahtarlama olmak üzere 5 durum söz konusudur. Belirsiz durum, bütün anahtarların kesimde olduğu zaman aralığında gerçekleşir (Tablo 3.1.) ve çıkış geriliminin $-V_s$ yada $+V_s$ potansiyellerinden hangisinde olacağı önceden kestirilemez.

Yük üzerindeki gerilimi elde etmek için anahtarların çapraz olarak ilettime geçmesi ve kesime gitmesi gerekmektedir. S_1 ve S_2 anahtarları ilettime, S_3 ve S_4 kesimde iken yük üzerindeki gerilim $V_o = V_s$, S_1 ve S_2 anahtarları kesimde, S_3 ve S_4 ilettime iken $V_o = -V_s$ olur. Yük üzerindeki gerilim, V_s genlikli bir kare dalga şeklinde olmaktadır. Tam köprü evirici yapısında 0 seviyesini elde etmek için S_1 ve S_3 anahtarları ilettime iken S_2 ve S_4 anahtarları kesime getirilir veya tam tersi kombinasyon uygulanır.

3.3.1. Anahtarlama durumları

1. ve 2. durumlar aa çıkış gerilimi üretmek için kullanılmaktadır. Bu anahtarlama durumlarını elde etmek için bipolar DGM tekniği kullanılırken, tek kutuplu (unipolar) DGM tekniği ile tablodaki 4 anahtarlama durumu elde edilir.

Evirici rezistif bir yükü beslediğinde çıkış akımı Şekil 3.10' daki gibi çıkış gerilimi ile aynı dalga şekline sahip olacaktır. Bu durumda yük akımının ani olarak yön değiştirebilmesinden dolayı geri besleme diyotlarına ihtiyaç duyulmaz.

Çıkış geriliminin etkin değeri,

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (3.11)$$

olarak ve ani değeri ise Fourier serisiyle,

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (3.12)$$

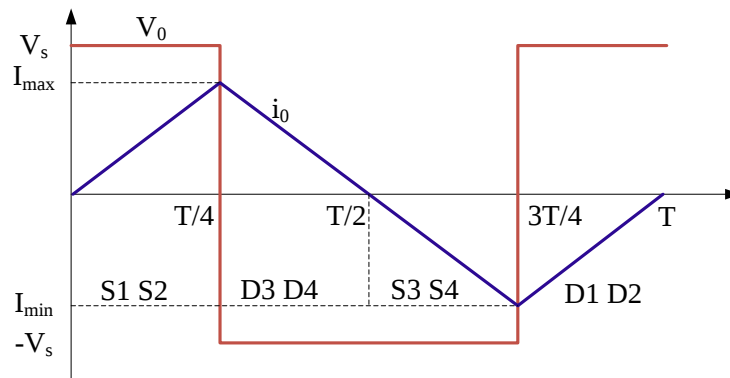
ifade edilir. Temel bileşenin etkin değeri (n=1),

$$V_{01} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.90V_s \quad (3.13)$$

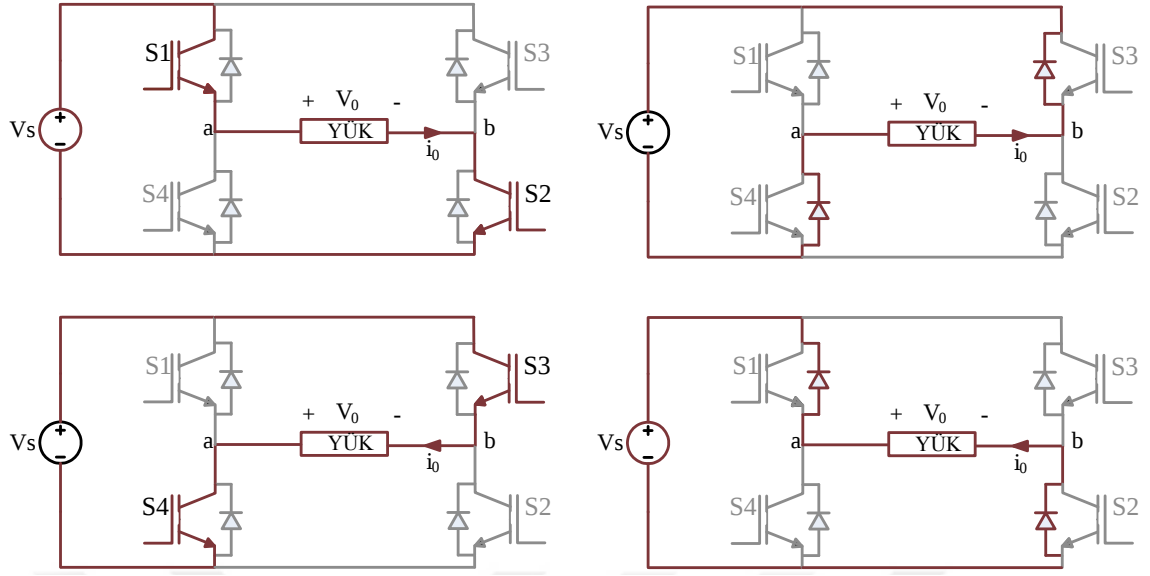
Tablo 3.1. Tam köprü evirici anahtarlama durumları

Durum	Anahtarlama Durumu	V _a	V _b	V _o	İletimdeki Elemanlar
1	S1 ve S2 iletimde	V _s /2	-V _s /2	V _s	i _o >0 → S1 ve S2 i _o <0 → D1 ve D2
2	S3 ve S4 iletimde	-V _s /2	V _s /2	-V _s	i _o >0 → D3 ve D4 i _o <0 → S3 ve S4
3	S1 ve S3 iletimde	V _s /2	V _s /2	0	i _o >0 → S1 ve D3 i _o <0 → D1 ve S3
4	S2 ve S4 iletimde	-V _s /2	-V _s /2	0	i _o >0 → D4 ve S2 i _o <0 → S4 ve D2
5	S1, S2, S3 ve S4 kesimde	-V _s /2	V _s /2	-V _s	i _o >0 → D4 ve D3
		V _s /2	-V _s /2	V _s	i _o <0 → D1 ve D2

Yükün saf indüktif olması durumunda çıkış gerilimi Şekil 3.11’ de görüldüğü gibi iki seviyeli olarak, yarım köprü ile aynı olup sadece çıkış gerilimi V_s/2 yerine V_s olmaktadır. Bu durumda anahtarlama durumları Şekil 3.12’ deki gibi olmaktadır.

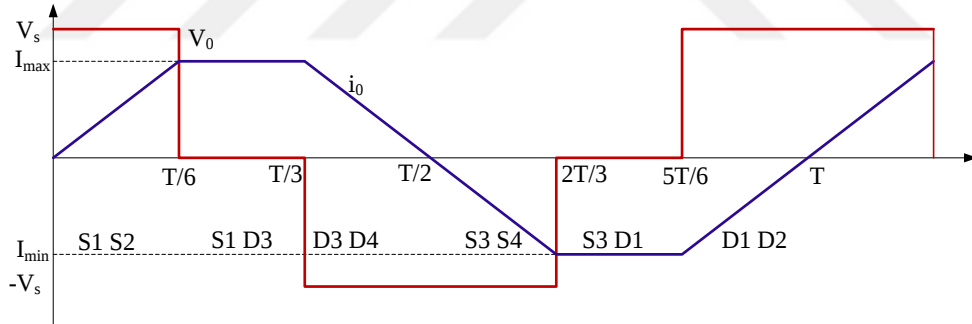


Şekil 3.11. Saf indüktif yük durumunda tam köprü evirici çıkış gerilimi ve akımı



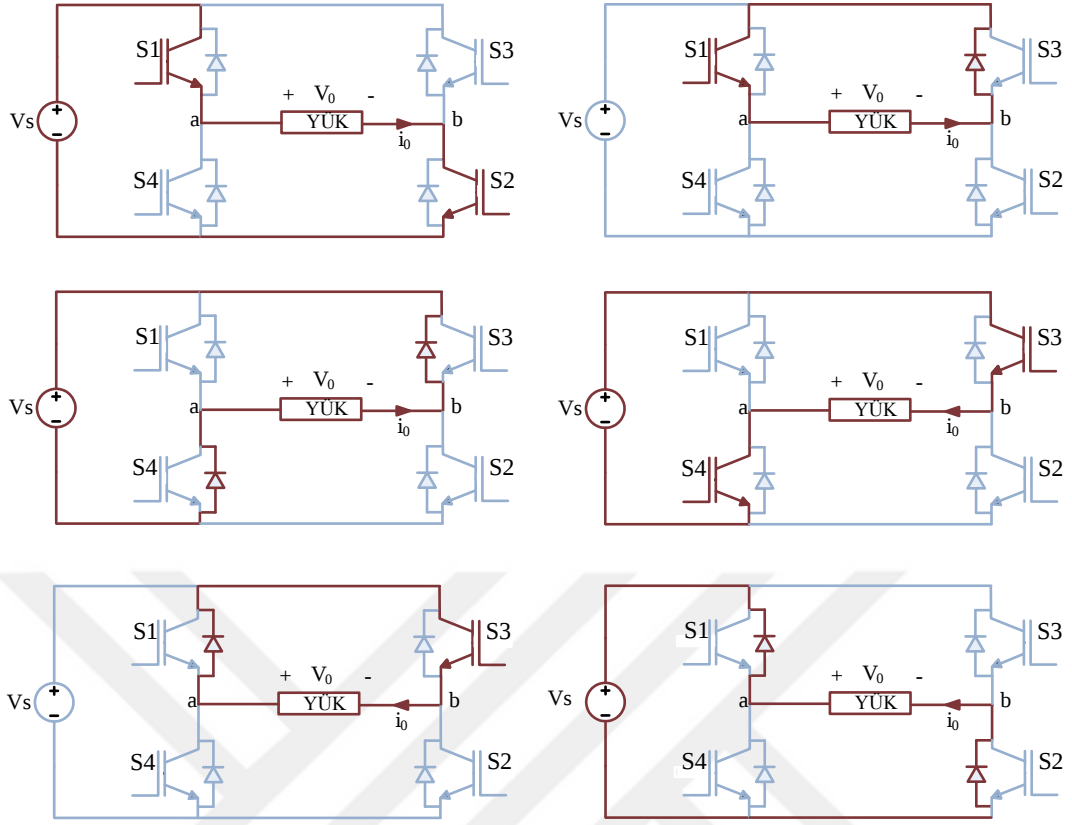
Şekil 3.12. Tam köprü evirici anahtarlama durumları

Yükün saf indüktif olması durumunda üç seviyeli çıkış gerilimi ise Şekil 3.13’ deki gibi olmaktadır. Bu durumdaki anahtarlama durumları ise Şekil 3.14’ de verilmiştir.



Şekil 3.13. Saf indüktif yük durumunda tam köprü evirici çıkış gerilimi ve akımı

$[T/6-T/3]$ ve $[2T/3-5T/6]$ periodları süresince indüktans akımı transistör ve diyotlar üzerinden sebest dolaşır. indüktans içerisinde depolanan manyetik enerjinin bu kısa sürede sönmesi için yeterli direnç olmadığından, indüktans akımı sabit kalmaktadır.



Şekil 3.14. İndüktif yüklü kısmi kare dalga çıkışlı evirici anahtarlama durumları

Yük olarak RL kullanıldığında ani yük akımı, i_0

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (3.14)$$

şeklinde elde edilir. Burada $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Kayıplar ihmal edildiğinde, giriş gücü çıkış gücüne eşit olduğundan,

$$v_s(t)i_s(t) = v_0(t)i_0(t) \quad (3.15)$$

yazılabilir. Yüksek anahtarlama frekansı ve indüktif yük için, yük akımı i_0 ve çıkış gerilimi sinüzoidal forma yakındır. Kaynak gerilimi $V_s(t) = V_s$ sabit olduğundan, kaynaktan çekilen akım,

$$i_s(t) = \frac{1}{V_s} \sqrt{2} V_{01} \sin(\omega t) \sqrt{2} I_0 \sin(\omega t - \theta_1) \quad (3.16)$$

yazılabilir. Bu ifade sadeleştirildiğinde,

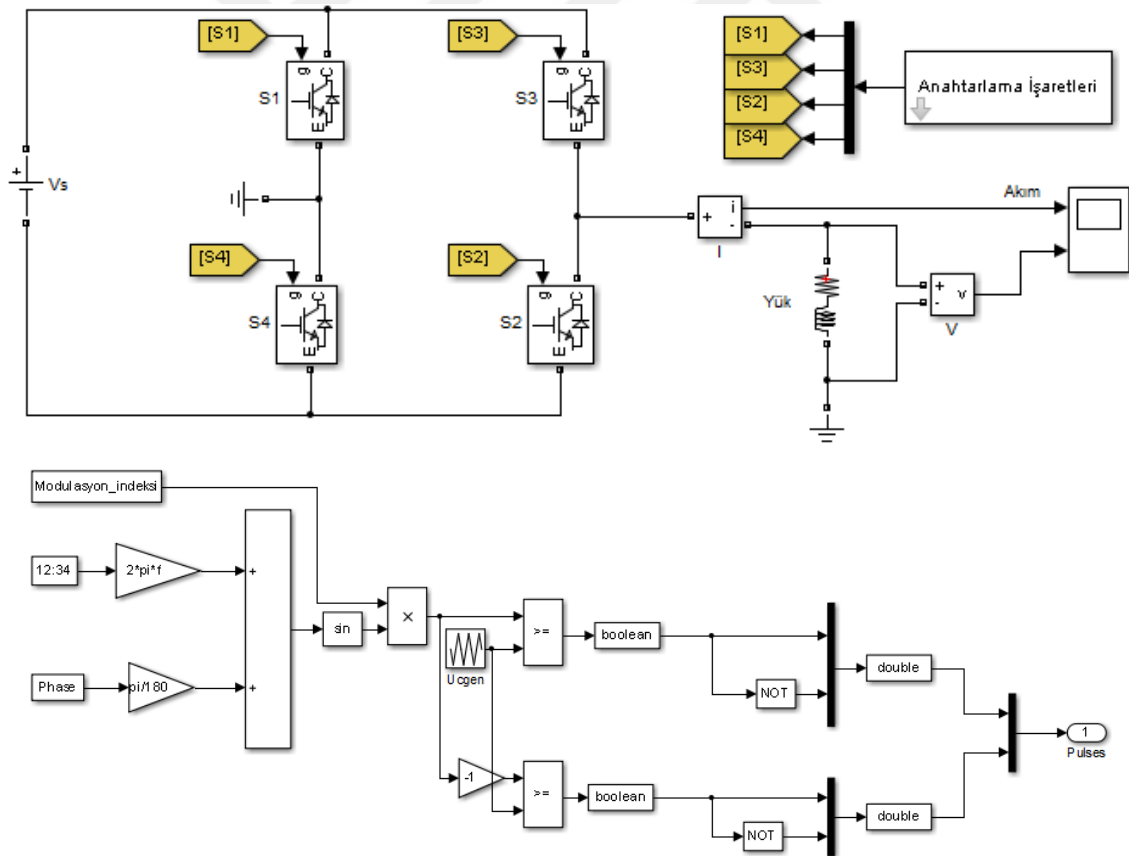
$$i_s(t) = \frac{V_{01}}{V_s} I_0 \cos(\theta_1) - \frac{V_{01}}{V_s} I_0 \cos(2\omega t - \theta_1) \quad (3.17)$$

elde edilir. Burada V_{01} , çıkış gerilimi temel bileşeni etkin değeri; I_0 , yük akımının etkin değeri, θ_1 ise temel bileşen frekansındaki yük empedans açısıdır.

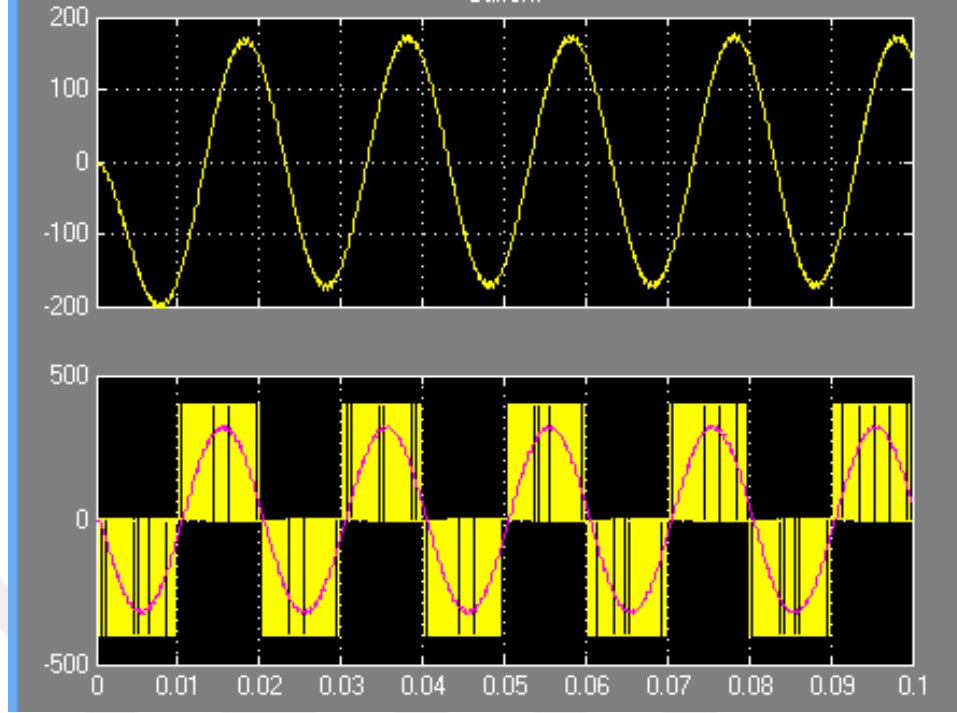
Burada, ortalama akımla aynı genliğe sahip ikinci bir harmonik akımının olduğu da görülmektedir. Bu harmonik DA gerilim kaynağına geri gönderilmektedir.

Şekil 3.15’ de Matlab/Simulink ortamında oluşturulan yarım köprü evirici devresi ve bu eviriciye uygulanacak anahtarlama işaretlerinin devresi verilmiştir.

Bu evirici çıkış gerilimi bir RL yüküne uygulanmış ve yük uçlarındaki gerilim ile akımın dalga şekilleri Şekil 3.16’ de verilmiştir.

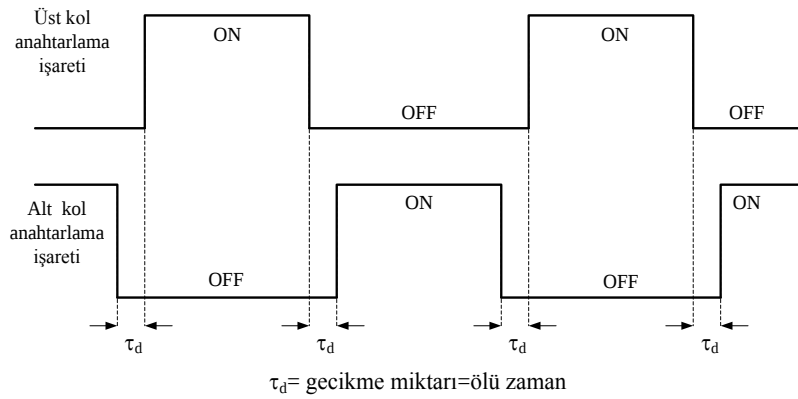


Şekil 3.15. Tam köprü evirici ve anahtarlama işaretleri üretme devresi



Şekil 3.16. Tam köprü evirici devresi çıkış akım ve gerilimi dalga şekli

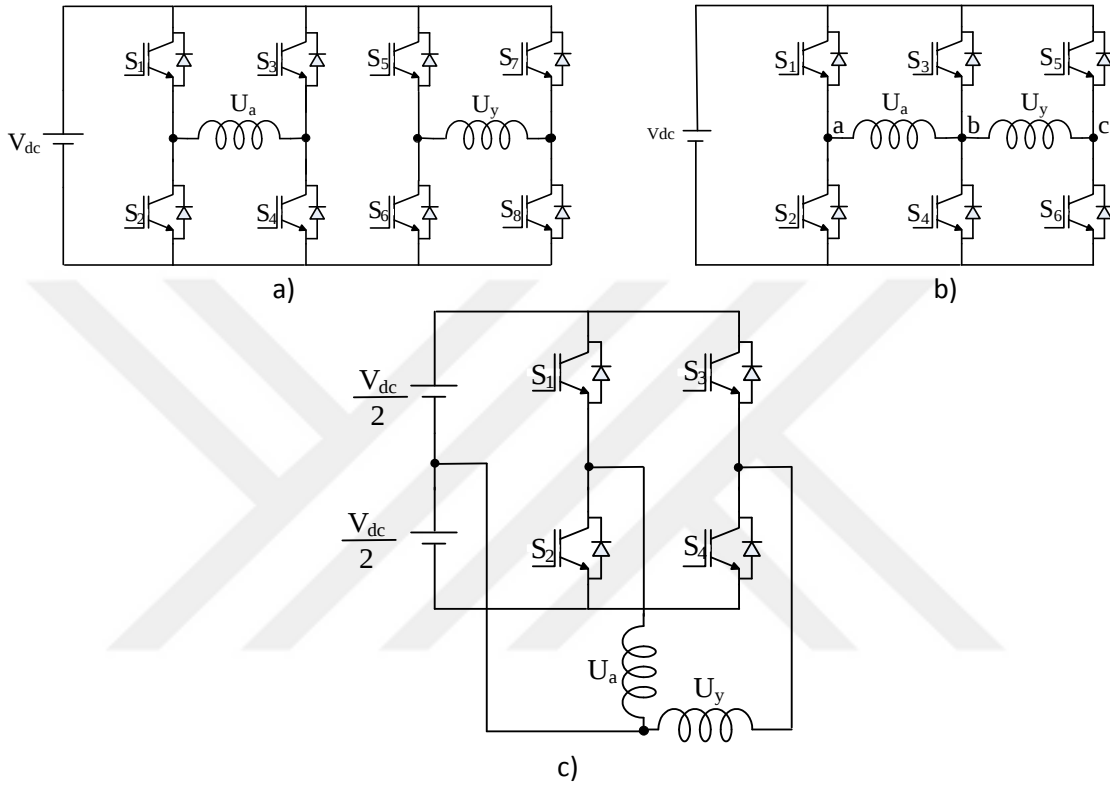
Tam köprü evirici devresinde de aynı koldaki anahtarlardan sadece bir tanesinin iletimde tutulması gerekmektedir. Aynı koldaki iki anahtarlama elemanının aynı anda iletimde kalıp kısa devre oluşturmasını engellemek amacıyla, kesime girmekte olan eleman ile iletime girecek olan elemanın tetiklenmesi arasında minimum bir gecikme zamanı (ölü zaman, t_d) olmalıdır (Şekil 3.17.). Bu gecikme süresi, anahtarlama elemanlarının karakteristikleri dikkate alınarak belirlenmektedir.



Şekil 3.17. Anahtarlama işaretleri arasındaki ölü zaman

3.4. Tek Fazlı Asenkron Motorlar İçin Kullanılan Evirici Yapıları

Tek fazlı asenkron motor sürücüleri için farklı evirici topolojileri önerilmiştir. Bu topolojiler Şekil 3.18’ de verilmiştir [14-17].



Şekil 3.18. Tek fazlı indüksiyon motor sürücülerinde kullanılan evirici topolojileri a) 4-kollu evirici b) 3-kollu evirici c) 2-kollu evirici

Birinci topoloji iyi bir performans sağlamasına rağmen sekiz tane anahtarlama elemanı kullanıldığından ekonomik olmamaktadır. Şekil 3.17-a’ da görüldüğü üzere eviricinin dört kolu bulunmaktadır. Her kolda iki adet anahtarlama elemanı bulunmaktadır. 4-kollu gerilim kaynaklı eviricin iki koluna tek fazlı motorun ana sargısı diğer iki koluna ise yardımcı sargısı bağlanmaktadır. Bu yapıda bir fazlı H-köprü eviriciler kullanılmaktadır.

Üçüncü topolojide performans daha zayıftır, ancak dört anahtarlama elemanı kullanıldığı için daha ekonomiktir. Bu topoloji ancak iki adet güç kaynağı bulunan uygulamalarda kullanılabilir. İki güç kaynağının bulunmadığı uygulamalarda ise iki adet yüksek kapasiteli kondansatör ve bu kondansatörlerin eşit şarj olmasını sağlayacak

ekstra bir devreye ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durumda da 3-kollu eviricinin kullanımının daha uygun olduğu ortaya çıkmaktadır.

Kullanılan bu topolojilerde ana sargı ve yardımcı sargıya uygulanacak gerilimler arasında 90° faz farkı oluşturulmalıdır. Birbirinden 90° faz farklı iki sinüzoidal işaretin ortak bir taşıyıcı üçgen dalga ile karşılaştırılması sonucu iki fazlı dgm işaretleri elde edilebilmektedir.

Anahtarlama kayıpları sürücü sistemleri tasarlanırken dikkate alınması gereken önemli bir kriterdir. Çünkü evirici çıkış gücü seviyesi ile anahtarlama frekansı üzerinde etkili olmaktadır. Evirici toplam kayıplarının büyük bir kısmını anahtarlama kayıpları oluşturmaktadır. Anahtarlama frekansındaki azalma evirici maksimum çıkış gücünün artmasına sebep olmakla birlikte motor ve şebeke tarafında harmonik bozulmalara sebep olabilmektedir [49]. Bu durumda her iki durumu da dikkate alarak en iyi anahtarlama frekansı belirlenmelidir.

4. EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİNİN KONTROLÜ ve MODÜLASYON TEKNİKLERİ

4.1. Giriş

Eviriciler, girişindeki DA gerilimi, istenen genlik ve frekanslı AA çıkış gerilime dönüştürürler. Elde edilen çıkış gerilimi sabit veya değişken frekanslı olabilmektedir. Çıkışta değişken bir gerilim elde edilmek istenirse, giriş DA gerilimi değiştirilebilir. Giriş DA geriliminin değiştirilmesi söz konusu değil ise, çıkış gerilimi, çeşitli modülasyon yöntemleri kullanılarak evirici kazancının değiştirilmesiyle ayarlanarak değiştirilebilir. Bir güç elektroniği dönüştürücüsündeki elektronik anahtarları bir durumdan diğerine geçirme işlemi, modülasyon işlemi olarak adlandırılmaktadır. Evirici kazancı, çıkış AA geriliminin giriş DA gerilimine oranı olarak tanımlanmaktadır.

DA bir gerilimden istenilen seviyede ve frekansta AA gerilim üreten eviricilerin çıkış geriliminin kontrolü için birçok yöntem bulunmaktadır.

Bu yöntemlerden en yaygını geleneksel Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) yöntemidir. Güç kaynağına bağlı bir anahtarın açılıp kapatılmasıyla yüke uygulanan gerilimin efektif değerinin değiştirilmesine dayalı basit bir yöntemdir.

Değişik yük tipleri için, yüksek kaliteli gerilim ve akım elde etmek için, eviricilerin anahtarlama modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. Bu modülasyon teknikleri ile eviricilerin anahtarlama elemanları kontrol edilerek evirici çıkışında istenilen genlik ve frekansta ve istenilen kalitede gerilimler elde edilebilmektedir.

Eviricilerin önemli bir problemi harmonikler oluşturmalarıdır. Bu harmonikler elektrik şebekesi ve bağlı cihazlar üzerinde olumsuz etkiler oluştururlar. Bu olumsuz etkilerin bazıları elektrikli cihazların ömrünün kısılması, güç kayıplarının artması ve bu cihazlar tarafından fazladan ısınmaların ortaya çıkması şeklinde sayılabilir [50,51]. Dolayısı ile bu harmoniklerin azaltılması gerekmektedir. Darbe genişlik modülasyonlu eviricilerin oluşturduğu gerilim harmoniklerinin azaltılmasında kullanılan yöntemlerden biri paralel pasif LC filtresi kullanmaktır. Ancak düşük dereceli harmoniklerin azaltılmasında LC filtre kullanılması güç kayıplarının artması, fiziksel boyutun artması ve maliyetin artması gibi olumsuz etkiler oluşturmakta ve çıkış gerilimini yüke bağımlılığını da artırmaktadır [52].

Literatürde, geniş lineer modülasyon bölgesi, minimum anahtarlama kayıpları, iyileştirilmiş (yüksek) verim, kolay gerçeklemeyi amaçlayan birçok darbe genişlik modülasyon teknikleri önerilmiştir [48,50,53,54]. Bunlar;

1. Taşıyıcı tabanlı modülasyon sistemleri

- i. Tek Darbe Genişlik Modülasyonu
- ii. Çoklu Darbe Genişlik Modülasyonu
- iii. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)
 - a. Unipolar (Tek Kutuplu)
 - b. Bipolar (İki Kutuplu)
- iv. Modifiye (Değiştirilmiş) Darbe Genişlik Modülasyonu (MDGM)
- v. Rasgele Darbe Genişlik Modülasyonu (RDGM)
- vi. Harmonik İlaveli Darbe Genişlik Modülasyonu
- vii. Uzak Vektör Modülasyonu

2. Taşıyıcısız Modülasyon Teknikleri

- i. Delta Modülasyonu
- ii. Seçilen Harmonik Eliminasyonu

3. İyileştirilmiş performans sunan aşağıdaki modülasyon teknikleri de sıklıkla kullanılmaktadır

- i. Trapezoidal modülasyon [55].
- ii. Merdiven modülasyon [56]
- iii. Kademeli modülasyon [57]
- iv. Dalgacık Modülasyonu [58]

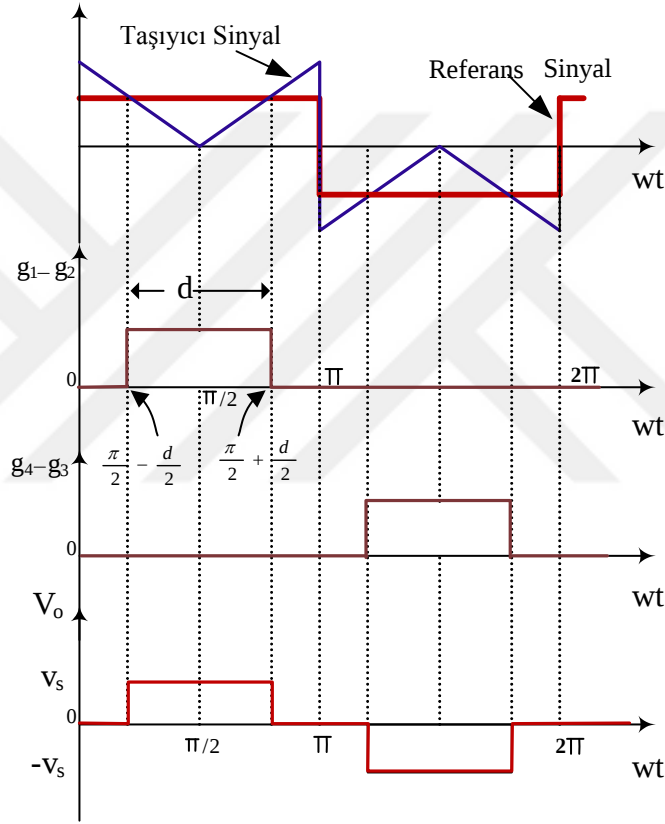
Bütün bu modülasyon tekniklerinin amacı, evirici anahtarlama elemanlarını kontrol ederek, evirici çıkışındaki gerilim ve akımın mümkün olduğunca sinüs dalgasına yakın olmasını sağlamaktır. Genel bir ifade ile temel amaç, harmonik bozulmanın azaltılması ve çıkış gerilimi genliğinin artırılmasıdır.

Bu tekniklerin kaliteleri aşağıdaki faktörler tarafından belirlenebilmektedir [59].

- i. Temel bileşenin genliği
- ii. Evirici çıkışının harmonik içeriği
- iii. Harmoniklerin kaynağa etkisi
- iv. Anahtarlama kayıpları
- v. Kontrol edilebilirlik
- vi. Gerçekleme

4.2. Tek Darbe Genişlik Modülasyonu

Darbe Genişlik Modülasyonu, modülasyon tekniklerinin ilk geliştirilenidir. Tek darbe genişlik modülasyonunda her bir yarım periyotta sadece bir tane darbe vardır. Bu darbenin genişliği değiştirilerek evirici çıkış gerilimi kontrol edilir. Anahtarlama işaretleri referans işaret olarak kullanılan dikdörtgen bir dalga şekli ile taşıyıcı sinyal olarak kullanılan üçgen bir dalga şeklinin karşılaştırılması sonucu elde edilmektedir (Şekil 4.1).

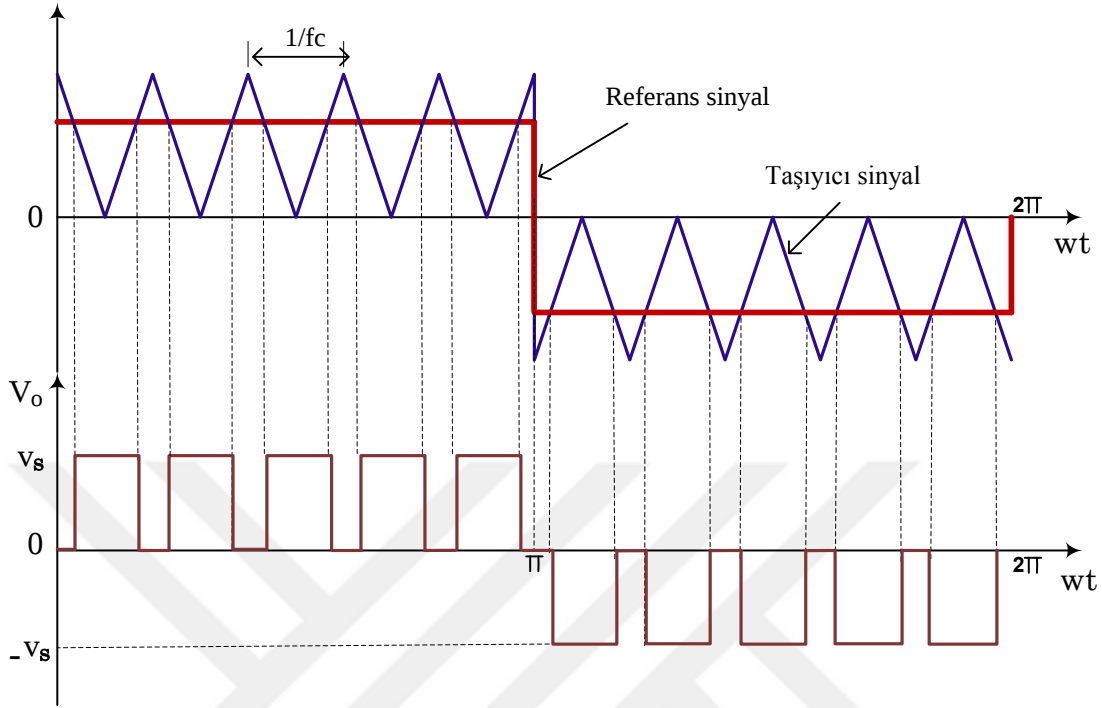


Şekil 4.1. Tek darbe genişlik modülasyonu, kapı işaretleri ve çıkış gerilimi

4.3. Çoklu Darbe Genişlik Modülasyonu

Anahtarlama işaretleri üretmek için dikdörtgen şeklindeki referans sinyal ile üçgen dalga şekline sahip taşıyıcı bir sinyal karşılaştırılmaktadır (Şekil 4.2). Taşıyıcı sinyalin frekansı her bir yarım periyottaki darbelerin sayısını belirlemektedir. Bu modülasyon tipi

aynı zamanda düzenli DGM tekniği olarak bilinir. Çıkış geriliminin her bir yarım periyodunda birkaç darbe kullanılması ile harmonikler azaltılabilmektedir.



Şekil 4.2. Çoklu darbe genişlik modülasyonu ve çıkış gerilimi

4.4. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)

Bu modülasyon tekniğinde, istenen çıkış gerilimi bir sinüs dalgası olduğundan modüle edici bir sinüzoidal kontrol gerilimi ile (referans sinyal) (A_r) ile daha yüksek frekanslı (f_c) bir üçgen sinyal (taşıyıcı sinyal) (A_c) karşılaştırılarak anahtarlama işaretleri elde edilir ve her darbenin genişliği sinüs dalgasının genliğine göre değişir (Şekil 4.3). Bu işaretlerin genliklerinin oranı (A_r/A_c) modülasyon indeksi (M_I) olarak ifade edilir ve çıkış geriliminin değeri modülasyon indeksi ile doğru orantılıdır. Referans sinyalin frekansı evirici çıkış frekansını belirler ve referans sinyalin genliği, çıkış geriliminin efektif değerini kontrol eder. Yani referans sinyalin genliği ve frekansı değiştirilerek evirici çıkışında değişken frekans ve genlikli bir işaret elde edilir.

Burada iki temel tanım bulunmaktadır. A_r , referans sinüzoidal gerilimin genliği, A_c , taşıyıcı üçgen dalganın genliği, f_r , referans sinüzoidal gerilimin frekansı, f_c , taşıyıcı üçgen dalganın frekansı olup, referans sinüzoidal gerilimin genliğinin taşıyıcı üçgen dalganın genliğine oranı modülasyon indeksi,

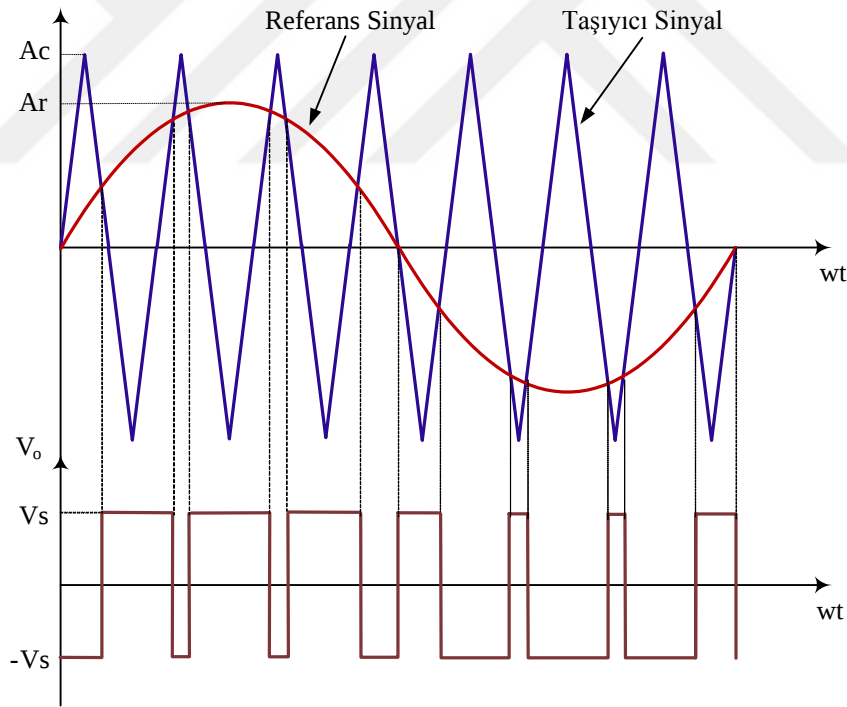
$$M_I = \frac{A_r}{A_c} \quad (4.1)$$

ve taşıyıcı üçgen dalganın frekansının, referans sinüzoidal gerilimin frekansına oranı ise modülasyon oranı

$$M_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (4.2)$$

olarak tanımlanmaktadır. Bu oranın tam sayı olması durumunda sistem senkron, aksi durumda asenkron olarak adlandırılmaktadır.

Avantaj ve dezavantajları kıyaslandığında en yaygın olarak kullanılan geleneksel modülasyon tekniğidir. Dijital olarak gerçekleştirilmesi ve kontrolünün kolay olması, en önemli avantajı olarak söylenebilmektedir.



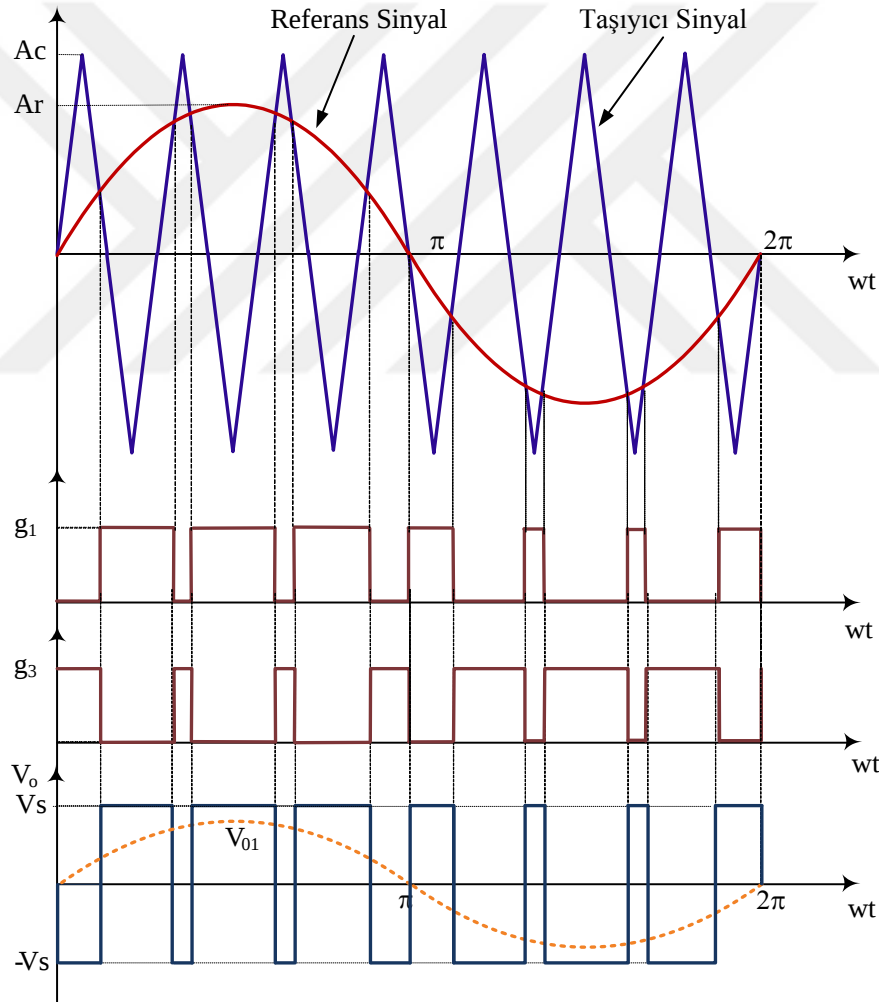
Şekil 4.3. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

Temel bileşenin genliğinin zayıflaması, toplam harmonik bozulmanın azaltılması için artırılan anahtarlama frekansının anahtarlama kayıplarını artırması, yüksek frekanslı yüksek genlikli harmonik bileşenlerin oluşması dezavantaj olarak sayılabilir.

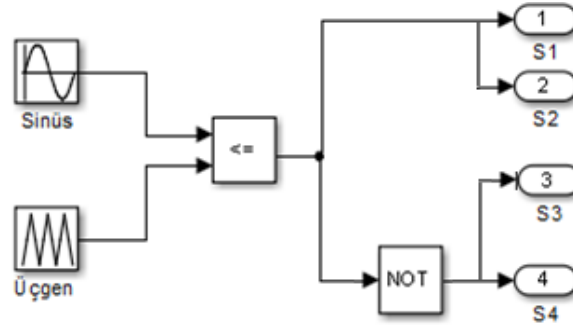
4.4.1. İki Kutuplu (Bipolar) DGM Evirici

Aynı evirici kolundaki üst ve alt anahtarlardan, bir anahtar açık ve diğeri kapalı olarak tamamlayıcı bir şekilde çalışırlar. Bu nedenle, sinüzoidal referans dalga ile üçgen taşıyıcı dalganın karşılaştırılmasıyla üretilen sadece iki bağımsız anahtarlama işareti kullanılır (Şekil 4.4).

Evirici çıkış gerilimi dalga formu V_s ile $-V_s$ gerilimi arasında geçiş yaptığından bu iki kutuplu (bipolar) dalga genişlik modülasyonu olarak adlandırılır. İki kutuplu DGM Simulink programı Şekil 4.5’ de gösterildiği gibidir.



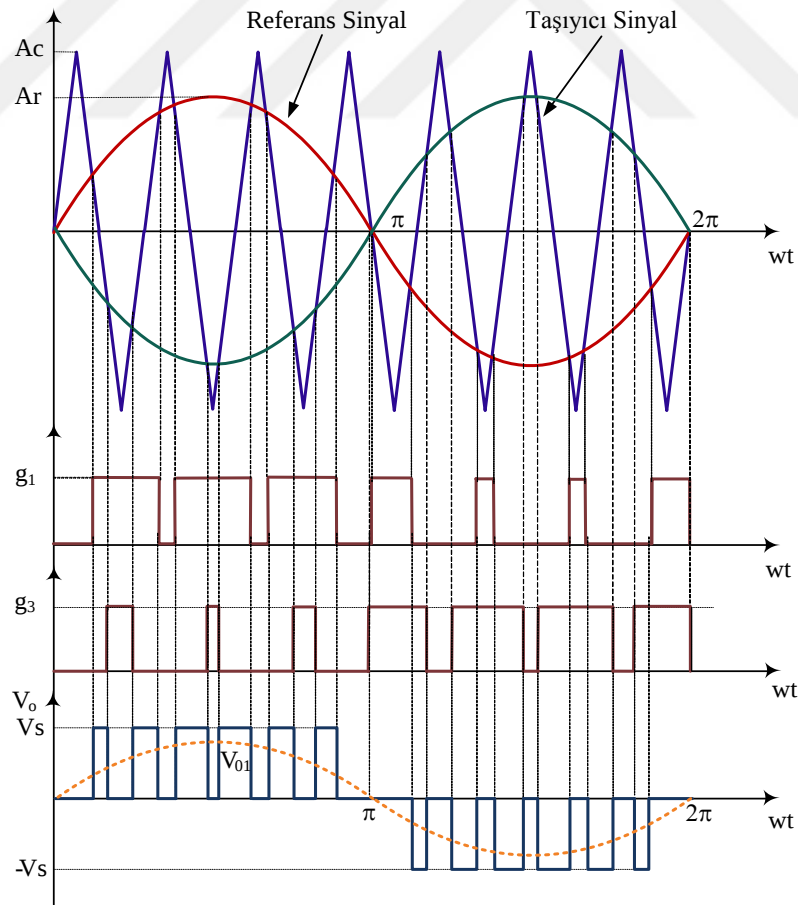
Şekil 4.4. İki kutuplu DGM elde edilmesi



Şekil 4.5. İki kutuplu DGM Simulink programı

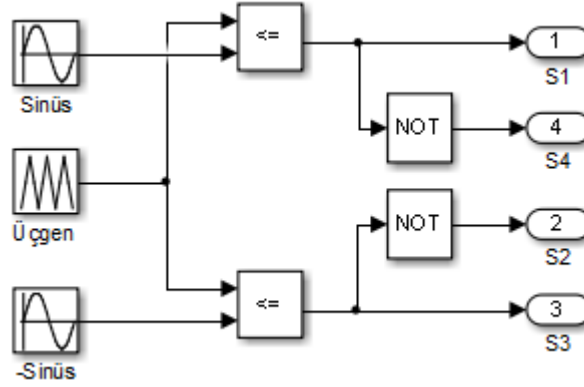
4.4.2. Tek Kutuplu (Unipolar) DGM Evirici

Aynı Genlik ve frekanslı ancak 180° faz farklı iki referans sinüzoidal dalga ile üçgen bir ortak taşıyıcı dalga karşılaştırılarak üstteki iki anahtar S_1 ve S_3 için iki anahtarlama işaretleri üretilir (Şekil 4.6).



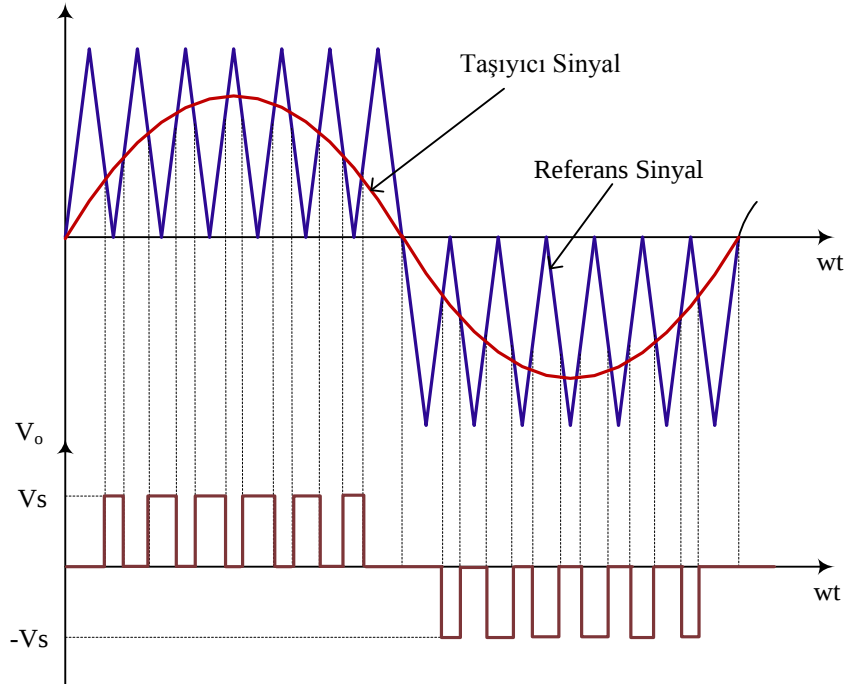
Şekil 4.6. Tek kutuplu DGM elde edilmesi

Çıkış gerilimi, $V_o = V_s(g_1 - g_3)$ tür. Temel frekansın pozitif yarım periyodunda evirici çıkışı $+V_s$ ve sıfır, negatif yarım periyodunda ise $-V_s$ ve sıfır arasında anahtarlanmaktadır. Bu yüzden tek kutuplu (unipolar) olarak adlandırılmaktadır. Tek kutuplu DGM Simulink programı Şekil 4.7’ de gösterildiği gibi olup, anahtarlama az olduğundan, anahtarlama kayıpları da az olmaktadır.



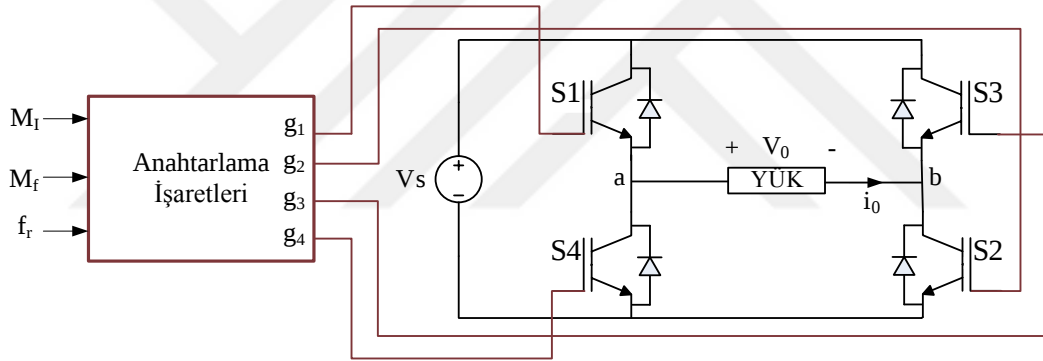
Şekil 4.7. Tek kutuplu DGM Simulink programı

Aynı anahtarlama işaretleri Şekil 4.8’ deki gibi tek yönlü üçgen taşıyıcı kullanarak üretilebilir.



Şekil 4.8. Tek yönlü üçgen taşıyıcı ile tek kutuplu DGM elde edilmesi

Referans sinyalin genliği ve frekansı değiştirilerek evirici çıkışında değişken frekans ve genlikli bir işaret elde edilmektedir. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonlu bir evirici, bir işaretin genliğini, frekansını ve harmonik içeriğini kontrol etmenin en kolay yöntemlerinden biridir. Şekil 4.9' daki blok diyagramında görüldüğü gibi, kontrol değişkenleri olarak modülasyon indeksi M_I , modülasyon frekans oranı M_f ve referans işaretin frekansı f_r kullanılmaktadır. Genliği değiştirmek için, M_I 0 ila 1 arasında değiştirilir. Çıkış gerilimi temel bileşenin genliği $M_I \cdot V_s$ olacaktır. Çıkış işaretinin frekansı ise referans işaretin frekansı f_r ile aynı olup, f_r değiştirilerek çıkış işaretinin frekansı değiştirilmektedir. Çıkış işaretinin harmonik içeriği ise modülasyon frekans oranı M_f değiştirilerek kontrol edilmektedir. Harmonik bileşenler M_f frekansı ve katlarında oluşmaktadır. M_f in artırılması ile harmoniklerin oluşacağı frekanslar artırılmaktadır. Basit bir alçak geçiren filtre ile yüksek dereceli harmonikler bastırılabilir.



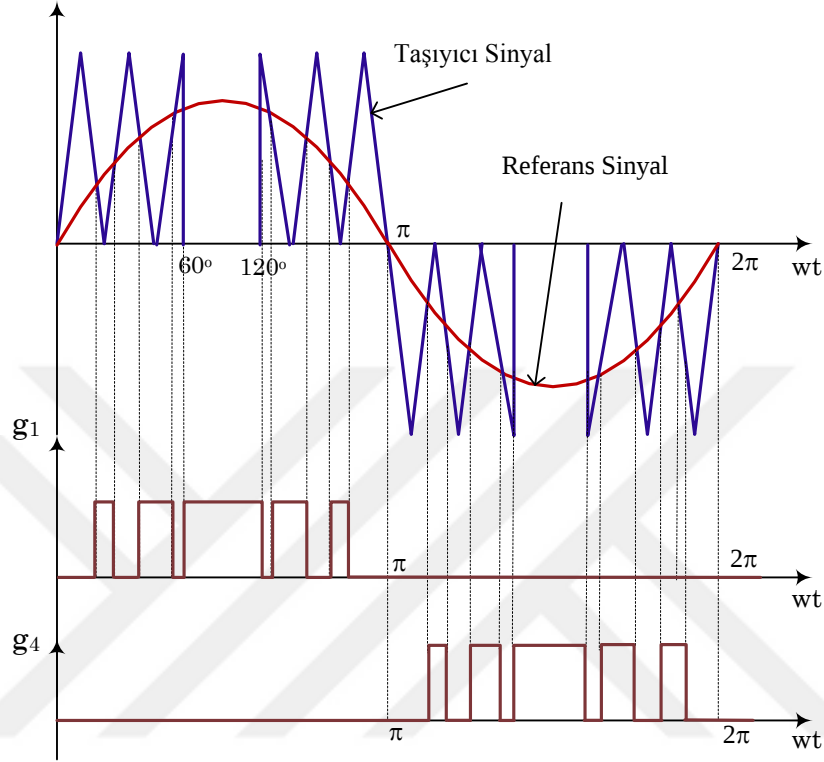
Şekil 4.9. Bir işaretin evirici ile genliğinin, frekansının ve harmonik içeriğinin kontrol edilmesi

4.5. Modifiye (Değiştirilmiş) Darbe Genişlik Modülasyonu (MDGM)

Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu ile üretilen anahtarlama işaretlerinin sinüs dalgasının tepesinin yakınındaki darbelerin genişlikleri modülasyon indeksi ile fazla değişmediğinden DGM tekniği taşıyıcı dalganın her yarı periyodunun ilk ve son 60° aralıklarına uygulanır.

Bu yöntemde, lineer modülasyon aralığını genişletmek için, $(0^\circ-60^\circ)$ ve $(120^\circ-180^\circ)$ arasında var olan ve $(60^\circ-120^\circ)$ arasında olmayan üçgen bir taşıyıcı sinyal ile sinüzoidal bir dalga şekli karşılaştırılmaktadır (Şekil 4.10). Bu modülasyon tekniği ile temel bileşenin

genliği artırılır ve harmonik içerik iyileştirilir. Anahtarlama sayıları azaltıldığından anahtarlama kayıpları da azalmaktadır.



Şekil 4.10. Modifiye (Değiştirilmiş) Sinüzoidal DGM

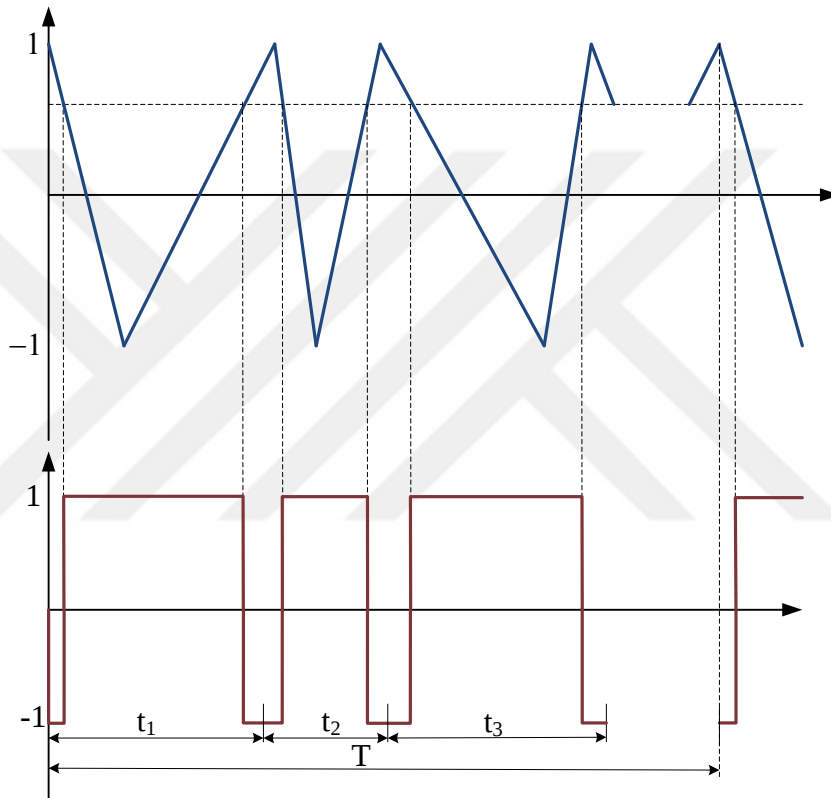
4.6. Rastgele Darbe Genişlik Modülasyonu (RDGM)

Bu metot darbe genişlik modülasyonlu motor sürücülerindeki mekanik titreşimi minimuma indirmek için kullanılmış bir metottur. [60]. Bu yöntemde ya darbe pozisyonu ya da anahtarlama frekansı rastgele değiştirilmektedir [61-63]. Evirici çıkış gerilimi düzgün bir gerilim olurken harmonikler önemli ölçüde azalmaktadır. Rastgele darbe genişlik modülasyonunda üç temel kavram vardır [64]. Bunlar,

4.6.1. Anahtarlama Frekansının Rastgele Oluşturulması

Anahtarlama frekansının rastgele oluşturulması, RDGM' nin en yaygın kullanılandır. Normal veya doğal örnekleme modunda gerçekleştirilebilir. Eviricilerde kullanılan düzenli

örnekleme modu, çıkış frekansının çevrim başına anahtarlama aralıkları olan bir tam sayı N ile karakterize edilir. N , döngüden döngüye rastgele olarak değiştirilebilir. Doğal örnekleme yöntemi, klasik üçgenleştirme veya DGM uzay vektörü yöntemi kullanılarak elde edilir. Üçgenleştirme yönteminde, referans gerilim sinyalinin karşılaştırıldığı üçgen taşıyıcı sinyal rastgele değişen bir eğimle üretilir. Şekil 4.11, bu rastgele yöntemi kullanan bir üçgen taşıyıcı sinyali göstermektedir.



Şekil 4.11. Rastgele eğimli üçgen taşıyıcı sinyal

4.6.2. Darbe Pozisyonlarının Rastgele Oluşturulması

Rastgele darbe pozisyonunda, anahtarlama sinyallerinin darbeleri rastgele bireysel anahtarlama aralıklarına yerleştirilir. En basit yaklaşım, ileri-geri (lead-lag) RDGM olarak adlandırılan sadece iki olası konumun rastgele seçilmesini içermektedir. Şekil 4.12, bu anahtarlama darbelerinin bir örneğidir.



Şekil 4.12. Rastgele DGM anahtarlama darbeleri

4.6.3. Anahtarlamanın Rastgele Yapılması

Rastgele anahtarlama yönteminde, düzgün olasılık dağılımına sahip olan rastgele kesirli sayılar, r , frekans çeviricinin ayrı fazları için anahtarlama sinyallerinin istenen görev oranı ile karşılaştırılır. Düşük modülasyon değerlerinde kalitesinin hızlı bozulması gibi önemli bir dezavantaja sahiptir [60].

4.7. Harmonik İlaveli Darbe Genişlik Modülasyonu

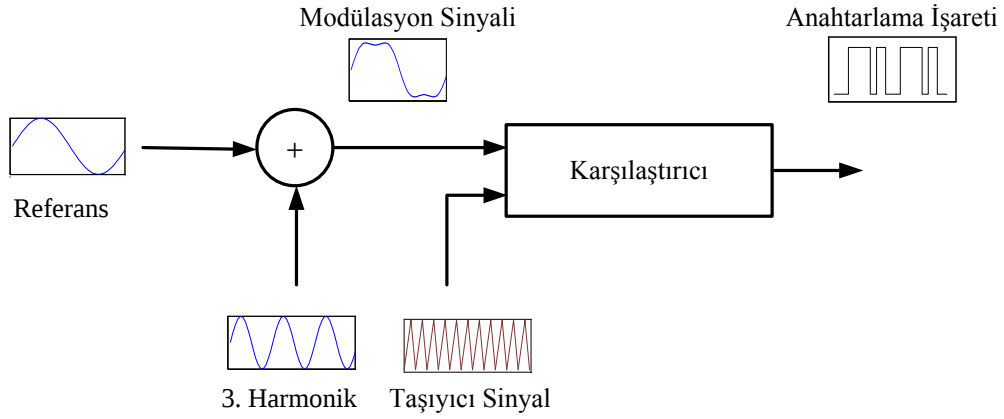
Bu darbe genişlik modülasyon tekniğinde, sinüs dalgasına belirli harmonikler eklenerek modülasyon işareti oluşturulur. Bu şekilde elde edilen modülasyon dalga şekli ile çıkış geriliminde daha az bozulma olmakta ve yüksek genlikli temel bileşen elde edilmektedir. Üç ve dokuzuncu harmoniklerin ilavesi ile elde edilen modülasyon sinyalinin ifadesi,

$$V_r = 1.15 \sin \omega t + 0.27 \sin 3\omega t - 0.029 \sin 9\omega t \quad (4.3)$$

şeklindedir. Harmonik ilavesinde harmonik bileşenlerin katsayıları önemli olmaktadır. Üçüncü harmonik eklenmesinde bu harmoniğin katsayısı temel harmoniğin 1/6'sı kadardır [65].

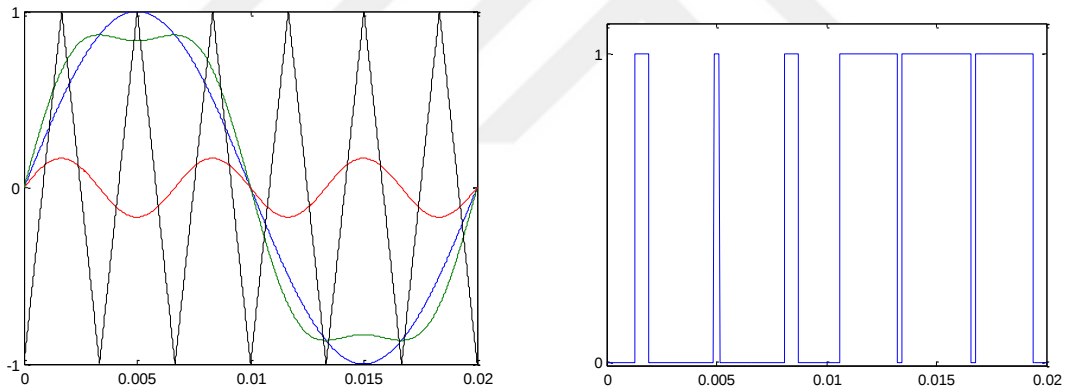
$$V_r = 1.15 \sin \omega t + 0.19 \sin 3\omega t \quad (4.4)$$

Harmonik ilavesi, darbe genişlik modülasyonu kazancının artırılması için uygulanan bir yöntemdir. Bu yöntem ile temel sinüs dalgası üzerine üçüncü harmonik eklenerek elde edilen kontrol sinyali, testere dişi taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılmaktadır (Şekil 4.13).



Şekil 4.13. Harmonik ilaveli modülasyon blok şeması

Üçüncü harmoniğin ilavesi ile oluşturulmuş modülasyon sinyali, taşıyıcı sinyal ve elde edilen DGM, Şekil 4.14’ de görülmektedir.



Şekil 4.14. Üçüncü harmonik ilavesi ile elde edilen modülasyon sinyali

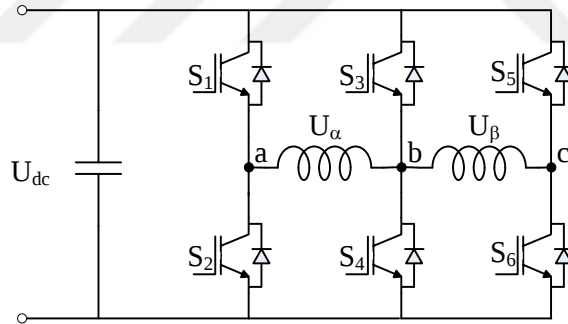
Bu şekilde elde edilen referans işaret sinüzoidal olmayıp hem temel bileşen hem de üçüncü harmonik bileşenden oluşmaktadır. Sonuç olarak elde edilen referans işaretin tepeden tepeye genliği DA kaynak gerilimini aşamaz ancak temel bileşen kaynak geriliminden daha büyük olmaktadır. Bu şekilde elde edilen kazanç sinüzoidal darbe genişlik modülasyonuna göre %15 daha fazla olmaktadır [65].

4.8. Uzak Vektör Modülasyonu

İstenilen sinüzoidal çıkış gerilimini, en az anahtarlama kaybı ve minimum toplam harmonik bozulma ile elde etmek için kullanılan yöntemlerden biri uzak vektör darbe genişlik modülasyon yöntemidir [66-72]. Bu yöntemde evirici anahtarlarının her bir anahtarlama durumu bir vektör ile belirtilir ve bu vektörlerin kombinasyonları ile uygun anahtarlama şekli belirlenir.

Uzak vektör DGM tekniğinde anahtarların iletim ve kesim süreleri dijital olarak hesaplanıp, oluşturulan tablolara yazıldığından sinüzoidal DGM tekniğindeki gibi taşıyıcı ve referans dalga şekillerine ihtiyaç yoktur ve herhangi bir karşılaştırma işlemi yapılmaz.

Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu kullanılarak üç fazlı bir sistemden iki fazlı çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Böyle durumda eviricinin iki ana bacağı DGM ile kontrol edilmektedir. Üçüncü bacak $U_{dc}/2$ nötr noktası elde edebilmek için %50 görev oranı ile anahtarlama yapılmaktadır. Bu yöntem ile H-köprülerdeki gerilim dalgalanmaları önlenirken maksimum çıkış gerilimi H köprü çıkışı ($U_{dc}/2$) ile aynı olmaktadır.



Şekil 4.15. Üç kollu evirici

Uzak vektör dgm ile bir fazın maksimum çıkış gerilimi (tepe değeri) artırılarak,

$$U_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} \quad (4.5)$$

olmaktadır.

İki fazlı sistem için uzak vektör modülasyon yöntemi, üç fazlı eviricinin üst sıradaki anahtarlarının özel bir sıra ile anahtarlama ile elde edilmektedir. Bu şekilde çıkış akım

ve geriliminde daha az harmonik bozulma sağlanıp, kaynak geriliminin sinüzoidal modülasyon yöntemine göre daha etkin kullanımı sağlanmış olmaktadır. Şekil 4.15’ teki eviricide üst sıradaki üç anahtar için sekiz farklı anahtarlama kombinasyonu bulunmaktadır. Alt sıradaki anahtarların anahtarlama durumu ise tümüyle üst sıradakilerin tersi olduğundan, üsttekilerin durumu bilindiğinde alttakilerin durumu da bilinmektedir.

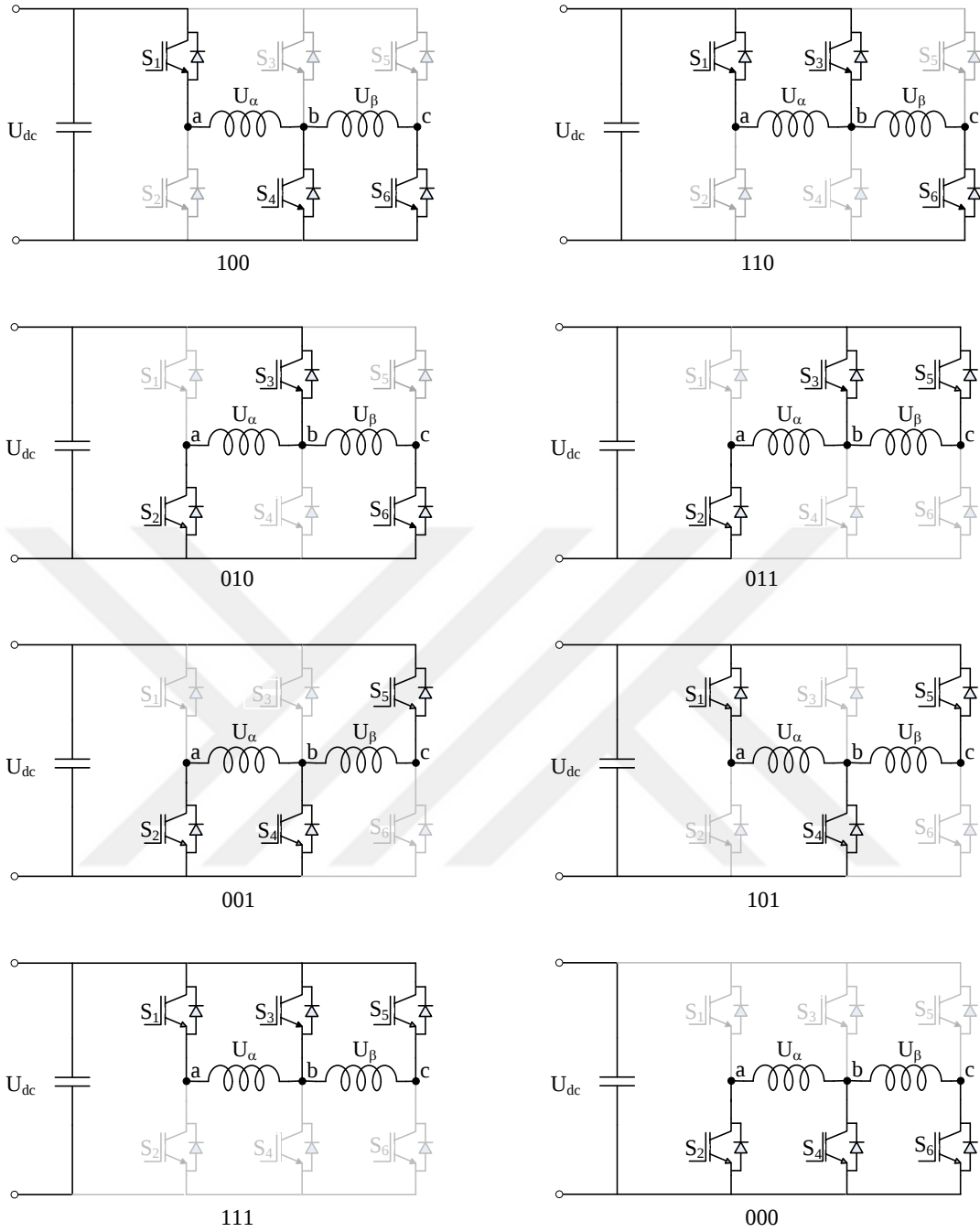
Sekiz anahtarlama durumu ve bara gerilimi (U_{dc}) cinsinden çıkış faz gerilimleri tablo 1’de verilmiştir. Burada Q_1 - Q_3 anahtarların durumunu, U_α ile U_β ise birbirine dik faz gerilimleridir.

Her bir anahtarlama durumu bir vektör ile ifade edilir. Buna göre U_{000} vektörü uygulandığında yani üst sıradaki anahtarlar kesimde, alt sıradaki anahtarlar iletimde olduğunda çıkış uçlarında bir gerilim olmayacaktır. Aynı şekilde üst sıradaki anahtarlar iletimde ve alt sıradaki anahtarların kesimde olduğu U_{111} anahtarlama durumu uygulandığında yine çıkış uçlarında bir gerilim olmayacaktır (Şekil 4.16).

Tablo 4.1’ de altı tane aktif vektörün (sıfır olmayan), iki tane de sıfır vektörünün olduğu görülmektedir. U_{000} ve U_{111} sıfır vektörleridir. İki fazlı uzay vektör modülasyonu bu sistem üzerine kurulmuştur.

Tablo 4.1. Evirici anahtarlama sırası

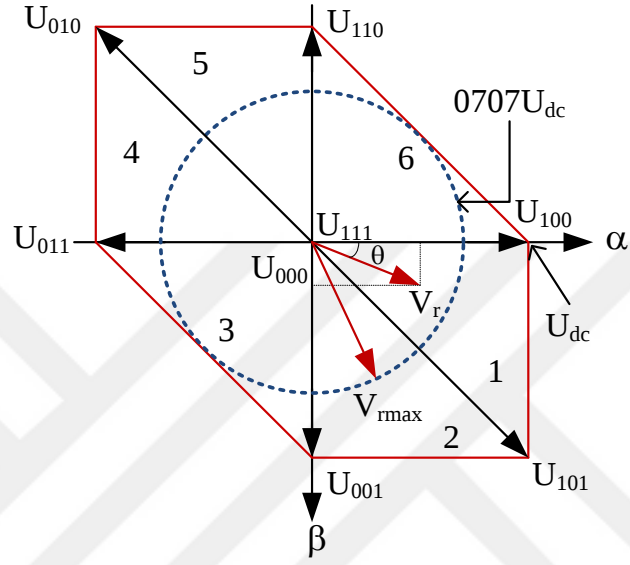
S_1	S_3	S_5	U_α	U_β	
0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	U_{dc}	0	V_1
1	1	0	0	$-U_{dc}$	V_2
0	1	0	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	V_3
0	1	1	$-U_{dc}$	0	V_4
0	0	1	0	U_{dc}	V_5
1	0	1	U_{dc}	U_{dc}	V_6
1	1	1	0	0	V_7



Şekil 4.16. Sekiz farklı anahtarlama durumu

Burada altı adet sıfırdan farklı ve iki adet sıfır gerilim vektörü mevcuttur. Dört gerilim uzay vektörünün büyüklüğü U_{dc} ve iki tane gerilim uzay vektörünün büyüklüğü ise $\sqrt{2}U_{dc}$ dir. Bu vektörler asimetrik bir altıgen şeklinde gerilim vektör uzayını oluşturmaktadır. Sıfır olmayan altı adet gerilim vektörü (V_1 - V_6) altıgen ve merkezinde iki adet sıfır vektörü (V_0 , V_7) Şekil 4.17' de gösterilmiştir.

Normal üç fazlı eviricilerde uzay vektörleri simetrik bir altıgen (hegzagon) oluştururken, bu sistemde uzay vektörleri Şekil 4.17’ da görüldüğü gibi asimetrik bir altıgen oluşturmaktadır. Her bir sıfır olmayan gerilim vektörü arasındaki açı, vektörlerin α ve β bileşenlerinden bulunur.



Şekil 4.17. Uzay vektörleri yörüngesi

Şekilde V_r , çıkış geriliminin genliği çemberin zarfı ile belirlenen maksimum genlik $U_{dc}/\sqrt{2}$ kadardır.

$$V_{rmax} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{2}} \quad (4.6)$$

Uzay vektör modülasyonunun amacı gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek olup bunun için sekiz anahtarlama şekli kullanılarak referans gerilimi V_r ' yi yaklaşık elde edilebilmektedir.

4.9. Seçmeli Harmonik Eliminasyonu

Eviricinin çıkışındaki harmonik bileşenlerin engellenmesi için kullanılan yöntem seçmeli harmonik bastırma yöntemi olarak bilinmektedir [73,74]. Bu teknikte bastırılacak harmonikler belirlenip kullanılan algoritma ile anahtarlama açıları hesaplanmaktadır.

Seçmeli harmonik eliminasyon tabanlı darbe genişlik modülasyonunda çıkış geriliminde belirlenen düşük dereceli harmoniklerin bastırılması için anahtarlama açıları hesaplanarak anahtarlama işaretleri üretilmektedir. Anahtarlama açıları ve sayısı değiştirilerek hem temel bileşenin genliği kontrol edilebilmekte ve hem de belirlenen sayıdaki düşük dereceli harmonikler yok edilmektedir. Böylece toplam harmonik bozulma da azaltılabilmektedir.

Seçmeli harmonik eliminasyonu yöntemi, darbe genişlik modülasyonlu evirici çıkış geriliminin Fourier serisi şeklinde ifade edilip, seçilen harmonik bileşenlerin katsayılarının sıfır yapılmasına dayanmaktadır. Bu şekilde oluşturulan doğrusal olmayan trigonometrik denklem takımı çözülerek anahtarlama açıları belirlenip buna dayalı olarak anahtarlama işaretleri üretilmektedir.

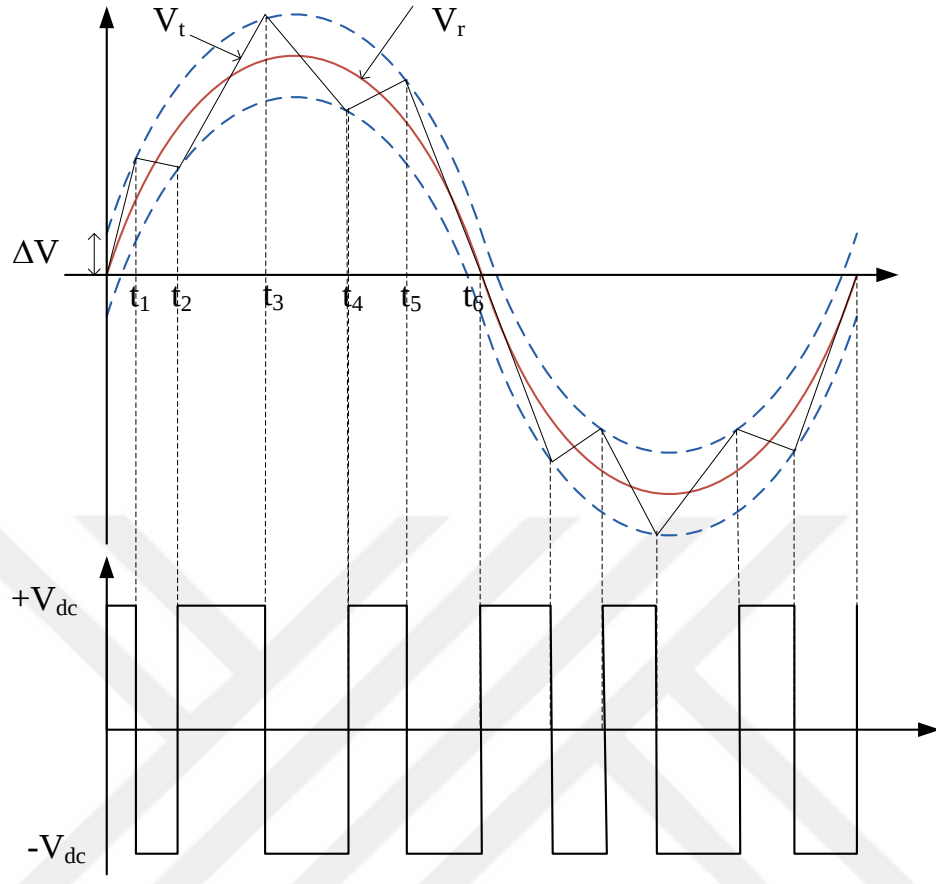
Bu tezde, seçmeli harmonik eliminasyon yöntemi kullanılarak bir fazlı sistemlerde kullanılan eviricilerde oluşan düşük dereceli harmonikler bastırılacağından, seçmeli harmonik eliminasyon yöntemi bir sonraki kısımda detaylı olarak incelenecektir.

4.10. Delta Modülasyonu

Bir fazlı DGM eviricilerde delta modülasyonunun basit bir uygulaması ilk olarak Ziogas tarafından bildirilmiştir [75].

Anahtarlama stratejilerinin öncelikli amacı, düşük harmonik, düşük komütasyon ve evirici çıkış geriliminin kolay kontrolünü sağlamaktır. Delta modülasyonlu (DM) anahtarlama tekniği, bu özelliklerin çoğunu, SDGM anahtarlama tekniğindeki uygulama karmaşıklığını oluşturmada sağlayabilmektedir [76].

Delta modülasyon tekniğinde; taşıyıcı işaret olan üçgensel dalga şekli (V_t), referans sinüs dalgasının (V_r) altında ve üstünde ΔV olarak tanımlanan bir pencere içerisinde tutulmaktadır. Evirici anahtarları için anahtarlama işaretleri Şekil 4.18’ de görüldüğü gibi taşıyıcı üçgen dalgaının eğimlerinin değiştiği kesişim noktalarında üretilmektedir. Bu teknik histeresis modülasyon olarak ta bilinmektedir.

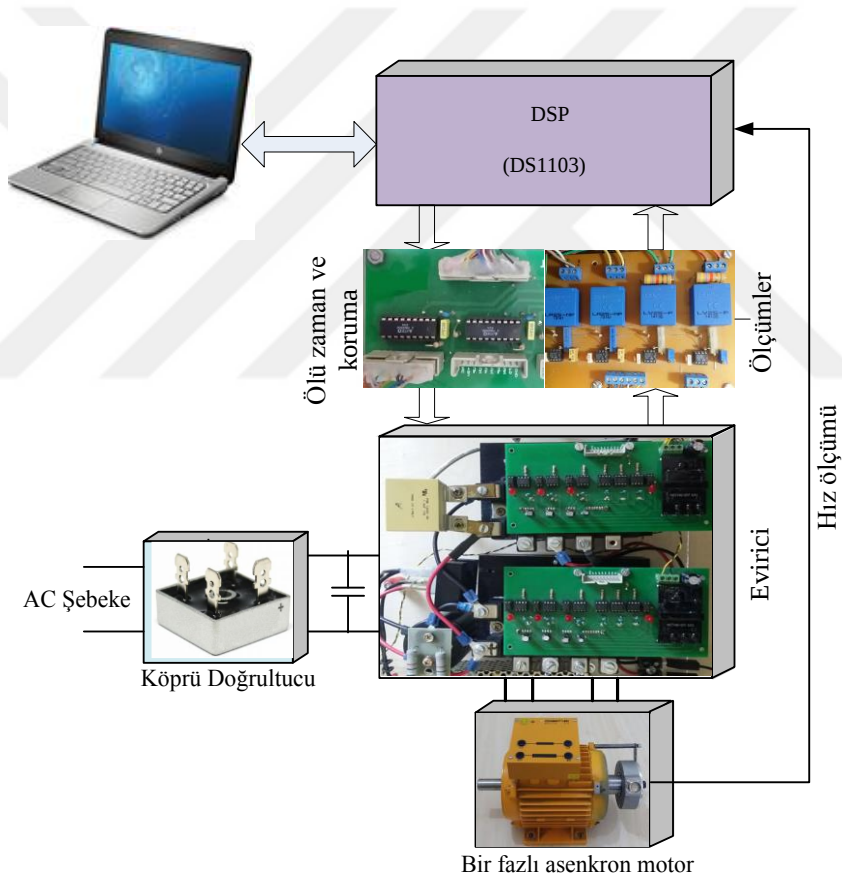


Şekil 4.18. Delta Modülasyonu ile anahtarlama işaretlerinin elde edilmesi

5. DENEY DÜZENEGİ

5.1. Giriş

Deney düzeneği iki ana kısımdan oluşmaktadır. Bunlar güç devresi ve kontrol devresidir. Güç devresi 4 kollu bir evirici devresidir. Kontrol devresi ise akım gerilim ölçümleri için kullanılan devreler ile koruma ve ölü zaman devrelerini içermektedir. Sistemin genel yapısı Şekil 5.1’ de verilmiştir.



Şekil 5.1. Deney seti

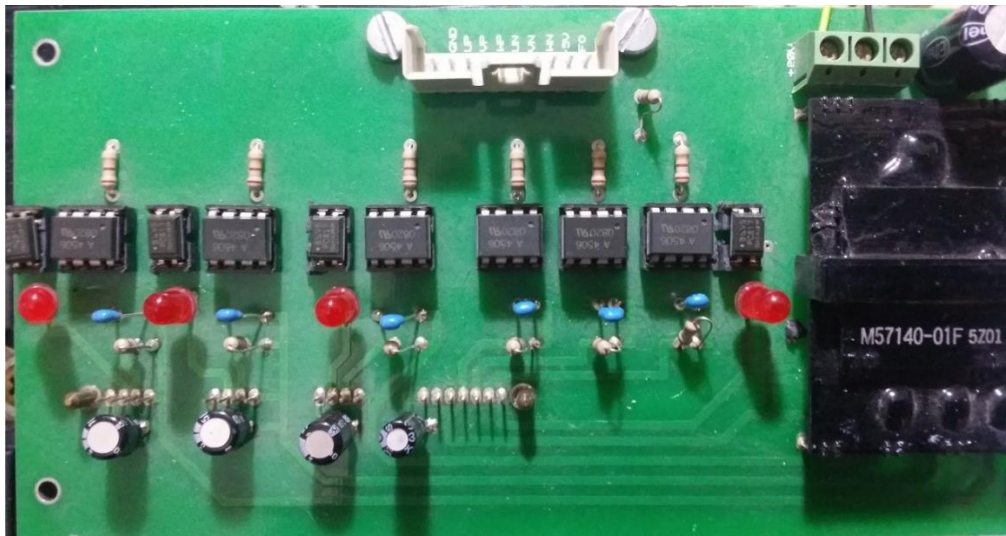
Güç devresi, AA giriş, filtre ve akıllı güç modülü (IPM) içermektedir. Burada kullanılan akıllı güç modülü Mitsubishi firmasının PM75CLA120 IPM modülüdür. Bu modül 75A-1200 voltluk bir modül olup, evirici devresi büyük güçlü çalışmalarda da

kullanılabilecektir. Modül içerisinde sürme devreleri ile birlikte köprü şeklinde bağlı altı adet IGBT güç anahtarı mevcuttur. Modüle ait görsel Şekil 5.2’ de verilmiştir.



Şekil 5.2. Akıllı güç modülü (IPM)

Modül kısa devre, aşırı akım ve sıcaklığa karşı koruma sağlayan hata kod çıkışlarına da sahiptir. Evirici devresi ile kontrol kartı ve diğer devreler arasındaki elektriksel yalıtım HCPL4506 ve PC817 optik izolatörler yardımıyla sağlamaktadır. PC817 entegresi ile sistemde oluşabilecek hatalara karşı koruma sağlanmakta, HCPL4506 entegresi ile de IPM’ in sürme devreleri beslenmektedir. Şekil 5.3’ te HCPL4506 ve PC817 entegrelerinin yerleştirilmiş olduğu kontrol kartı görülmektedir.



Şekil 5.3. IPM sürme devreleri

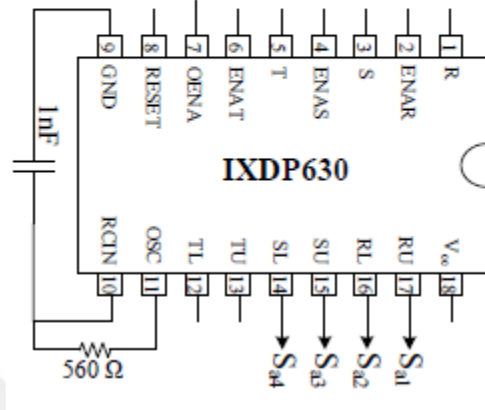
IPM sürme devreleri izolasyonlu DA besleme kaynağı gerektirmektedir. Bu devrelerinin beslenmesi için M57140-01 IPM güç birimi kullanılmıştır (Şekil 5.4). Bu güç birimi akıllı güç modüllerinin beslenmesi için üretilen bir izoleli DA-DA çevirici olup 20V giriş ve dört adet 15V'ltluk çıkışlara sahiptir. İzolasyon hem giriş çıkış arasında hem de çıkışlar arasında sağlanmaktadır.



Şekil 5.4. M57140-01 IPM güç birimi

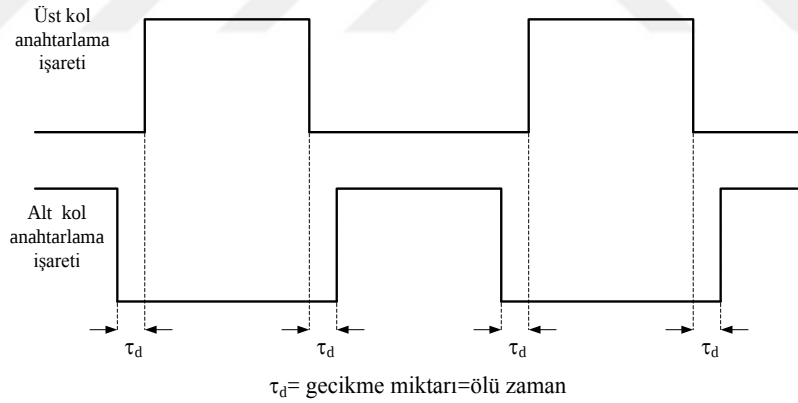
5.2. Ölü Zaman Devresi

Evirici kollarındaki anahtarlardan birisi iletimdeyken diğeri kesimde tutulmaktadır. Anahtarların iletimden kesime ve kesimden iletime geçerken her iki anahtarın aynı anda iletimde olmasını engellemek üzere diğerrinin iletime girmesi için araya belli bir süre konur. Bu süre ölü zaman olarak adlandırılır. Evirici kollarındaki anahtarların ikisinin aynı anda iletimde ya da kesimde olmasını engellemek için ölü zaman devreleri kullanılır. Böylece hem kaynağın kısa devre olması hem de anahtarlar üzerinden büyük akımlar geçip zarar görmeleri engellenmiş olur. Bunun için bir anahtar kesime girerken diğerrinin belli bir süre sonra iletime girmesi gerekir. Bu süre anahtarların kataloglarında belirtilmektedir. PM75CLA120 IPM' in ölü zaman süresinin $2.5 \mu s$ ' den büyük olması gerekmektedir. Ölü zaman devresi IXDP630PI entegresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ölü zaman süresi devreye bağlanan R-C elemanları ile ayarlanabilmektedir. Deney düzeneğinde $R=560 \Omega$ ve $C=0,1 nF$ seçilerek $4.5 \mu s$ ' lik bir ölü zaman gecikmesi sağlanmaktadır. Bu entegre ile girilen işaret ve bu işaretin tümleyeni evirici güç devresine uygulanmaktadır. Kullanılan ölü zaman entegresi Şekil 5.5' de gösterilmektedir.



Şekil 5.5. Ölü zaman entegresi

Şekil 5.6' da aynı koldaki anahtarlara uygulanan örnek DGM işaretleri görülmektedir.



Şekil 5.6. Aynı koldaki anahtarlara uygulanan ölü zamanlı DGM işaretleri

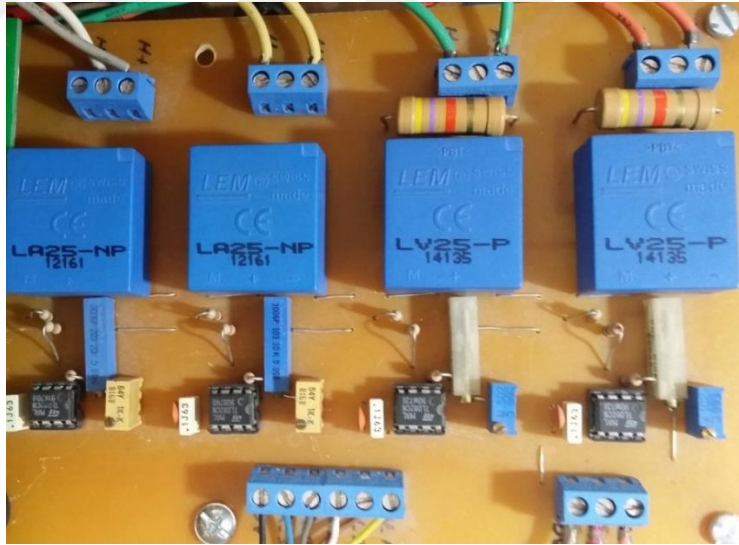
Ölü zaman devresi hem anahtarların iletme ve kesime girmeleri arasında bir gecikme oluşturmakta hem de IPM' de oluşabilecek hatalara karşı evirici devresini korumaktadır. IXDP630PI entegresinin 7 nolu bacağı aktif yapıldığında eviriciye giden tüm sinyaller sıfırlanabilmektedir. Bunun için IPM' in hata çıkışlarından alınan bilgi IXDP630PI entegresinin çıkışlarını kontrol eden 7 nolu pinine uygulanmaktadır. Oluşabilecek bir hata durumunda eviriciye giden anahtarlama işaretleri kesilmektedir.

5.3. Snubber Devresi

PM75CLA120 IPM modülünün P-N uçlarına snubber kapasitesi olarak $C=220\text{nF}$ 'lık bir kondansatör bağlanmıştır.

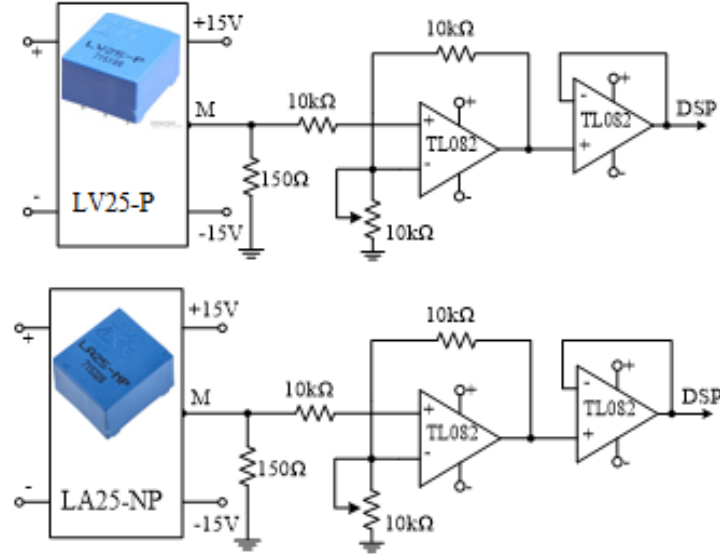
5.4. Akım ve Gerilim Algılayıcılar

Akım ve gerilim ölçümleri için LEM firmasının Hall etkili LA25-NP ve LV25-P akım ve gerilim algılayıcıları kullanılmıştır. LA25-NP, 1:1000 dönüşüm oranına sahip 25A'lık bir akım algılayıcısıdır. Ölçme aralığı 0-25A'dır. LV 25-P ise 500V/10mA dönüşüm oranına sahip olup 0-500V arasındaki gerilim değerlerini ölçebilen bir gerilim algılayıcısıdır. Deney düzeneğinde akım ve gerilim ölçümleri için kullanılan devreler, Şekil 5.7'de gösterilmiştir. Deney düzeneğinde farklı algoritmaların kullanılabilmesi set genel amaçlı olup gerekli olduğunda ikiye adet akım ve gerilimler ölçülebilmektedir.



Şekil 5.7. Akım ve gerilim ölçme devreleri

Algılayıcılar yardımıyla ölçülen akım ve gerilimlerin işlenmek üzere bilgisayara aktarılabilmesi için, DS1103 denetleyici kartının Analog dijital dönüştürücü (ADC) değerlerine uyumlu seviyelere getirilmesi gerekir. Bunun için akım ve gerilim algılayıcısı çıkışlarında kuvvetlendirici ve tampon devreleri kullanılmıştır. Kuvvetlendirici ve tampon devresi Şekil 5.8'de verilmiştir [77-79].



Şekil 5.8. Akım ve gerilim ölçme ve kuvvetlendirme devreleri

Şekil 5.8’ de gösterilen kuvvetlendirici ve tampon devrelerine ait kart ile alınan işaretler akım ve gerilim bilgileri olarak DSP’ nin ADC girişine uygulanmaktadır.

5.5. Motor ve Hız Algılayıcısı

Deney setinde kullanılan motor Şekil 5.9’ da verilen 0.37 kW’ lık sürekli ayırık fazlı tek fazlı asenkron motordur. Motora ait parametreler Tablo 5.1’ de verilmiştir.



Şekil 5.9. Sürekli yardımcı sargılı tek fazlı asenkron motor

Tablo 5.1. Motor parametreleri

Güç	Gerilim	Akım	Frekans	Devir Sayısı
0.37 kW	220V	2.6A	50 Hz	2900 d/dk

Motor hızının ölçülmesi için kullanılan enkoder, 5000 pals' lik artımlı bir enkoderdir (Şekil 5.10).



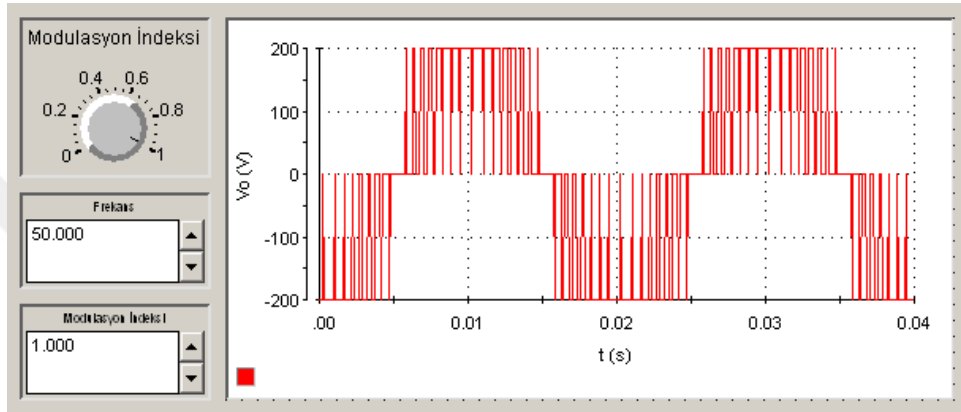
Şekil 5.10. Artımlı enkoder

5.6. DS1103 Denetleyici Kartı ve Yazılımları

Deneysel sonuçların alınabilmesi için kullanılan deney düzeneğinde, dSPACE firmasının DS1103 denetleyici kartı kullanılmıştır. Bu denetleyici kart MATLAB/Simulink ile uyumlu olup Real Time Interface yazılımı kurulumu yapıldığında, MATLAB/Simulink blok kütüphanesine Simulink ile gerçek-zaman donanımı arasında bağlantı oluşturacak dSPACE' in blokları eklenmektedir. İşleyişe ilişkin blok şema Şekil 5.11' de verilmiştir.

MATLAB/Simulink' te hazırlanan benzetim programı MATLAB/Real Time Workshop ile gerçek zamanlı kodlara dönüştürülür. Gerçek zamanda çalışma için kullanılan “dSPACE Real-Time Interface” yazılımı ile oluşturulan gerçek zamanlı kodlar DS1103 denetleyici kartın program hafızasına yüklenir. Simulink ortamında oluşturulan seçilen harmoniklerin eliminasyonu algoritmasından elde edilen DGM işaretleri DS1103'ün Bit I/O'ları yardımı ile ölü zaman devresine gönderilir. Denetleyici kart ile elde edilen her türlü hesaplama ve parametreler Control Desk Developer yazılımı ile sayısal ya da grafiksel olarak izlenebilmekte çeşitli işlemlerden geçirilebilmekte ve sonradan kullanılmak üzere *.MAT dosyası olarak kaydedilebilmektedir.

Control Desk Developer yazılımı ile denetleyici karttan alınan evirici çıkış işareti Şekil 5.13’ de verilmiştir. Modülasyon indeksi değiştiğinde anahtarlama açıları ve bu anahtarlama açılarından oluşturulan anahtarlama işaretleri de değişmektedir. Control Desk Developer yazılımı ile modülasyon indeksi ve frekans gerçek zamanlı olarak değiştirilmekte ve anahtarlama işaretleri de buna karşılık gerçek zamanlı olarak üretilmektedir.

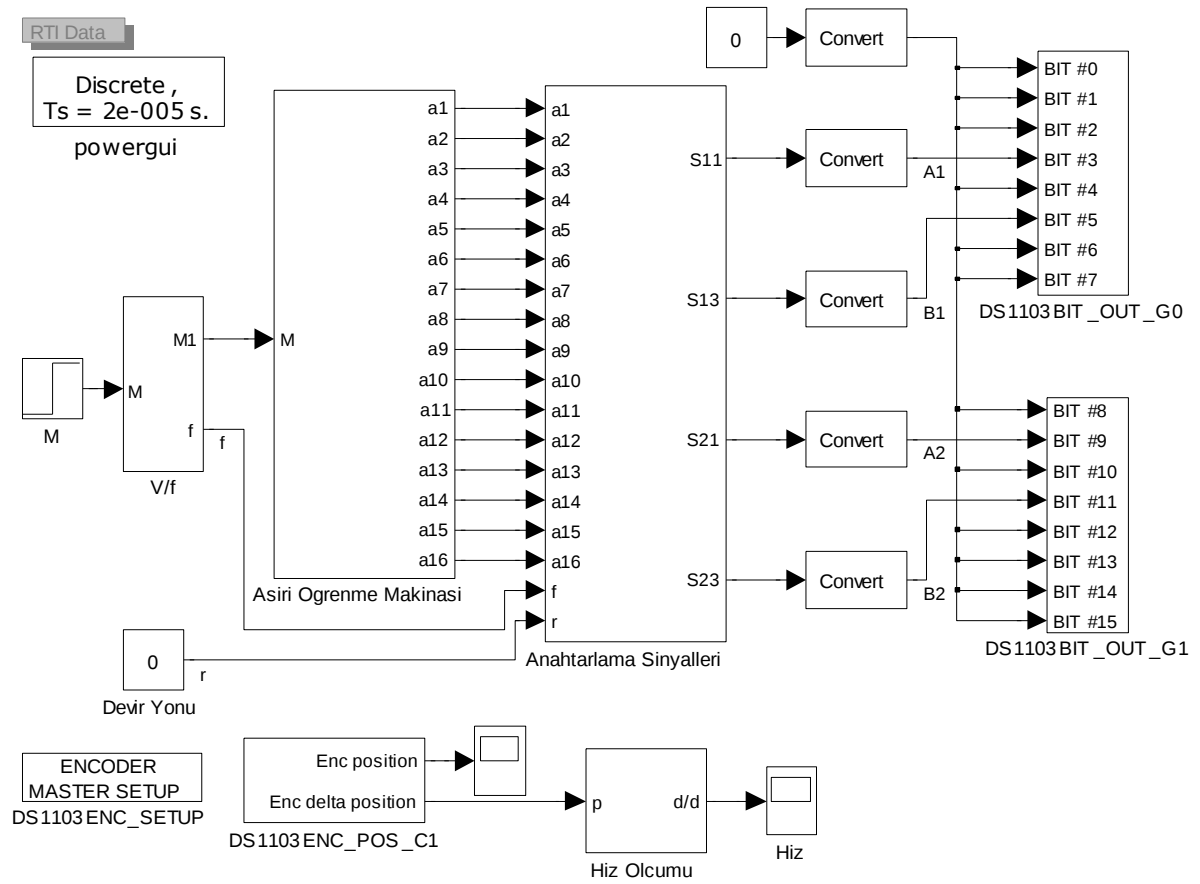


Şekil 5.13. Control Desk görüntüsü

Burada örnek olarak modülasyon indeksinin 1 değerine karşılık 15 adet harmoniğin elimine edilmesine yönelik evirici çıkış gerilimi dalga şeklinin alındığı, Control Desk görüntüsü verilmiştir.

5.8. Aşırı Öğrenme Makinesi Tabanlı Seçilen Harmonik Eliminasyonlu V/f Kontrol Sistemi

Aşırı Öğrenme Makinesi Tabanlı Seçilen Harmonik Eliminasyonlu V/f Kontrol Sistemine gerçek-zamanlı olarak DGM işareti üretimi için Simulink ortamında oluşturulan modelin blok diyagramı Şekil 5.14’de verilmiştir.

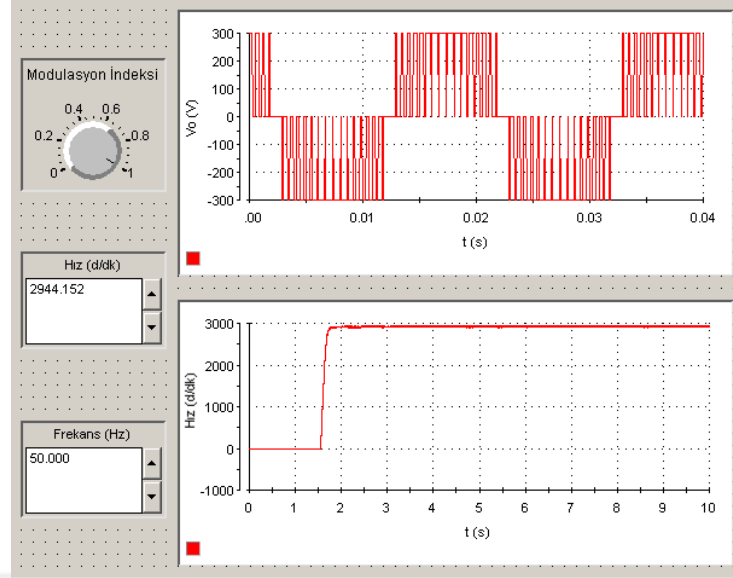


Şekil 5.14. AÖM tabanlı harmonik eliminasyonlu V/f hız kontrolü simulink programı

Benzetim ve deneysel çalışmalar için oluşturulan modellerde sabit adım (fixed step size) ve Euler integral yöntemi kullanılmıştır.

Eviricide kullanılan anahtarlama elemanları (IGBT), denetleyici kart DS1103 üzerindeki I/O blokları tarafından sürülmüştür. AÖM tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu darbe genişlik modülasyonlu olarak üretilen ve denetleyici kartın I/O çıkışlarından alınan anahtarlama işaretleri optik izolatör ile elektriksel olarak yalıtılarak ölü zaman devresinden geçirilip evirici anahtarlarının sürme devresine uygulanmaktadır.

Modülasyon indeksi Control Desk programı ile oluşturulan ve Şekil 5.15. ile verilen arayüz üzerinden gerçek zamanlı olarak değiştirilip evirici çıkış gerilimi, frekans ve motor hızı aynı arayüz üzerinden izlenebilmektedir.



Şekil 5.15. Control Desk arayüzü

6. AŞIRI ÖĞRENME MAKİNASI TABANLI SEÇİCİ HARMONİK ELİMİNASYONU

6.1. Giriş

Eviricilerin çıkış gerilimleri, doğrusal olmayan anahtarlama özelliğinden dolayı sinüzoidal değildir. Örneğin kare dalga üreten temel bir evirici çıkış gerilimi temel bileşene yakın frekanslarda tek dereceli harmonikler içermektedir. Harmonik içeren bu çıkış gerilimleri güç kalitesinin düşük olmasına ve besledikleri cihazlarda bozulmalara sebep olabilmektedir. Bu eviricilerle beslenen AA motor sürücülerindeki akım dalga şeklinin bozulması ise ilave moment dalgalanmaları ile ısı kayıplarına sebep olmakta ve sürücü sistemin verimi düşmektedir [80].

Evirici çıkış gerilimindeki toplam harmonik bozulmanın minimum seviyede olması düzgün çalışma ve enerji kalitesi açısından büyük önem arz etmektedir. Evirici çıkış gerilim ve akımının iyileştirilmesine yönelik birçok araştırmalar yapılmıştır. Önerilen yöntemlerin amacı temel bileşene yakın harmoniklerin bastırılması ve yok edilmesine yöneliktir. Yüksek dereceli harmonikler ise yük empedansı ya da alçak geçiren filtreler kullanılarak süzölmektedir.

Düşük frekanslı harmoniklerin bastırılması için genel olarak iki tür darbe genişlik modülasyon tekniği kullanılmaktadır. Bunlar, taşıyıcı tabanlı ve seçilen harmonik eliminasyonudur. Bu teknikler, modülasyon indeksini değiştirerek ayarlanabilir genlik ve frekanslı bir temel bileşen elde etmeyi amaçlamaktadır.

Taşıyıcı tabanlı darbe genişlik modülasyon tekniğinde, modüle edici bir sinüzoidal kontrol gerilimi (referans sinyal) ile daha yüksek frekanslı bir üçgen sinyal (taşıyıcı sinyal) karşılaştırılarak anahtarlama işaretleri elde edilir. Bu anahtarlama işaretleri ile elde edilen çıkış geriliminde anahtarlama frekansı ve katlarında harmonikler oluşur. Taşıyıcı dalganın frekansının artırılması harmonik miktarını azaltmakta ancak anahtarlama kayıplarına sebep olmaktadır [54].

Evirici tasarımında çıkış geriliminin toplam harmonik bozulmasının azaltılmasının yanında anahtarlama kayıplarının da dikkate alınması tasarım maliyeti açısından önemlidir. Evirici denetiminde kullanılan yöntemlerden önemli bir diğeri ise yine darbe genişlik modülasyona dayalı seçmeli harmonik eliminasyon yöntemidir [74,81-84]. Seçmeli

harmonik eliminasyon tabanlı darbe genişlik modülasyonunda anahtarlama açıları hesaplanarak anahtarlama işaretleri üretilmektedir. Bu anahtarlama açıları ve sayısı değiştirilerek temel bileşenin genliği kontrol edilebilmekte ve belirlenen sayıdaki düşük dereceli harmonikler yok edilerek toplam harmonik bozulma da azaltılabilmektedir [85].

Seçmeli harmonik eliminasyonu tekniği darbe genişlik modülasyonlu evirici çıkış geriliminin Fourier serisi şeklinde ifade edilip, seçilen harmonik bileşenlerin katsayılarının sıfır yapılması ile oluşturulan denklem takımının çözülerek anahtarlama açılarının bulunması temeline dayanmaktadır. Darbe genişlik modülasyonu optimal anahtarlama açılarının elde edilmesine yönelik olarak genetik algoritma [86,87], sinir ağları [88], parçacık sürüsü optimizasyonu [89], arı kolonisi optimizasyonu [90] teknikleri ve bunların kombinasyonları [91] gibi teknikler kullanılmaktadır [7]. Bütün bu tekniklerin temel amacı sistem çıkışının harmonik bozulma ya da güç faktörü cinsinden optimize edilmesini sağlamaktır.

Bu doğrusal olmayan denklem takımının modülasyon indeksinin her bir değeri için çözülmesi ve ilgili anahtarlama açılarının elde edilmesi gerekmektedir.

Geleneksel yöntemlerle doğrusal olmayan bu denklem takımının gerçek zamanlı çözülmesi oldukça zor olduğundan, modülasyon indeksinin belli değerlerine karşılık bu çözümler çevrimdışı olarak önceden yapıp gerçek zamanlı çalışmada kullanılmak üzere bakma tabloları oluşturulup mikroişlemcinin hafızasına kaydedilmektedir.

Temel bileşenin genliği ile anahtarlama açıları arasındaki ilişkinin doğrusal olmaması ve anahtarlama açılarının sayısının çok fazla olması çok büyük bakma tablolarını gerektirmektedir. Çok büyük bakma tablolarının sayısal sinyal işleyicilerde gerçekleştirilmesi güç olup, bazı çalışma noktalarında eksik çözüm verebilmektedir. Ayrıca temel bileşenin genliğinin sürekli ayarlanabilmesi için sonuçlar içerisinde interpolasyona ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tabloların mikrobilgisayar ya da mikro denetleyicilerde saklanıp modülasyon indeksine karşılık gelen anahtarlama açılarını vermesi gerekmektedir. Bunun için akıllı yöntemler kullanılarak gerçek zamanlı olarak çözümler yapılabilir [92,93]. Bu tezde Aşırı Öğrenme Makinesi' nin (AÖM) bu amaçla kullanılması önerilmiştir. Bu yöntemde modülasyon indeksinin belirli değerlerine karşılık gelen anahtarlama açıları Newton-Raphson yöntemi kullanılarak doğrusal olmayan denklem takımı çözdürülmüştür. Modülasyon indeksine karşılık gelen anahtarlama açıları ile aşırı öğrenme algoritması eğitilmiş ve test edilmiştir. Modülasyon indeksinin herhangi bir değeri aşırı öğrenme makinesine giriş olarak uygulanıp bu değere karşılık gelen

anahtarlama açıları elde edilmiştir. Anahtarlama açıları kullanılarak evirici için anahtarlama işaretleri elde edilerek bir fazlı yükü besleyen eviriciye uygulanmıştır.

6.2. Aşırı Öğrenme Makinesi

Son yıllarda ileri beslemeli sinir ağları çok geniş uygulama ve geliştirme alanlarına ulaşmasına rağmen birçok kısıtlama ile karşılaşmıştır [94]. Sinir ağı uygulamalarında kullanılan Gradyan tabanlı (geri yayılım) eğitim algoritmalarının öğrenme hızı genellikle çok yavaştır. Yerel minimum, uygun olmayan öğrenme oranı ve aşırı uyum kısıtlama oluşturan diğer noktalardır. Ayrıca, ileri beslemeli sinir ağlarında ağ parametrelerinin iteratif olarak belirlenmesi eğitim hızının düşük olmasına sebep olmaktadır.

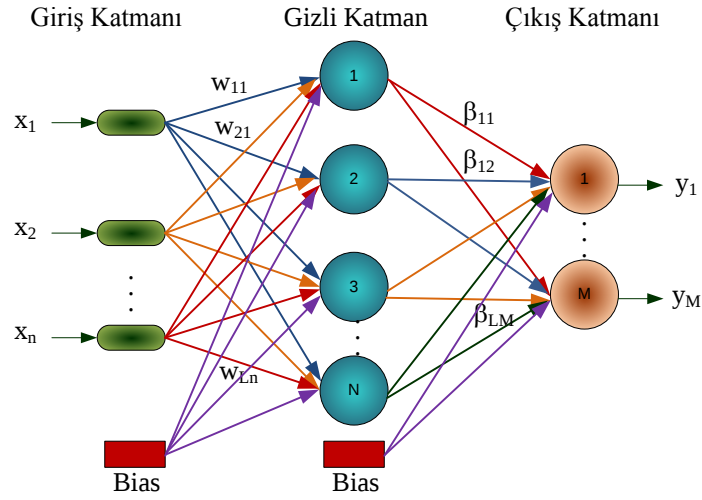
Aşırı öğrenme makinesi tek gizli katmanlı ileri beslemeli sinir ağlarında bu problemleri gidermek için geliştirilmiş yinelenmeyen bir eğitim algoritmasıdır [94-96]. AÖM algoritmasında gradyan temelli öğrenme algoritmalarından farklı olarak giriş katmanı ağırlıkları ve eşik değerler rastgele atanmakta ve çıkış katmanındaki ağırlıklar analitik olarak hesaplanmaktadır.

Geleneksel ileri beslemeli sinir ağında eğitim iteratif olarak yapılırken, bu işlem AÖM’de analitik bir denkleme dönüştürülmüştür. Huang ve arkadaşları [94] tarafından geliştirilen bu yöntem çok hızlı öğrenme yeteneğine sahip olması, işlem karmaşıklığının olmaması ve geri yayılım algoritması kullanan ileri beslemeli ağlara göre daha iyi genelleme performansına sahip olması avantajlarına sahiptir.

AÖM, çıkış ağırlıklarını analitik yöntemlere göre belirlerken gizli katman giriş ağırlıklarını ve eşik değerlerini ise herhangi bir ayara gerek duymadan rasgele üreterek eğitim sürecini hızlandırmaktadır [97-99].

AÖM, veri madenciliği, sınıflandırma, karar destek sistemleri, örüntü tanıma ve makine öğrenmesi, konum belirleme gibi çeşitli alanlarda kullanılmış ve bu alanlarda uygulamalar gerçekleştirilmiştir [100-103].

Tek gizli katmanlı ileri beslemeli sinir ağı mimarisi Şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1. Tek gizli katmanlı ileri beslemeli ağ mimarisi

M adet farklı $[x_i, y_i]$ giriş çıkış ilişkisine ve $f(x)$ aktivasyon fonksiyonuna sahip, N gizli sinir hücresi içeren tek gizli katmanlı ileri beslemeli bir ağın matematiksel modeli,

$$\sum_{i=1}^N \beta_i f(w_i \cdot x_j + b_i) = o_j, \quad j = 1, \dots, M \quad (6.1)$$

şeklinde ifade edilmektedir [94].

Burada x_i girişi, $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{in}]^T \in R^n$ matrisi, y_i çıkışı ise, $y_i = [y_{i1}, y_{i2}, \dots, y_{im}]^T \in R^m$ matrisi ile giriş düğümü ile çıkış düğümünü birbirine bağlayan ağırlık vektörü $\beta_i = [\beta_{i1}, \beta_{i2}, \dots, \beta_{im}]^T$, gizli katmanın ağırlık vektörü $w_i = [\omega_{i1}, \omega_{i2}, \dots, \omega_{in}]^T$ ile ifade edilmiştir. N , gizli katman nöron sayısını $f(\cdot)$ aktivasyon fonksiyonunu b_i , gizli katman eşiklerini, $w_i \cdot x_j$ iç çarpımı o_j ise çıkış vektörünü göstermektedir.

Ağın sıfır hataya yakınsadığı kabul edilirse,

$$\sum_{j=1}^N \|o_j - y_j\| = 0 \quad (6.2)$$

Denklem (6.1) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\sum_{i=1}^M \beta_i f(w_i \cdot x_j + b_i) = y_j, \quad j = 1, \dots, N \quad (6.3)$$

Böyle durumlarda ağ performansını artırmak için AÖM algoritması minimum ortalama karesel hataya (MSE) sahip optimal bir çözüm β bulmayı hedeflemektedir.

Denklem (6.3) ile verilen ifade matris formunda,

$$Y = H\beta \quad (6.4)$$

burada

$$Y = \begin{pmatrix} y_1^T \\ \vdots \\ y_M^T \end{pmatrix}, \quad \beta = \begin{pmatrix} \beta_1^T \\ \vdots \\ \beta_M^T \end{pmatrix}, \quad (6.5)$$

olup, Y çıkış vektörünü β ise çıkış katmanı ağırlıklarını ve H ise,

$$H = \begin{bmatrix} f(w_1 \cdot x_1 + b_1) & \cdots & f(w_N \cdot x_1 + b_N) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ f(w_1 \cdot x_M + b_1) & \cdots & f(w_N \cdot x_M + b_N) \end{bmatrix}_{M \times N} \quad (6.6)$$

çıkış katmanı matrisini gösterir.

Bu durumda, w_i giriş katmanı ağırlıkları ve b_i gizli katman eşik değerleri rastgele seçilerek H analitik olarak hesaplanır. Geleneksel tek gizli katmanlı ileri beslemeli ağlarda ağı eğitilmesi gerekirken AÖM’ de denklem (6.4)’ de belirtilen doğrusal bir denklem elde edilir. Bu denklemler kullanılarak çıkış ağırlıkları β ,

$$\beta = H^\dagger Y \quad (6.7)$$

ifadesinden elde edilir. Burada $H^\dagger$, H matrisinin genelleştirilmiş Moore-Penrose tersi olarak bilinen matristir [104]. Moore-Penrose ters matrisi, tersi alınmayan matrislerin yaklaşık terslerini hesaplamak için geliştirilmiş bir matristir. Moore-Penrose ters matrisini hesaplamak için birçok yöntem bulunmaktadır. Aşırı öğrenme makinesi tekil değer ayrıştırma yöntemini kullanmaktadır. Bu yöntemde [97],

$$H^\dagger = (H^T H)^{-1} H^T \quad (6.8)$$

dir. Bu durumda çıkış ağırlıkları,

$$\hat{\beta} = (H^T H)^{-1} H^T Y \quad (6.9)$$

şeklinde elde edilir.

Aşırı öğrenme makinesi eğitim algoritması adımları şu şekilde özetlenebilir.

AÖM Algoritması

1. Giriş ağırlıkları w_i' yi ve gizli katman düğümlerinin eşik değerleri b_i' yi rasgele belirle.
 2. Gizli katman çıkış matrisi H' ı hesapla
 3. Çıkış ağırlıkları β 'yı hesapla $\hat{\beta} = (H^T H)^{-1} H^T Y$
-

Eğitim süresi, test süresi, eğitim hassasiyeti ve test doğruluğu, regresyon uygulamalarında AÖM algoritmasının kalitesini ölçmek için kullanılan performans göstergeleridir. Genellikle standart sapma ve karesel ortalama hata karekökü (RMSE), eğitim ve test doğruluğu ile ters orantılıdır. Genel olarak, kullanılan aktivasyon fonksiyonları sinir ağlarında önemli bir rol oynamaktadır. Aşırı öğrenme makinesinde gradyan tabanlı öğrenme yöntemlerinden farklı olarak türevlenemeyen veya kesikli aktivasyon fonksiyonları da kullanılabilmektedir. En yaygın kullanılan aktivasyon fonksiyonları sig, sin, hardlim ve radbas aktivasyon fonksiyonlarıdır. Burada radbas (radial basis) aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır.

6.3. AÖM Modeli Oluşturma

Aşırı Öğrenme Makinesi modeli oluşturmak için şu adımlar izlenmiştir:

1. Eğitim ve test seti oluşturma işlemi, iyi bir genelleme performansı oluşturma için geleneksel sinir ağları ile aynıdır. AÖM yeterli sayıda eğitim örnekleri ve test örnekleri gerektirmekte olup bu setler aynı zamanda tahmin fonksiyonu şartlarına da uygun olmalıdır.
2. Eğitim yapılması
3. Test işlemi
4. Test kümesinin öngörülen değerini ve gerçek değer arasındaki hatayı (ortalama karesel hata, korelasyon katsayısı) hesaplayarak modelin genelleme performansının hesaplaması

AÖM algoritmasının bazı avantajları vardır. Bunları şu şekilde sıralanabilir,

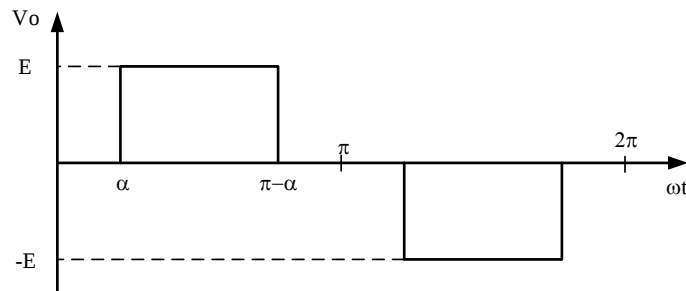
1. Kullanımı kolaydır ve önceden tanımlanmış ağ mimarisi dışında herhangi bir parametrenin ayarlanmasını gerektirmez.
2. Geri yayılım algoritması gibi diğer geleneksel öğrenme algoritmalarıyla karşılaştırıldığında çok daha hızlı bir öğrenme algoritması olduğu kanıtlanmıştır [94].
3. Geri yayılım ve destek vektör makinesi ile benzer yüksek genelleme performansına sahiptir.
4. Tüm parçalı sürekli fonksiyonlar dahil olmak üzere çok sayıda aktivasyon fonksiyonu aktivasyon olarak kullanılabilir [100].

Yukarıdaki dört avantajdan en önemli olanı, diğer geleneksel öğrenme yöntemlerinden çok daha hızlı olan öğrenme hızıdır.

Bununla birlikte, AÖM algoritmasının üstesinden gelemediği bazı eksiklikler de vardır. Giriş ağırlıklarının ve eşik değerlerin rasgele seçilmesi, gizli katmanlı çıkış matrisinin rankının sütun sayısı kadar olmayışına ya da tekil olmasına sebep olabilmektedir [105]. Bu da bazen gizli katmanı çıkış katmanına bağlayan çıkış ağırlıklarını eğitmek için kullanılan doğrusal sistemin çözülmemesine yol açar. Ayrıca tahmin doğruluğunu da düşürmektedir.

6.4. Seçilen Harmonik Eliminasyonu

Evirici çıkış geriliminin kontrolünün en kolay yolu evirici girişindeki DA gerilimi değiştirmektir. Ancak giriş geriliminin sabit olup değiştirilemeyeceği durumlarda frekans ve gerilimi kontrol etmenin temel yolu Şekil 6.2’ de görüldüğü gibi çıkış geriliminin her bir yarım periyoddaki dalga genişliğini ayarlamaktır.



Şekil 6.2. Evirici çıkış gerilimi kontrolü

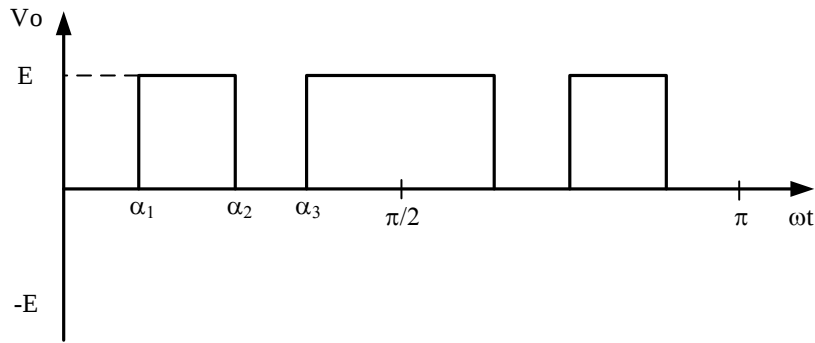
Evirici çıkış geriliminin Fourier serisi gösterimindeki temel bileşenin genliği, buradaki dalganın genişliğine bağlı olarak değişmektedir. Tek fonksiyon olan bu dalga şekline ait harmonik gerilimler ise,

$$V_n = \frac{4E}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\theta d\theta \right), n = 1, 3, 5, \dots \quad (6.10)$$

$$V_n = \frac{4E}{n\pi} \cos n\alpha \quad (6.11)$$

olarak elde edilir. Bu ifadeden temel bileşenin genliğinin dalganın genişliğine bağlı olduğu görülmektedir.

Eğer birden fazla harmonik gerilim değerleri bastırılmak istenirse evirici anahtarlarının her bir yarım periyotta birden fazla açılıp kapatılarak birden fazla darbeler oluşturulur. Eğer Şekil 6.3’ de görüldüğü gibi birbirinden bağımsız üç anahtarlama zamanı oluşturulursa iki harmonik bileşenin genliği kontrol edilebilmekte ya da elimine edilebilmektedir.



Şekil 6.3. İki harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi

Dalga şeklinin tek fonksiyon ve yarım dalga simetrisine sahip olarak korunduğunda çıkış gerilimi spektrumunda sadece tek harmonikler oluşacaktır. Bu dalga şekline ait Fourier serisi,

$$V_n = \frac{4E}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_1} \sin n\theta d\theta + \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\theta d\theta \right) \quad (6.12)$$

$$V_n = \frac{4E}{n\pi} (1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2) \quad (6.13)$$

olarak elde edilir.

Harmoniklerin genliği harmonik derecesi ile azaldığından, genellikle düşük dereceli harmonikler yok edilir. Büyük dereceliler ise daha kolay olması nedeniyle filtre edilirler.

Eğer üçüncü ve beşinci harmonikler yok edilmek isteniyor ise denklem (6.13)' teki V_3 ve V_5 değerleri sıfır yapılır. Bu durumda,

$$\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 = 4E/\pi \quad (6.14)$$

$$\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 = 0 \quad (6.15)$$

$$\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 = 0 \quad (6.16)$$

denklemleri elde edilir.

Doğrusal olmayan bu trigonometrik denklemler uygun yöntemlerle çözüldüğünde, $\alpha_1=26.44^\circ$, $\alpha_2=47.24^\circ$ ve $\alpha_3=55.33^\circ$ olarak bulunur. Bu durumda temel harmoniğin değeri ise, $V_1=1.064E$ olur.

Benzer şekilde eğer üçüncü, beşinci ve yedinci harmonikler yok edilecek ise, bu harmoniklerin genlikleri sıfır yapıp yeni oluşacak 4 adet denklem takımı,

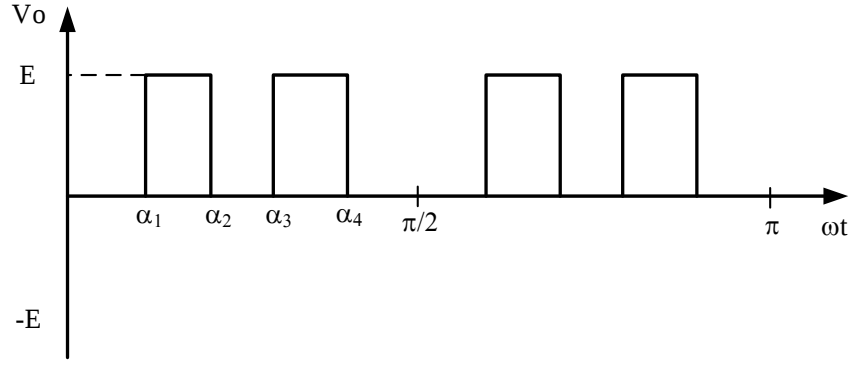
$$\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 - \cos \alpha_4 = 4E/\pi \quad (6.17)$$

$$\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \cos 3\alpha_4 = 0 \quad (6.18)$$

$$\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \cos 5\alpha_4 = 0 \quad (6.19)$$

$$\cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 - \cos 7\alpha_4 = 0 \quad (6.20)$$

Çözülerek, $\alpha_1=23.56^\circ$, $\alpha_2=39.26^\circ$, $\alpha_3=48.96^\circ$ ve $\alpha_4=89.20^\circ$ anahtarlama açıları bulunur. Böylece Şekil 6.4' deki gibi bir dalga şekli elde edilir.

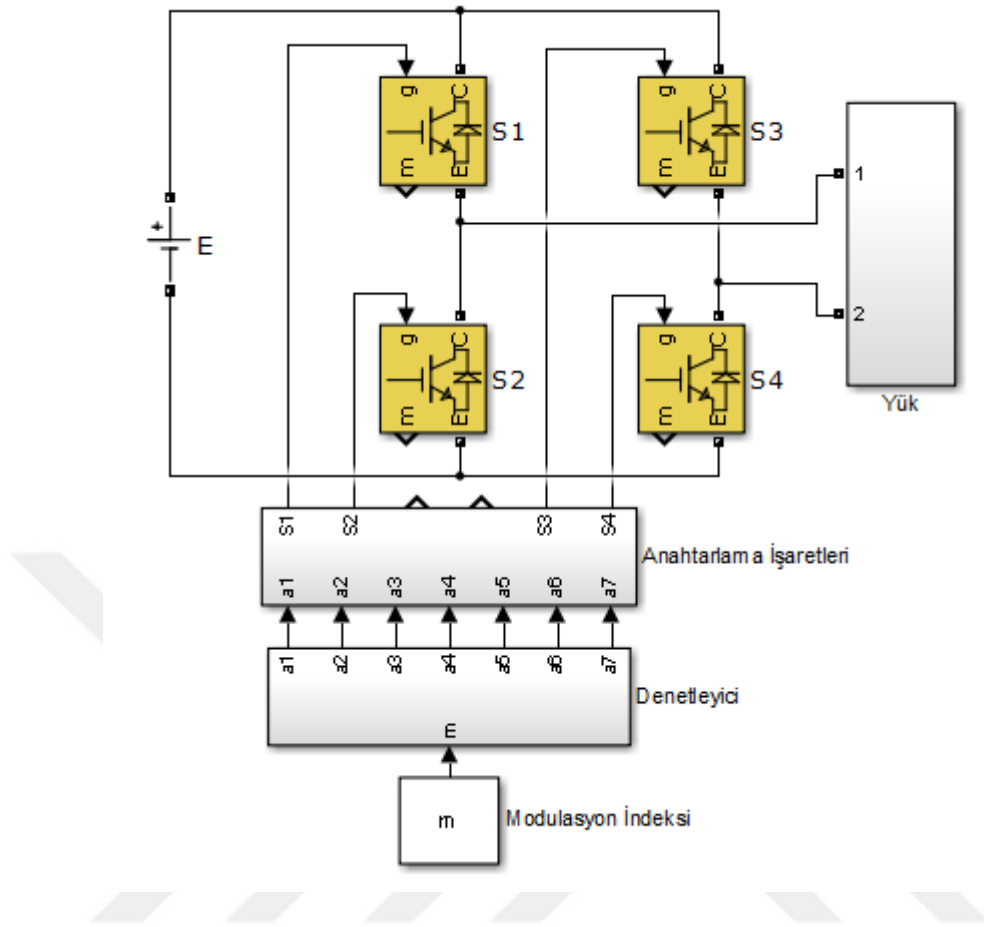


Şekil 6.4. Üç harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi

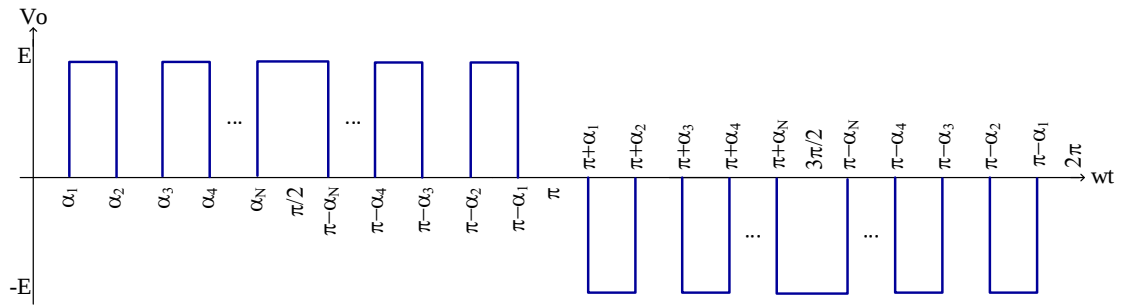
Eviricinin çıkışındaki harmonik bileşenlerin engellenmesi için kullanılan yöntem, seçmeli harmonik eliminasyon yöntemi olarak bilinmektedir. Seçmeli harmonik eliminasyon darbe genişliği modülasyonu tekniği ilk kez 1964' te kullanılmıştır [83,106]. Bu teknikte bastırılacak harmonikler belirlenip, kullanılan algoritma ile anahtarlama açıları hesaplanmaktadır [50,107-111].

6.5. Bir Fazlı Evirici Çıkış Gerilimi Harmonik Eliminasyonu

Tek fazlı simetrik tam köprü DGM gerilim kaynaklı evirici devresi Şekil 6.5' te verilmiştir. Tek kutuplu anahtarlama tekniği (unipolar) kullanılarak elde edilen üç seviyeli evirici çıkış gerilimi V_o , Şekil 6.6' da gösterilmektedir.



Şekil 6.5. Bir fazlı simetrik DGM evirici



Şekil 6.6. Evirici çıkış gerilim dalga şekli

Çıkış gerilim darbeleri, uygun olarak belirlenmiş anahtarlama açıları ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots \alpha_N$) kullanılarak üretilmektedir. Çıkış geriliminin Fourier serisi,

$$V_0 = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \quad (6.21)$$

şeklinde ifade edilebilir. Dalga şekline ait ortalama gerilimi a_0 , kosinüslü terimin genliğini A_n ve sinüslü terimin genliğini B_n ile gösteren bu terimler;

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_0(t) dt \quad (6.22)$$

$$A_n = \frac{4E}{\pi n} [-\sum_{i=1}^N (-1)^n \sin n\alpha_i] \quad (6.23)$$

$$B_n = \frac{4E}{\pi n} \sum_{i=1}^N [-(-1)^n \cos(n\alpha_i)] \quad (6.24)$$

ifadeleri ile bulunurlar. Şekil 6.6. ile verilen çıkış gerilimi dalga şekli, $V_o(\omega t + \pi) = -V_o(\omega t)$ yarım dalga simetrisine sahip olduğundan, çift dereceli harmonik bileşenler bulunmaz ($A_{2n}=B_{2n}=0$).

Ayrıca, $V_o(-t) = -V_o(-\omega t)$ tek fonksiyon simetri özelliğinden dolayı, kosinüs terimleri sıfır olup sadece sinüs bileşenlerinin tek harmonikleri mevcuttur ($A_n = 0$).

Yine dalga şekli yatay eksene göre simetrik $V_o(\omega t) = -V_o(\omega t)$ olduğundan, çıkış geriliminin ortalama değeri sıfır olmaktadır ($a_0=0$).

Bu durumda,

$$V_0 = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t), n = 1, 3, 5, \dots, \infty \quad (6.25)$$

$$B_n = \frac{4E}{\pi n} \sum_{i=1}^N [-(-1)^n \cos(n\alpha_i)] \quad (6.26)$$

ve

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \frac{\pi}{2} \quad (6.27)$$

olarak verilir. $\omega=2\pi f_1$ ve f_1 ise temel bileşenin frekansıdır.

Burada $n=1,3,5,\dots$ olup, N ise her bir çeyrek periyottaki darbe sayısı olup, aynı zamanda her bir çeyrek periyottaki anahtarlama açısı sayısıdır. Çıkış geriliminin bu özelliği ile her bir çeyrek periyottaki darbe pozisyonları uygun şekilde seçilerek $3,5,\dots,2N-1$ dereceli $N-1$ tane harmonik elimine edilebilmektedir.

Gerilim dalga şeklindeki harmoniklerin yok edilmesi için ilgili harmoniklerin katsayılarının sıfıra eşitlenmesi ve B_1 katsayısının ise V_{01} ’ e eşitlenmesi gerekir. Burada V_{01} çıkış gerilimi dalga şeklinin temel bileşenidir.

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_3 \\ B_5 \\ \vdots \\ B_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) & -\cos(\alpha_2) & \cos(\alpha_3) & \cdots & \pm \cos(\alpha_n) \\ \cos(3\alpha_1) & -\cos(3\alpha_2) & \cos(3\alpha_3) & \cdots & \pm \cos(3\alpha_n) \\ \cos(5\alpha_1) & -\cos(5\alpha_2) & \cos(5\alpha_3) & \cdots & \pm \cos(5\alpha_n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(n\alpha_1) & -\cos(n\alpha_2) & \cos(n\alpha_3) & \cdots & \pm \cos(n\alpha_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4E/\pi \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

Bu bileşenin genliğinin istediğimiz şekilde ayarlanabilmesi gerekmektedir. Bu durumda m modülasyon indeksi ve E ise DA kaynak gerilimi olarak alındığında,

$$B_1 = m \frac{4E}{\pi} \quad (6.29)$$

Anahtarlama açılarının belirlenmesi için, (6.28) ile verilen denklem takımının çözülmesi gerekmektedir. Bu denklem takımı doğrusal olmayan bir denklem takımı olup, Newton-Raphson, Levenberg-Marquardt, Gauss-Newton gibi sayısal yöntemlerle çözülebilmektedir [111,112].

6.6. Newton-Raphson Yöntemi ile Doğrusal Olmayan Denklem Takımının Çözümü

SHE-DGM tekniğinde, farklı modülasyon indekslerinde harmonik bileşenler ile anahtarlama açıları arasındaki ilişkiyi veren, SHE denklemi olarak bilinen belirli sayıdaki doğrusal olmayan denklemin çözümü önemli bir yer tutmaktadır. Newton-Raphson (NR) yöntemi, doğrusal olmayan denklem takımlarının çözümü için kullanılan en hızlı iteratif (adım-adım) yöntemlerden biridir. Bu yöntem rasgele bir başlangıç değeri ile başlar ve doğrusal olmayan denklem takımını sıfıra yakınsar [113-116]. Denklem (6.28) kompakt formda,

$$F(\alpha) = B(m) \quad (6.30)$$

yazılabilir. Denklem (6.30) ile verilen sistemin, Newton-Raphson ile çözümü için aşağıdaki adımlar kullanılır.

1. Anahtarlama açıları matrisi

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix}$$

2. Doğrusal olmayan sistem ve Jacobian matrisleri

$$F = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) & -\cos(\alpha_2) & \cos(\alpha_3) & \cdots & \pm \cos(\alpha_n) \\ \cos(3\alpha_1) & -\cos(3\alpha_2) & \cos(3\alpha_3) & \cdots & \pm \cos(3\alpha_n) \\ \cos(5\alpha_1) & -\cos(5\alpha_2) & \cos(5\alpha_3) & \cdots & \pm \cos(5\alpha_n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(n\alpha_1) & -\cos(n\alpha_2) & \cos(n\alpha_3) & \cdots & \pm \cos(n\alpha_n) \end{bmatrix}$$

$$J = dF = \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_1) & \sin(\alpha_2) & -\sin(\alpha_3) & \cdots & \pm \sin(\alpha_n) \\ -\sin(3\alpha_1) & \sin(3\alpha_2) & -\sin(3\alpha_3) & \cdots & \pm \sin(3\alpha_n) \\ -\sin(5\alpha_1) & \sin(5\alpha_2) & -\sin(5\alpha_3) & \cdots & \pm \sin(5\alpha_n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\sin(n\alpha_1) & \sin(n\alpha_2) & -\sin(n\alpha_3) & \cdots & \pm \sin(n\alpha_n) \end{bmatrix}$$

3. Çözüm Matrisi

$$B(m) = \begin{bmatrix} 4E/\pi \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Her bir iterasyon çevriminde, $\alpha = \alpha_{old} + \Delta(\alpha)$ olup burada,

$$\Delta(\alpha) = J^{-1}(\alpha)[B(m) - F(\alpha)] \text{ ' dir.}$$

Doğrusal olmayan denklem takımının Newton-Raphson yöntemi ile çözümüne ilişkin algoritma aşağıda verilmiştir.

Newton-Raphson Algoritması

1. Anahtarlama açılarına yakın tahmini başlangıç şartı seç (α_0)

2. $M_i=0$ olarak ayarla

3. $F(\alpha_0)$, $B(M_i)$ ve Jacobian $J(\alpha_0)$ hesapla

4. Düzeltme faktörünü hesapla

$$\Delta\alpha = J^{-1}(\alpha_0)[B(m) - F(\alpha_0)]$$

5. Anahtarlama açılarını güncelle

$$\alpha(k+1) = \alpha(k) + \Delta\alpha(k)$$

6. Anahtarlama açılarını dönüştür

$$\alpha(k+1) = \cos^{-1}[\cos(\alpha(k+1))]$$

7. Çözüm bulunana kadar (Kabul edilebilir hata değerine kadar) ya da maksimum iterasyon sayısına ulaşıncaya kadar, 3-6 adımlarını tekrarla.

8- Modülasyon indeksini, belirlenen adım kadar artır.

9- 2-8 adımlarını herhangi bir durdurma kriteri sağlanıncaya kadar tekrarla.

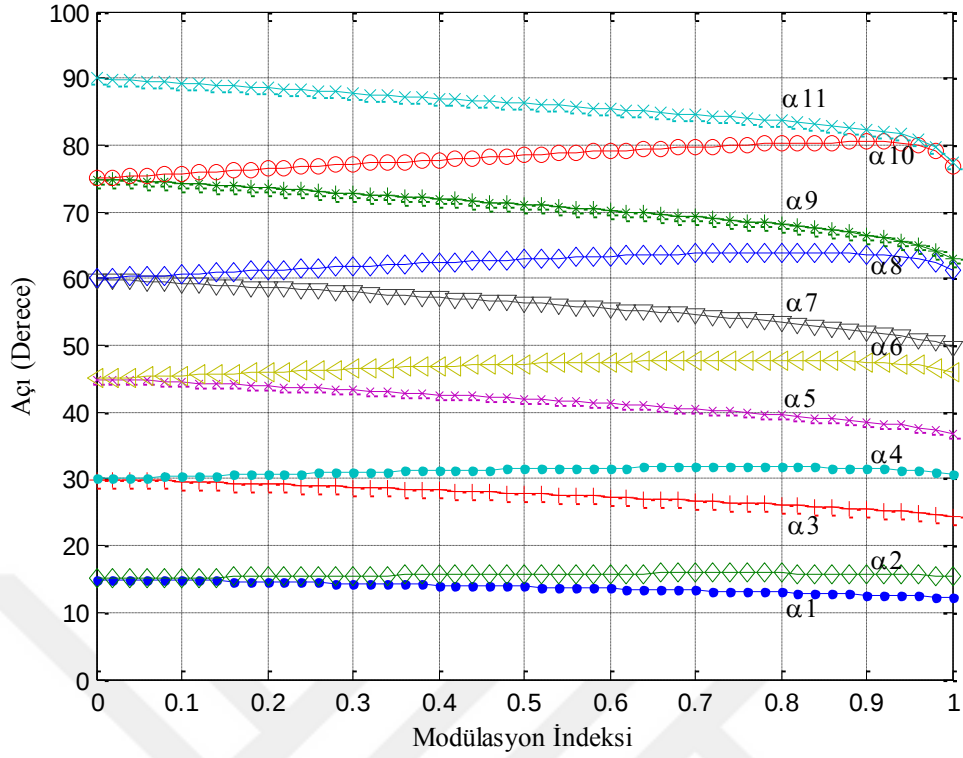
10- Çözüm seti ile her bir set için toplam harmonik bozulmayı Modülasyon indeksine göre çizdir.

Tablo 6.1’ de, modülasyon indeksinin 0.01 ile 1 arasında ve 0.01 adımlarla artırılmasıyla, $N=11$ olan ve denklem (6.19) ile verilen denklem sistemi çözdürülerek, her bir modülasyon indeks değeri için elde edilen anahtarlama açı değerlerini verilmektedir.

Tablo 6.1. Modülasyon indeksine karşılık gelen anahtarlama açıları

M	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8	α_9	α_{10}	α_{11}
0.01	14.975	15.145	29.957	30.032	44.942	45.049	59.933	60.063	74.927	75.072	89.925
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
0.1	14.7935	15.181	29.607	30.357	44.450	45.511	59.335	60.635	74.268	75.718	89.249
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
0.5	13.855	15.743	27.811	31.485	41.956	47.205	56.369	62.887	71.109	78.453	86.182
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
1.000	12.092	15.296	24.287	30.556	36.681	45.735	49.375	60.767	62.457	75.560	75.996

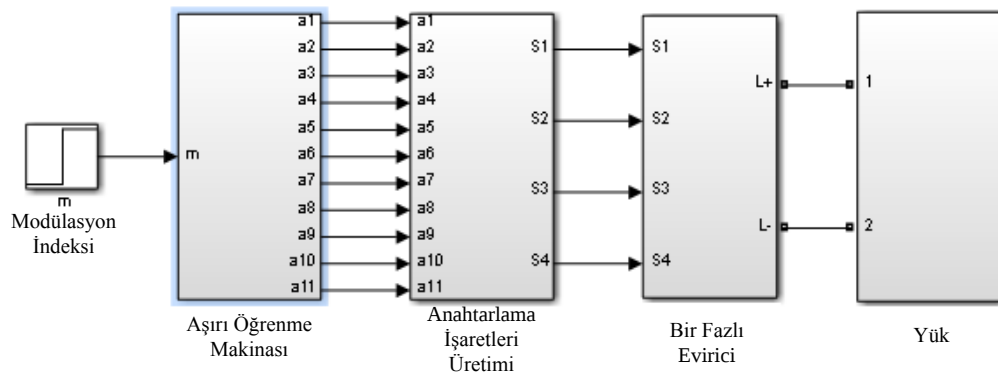
Modülasyon indeksine karşılık Newton-Raphson çözümünden elde edilen açılar, Şekil 6.7’ de çizdirilmiştir.



Şekil 6.7. Modülasyon indeksine karşı açılarının değişimi

6.7. Aşırı Öğrenme Makinesi Tabanlı Seçilen Harmoniklerin Eliminasyonu

Bir fazlı eviriciler için, aşırı öğrenme makinesi tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonuna yönelik blok diyagramı Şekil 6.8’ de verilmiştir. Burada anahtarlama açısı sayısı $N=11$ olarak alınmış olup, 10 adet ($N-1$) harmoniğin (3,5,7,9,11,13,15,17,19 ve 21. harmonikler) evirici çıkış gerilimi spektrumundan elimine edilmesi amaçlanmıştır.



Şekil 6.8. AÖM tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu blok şeması

AÖM tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu iki adımda gerçekleştirilmektedir. İlk olarak modülasyon indeksinin belirli değerlerine karşılık gelen ve evirici çıkış gerilimini ifade eden N adet doğrusal olmayan denklem sistemi off-line olarak Newton-Raphson metodu kullanılarak çözülüp anahtarlama açıları bulunmaktadır.

Bu modülasyon indekslerine karşılık gelen anahtarlama açıları kullanılarak AÖM eğitilip test edilmektedir. Çalışmamızda, AÖM sistemi için, 1 giriş (Modülasyon indeksi) ve 11 çıkış (Anahtarlama açıları) bulunmaktadır.

Aşırı öğrenme makinesinin eğitimi ve testi için toplam olarak 400x12 veri kullanılmıştır. Bu verinin %80'i eğitim ve rasgele seçilen %20'si ise test için kullanılmıştır.

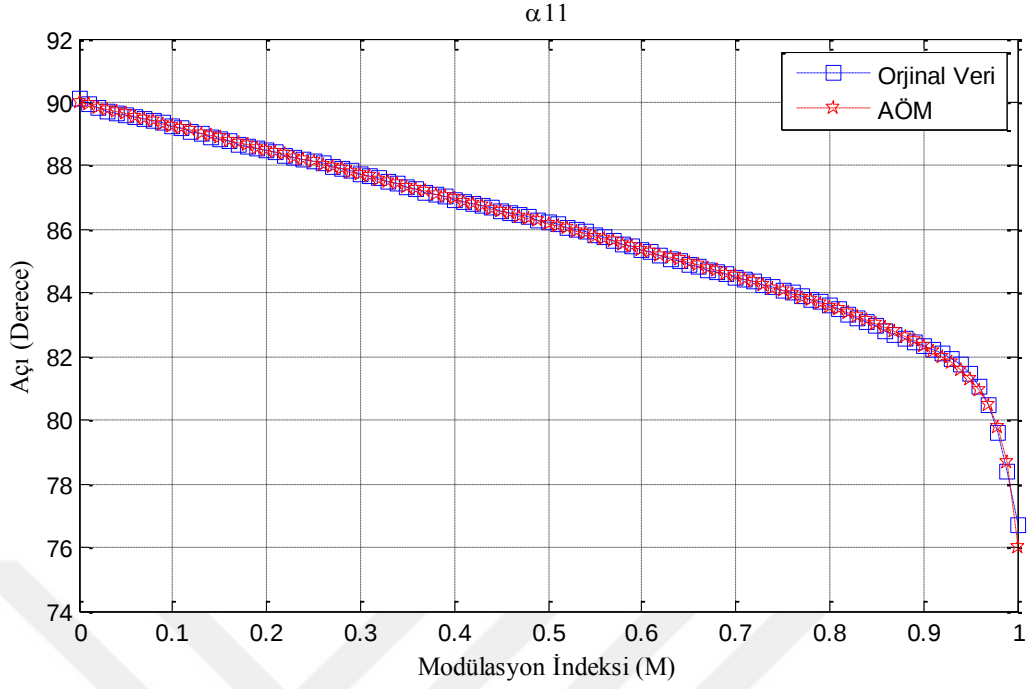
Regresyon uygulamalarında, aşırı öğrenme makinesinin performansı aşağıda ifadeleri verilen korelasyon katsayısı (R^2), karesel ortalama hata karekökü (RMSE) ve ortalama mutlak hata (MAE) ile belirlenmektedir. N= 11 olarak yapılan bu çalışmada $R^2=0.999$ ve $RMSE=0.1939$ olarak hesaplanmıştır.

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (\hat{Y}_i - Y_i)^2}{\sum_{i=1}^n (Y_i - \bar{Y})^2} \quad (6.31)$$

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{Y}_i - Y_i)^2} \quad (6.32)$$

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\hat{Y}_i - Y_i| \quad (6.33)$$

AÖM ile elde edilen açıların, denklem çözümü sonucu elde edilen değerleri çok yakından takip ettiği görülmüştür. Modülasyon indeksine karşılık, hesaplanan ve AÖM tarafından bulunan açı değerlerinden sadece α_{11} , denklem çözümü ile elde edilen değerlerin yakından takip edildiğinin daha iyi görülebilmesi açısından Şekil 6.9' da çizdirilmiştir.



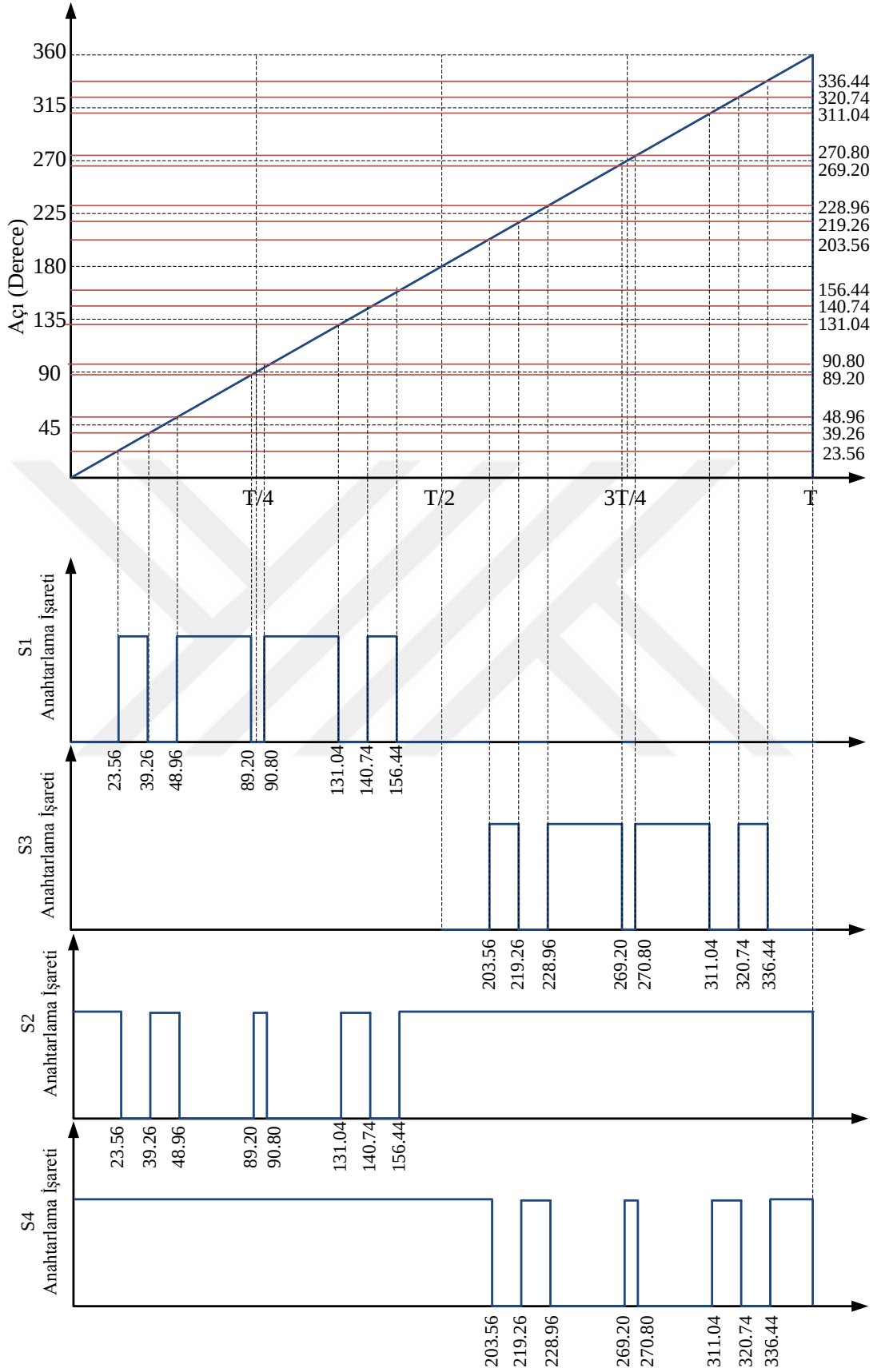
Şekil 6.9. Modülasyon indeksine karşılık hesaplanan ve AÖM açı değerleri (α_{11} için)

İkinci adım gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmektedir. Bu adımda, AÖM eğitim parametrelerini dikkate alarak, giriş olarak aldığı modülasyon indeksine karşılık gelen anahtarlama açılarını üretmektedir.

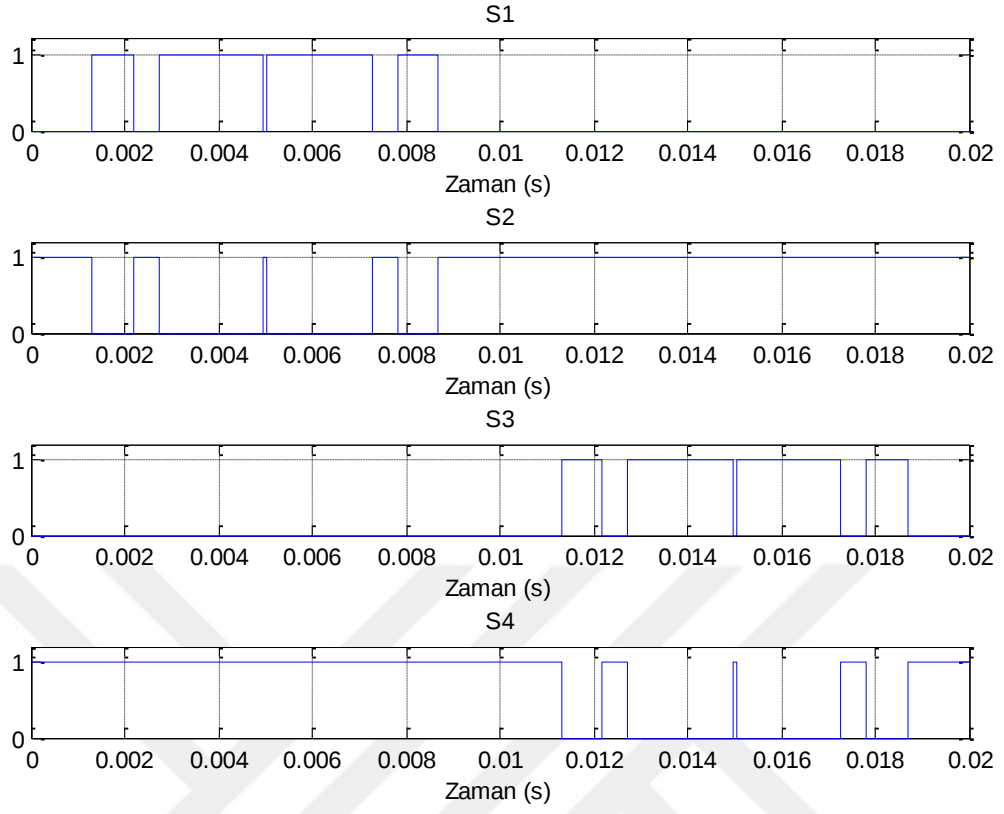
6.8. Anahtarlama İşaretlerinin Üretilmesi

Geleneksel taşıyıcı tabanlı darbe genişlik modülasyon sistemlerinde olduğu gibi, AÖM ile üretilen bu anahtarlama açıları ile belli frekanslı bir zamanlayıcı içeriği karşılaştırılmakta ve darbe genişlik modülasyonlu anahtarlama işaretleri üretilmektedir. Şekil 6.10' da anahtarlama işaretlerinin üretilmesinin görülmesi açısından dört açılı bir işaret üretimi için oluşturulmuştur. Bu sistemde, $\alpha_1=23.56^\circ$, $\alpha_2=39.26^\circ$, $\alpha_3=48.96^\circ$ ve $\alpha_4=89.20^\circ$ dir.

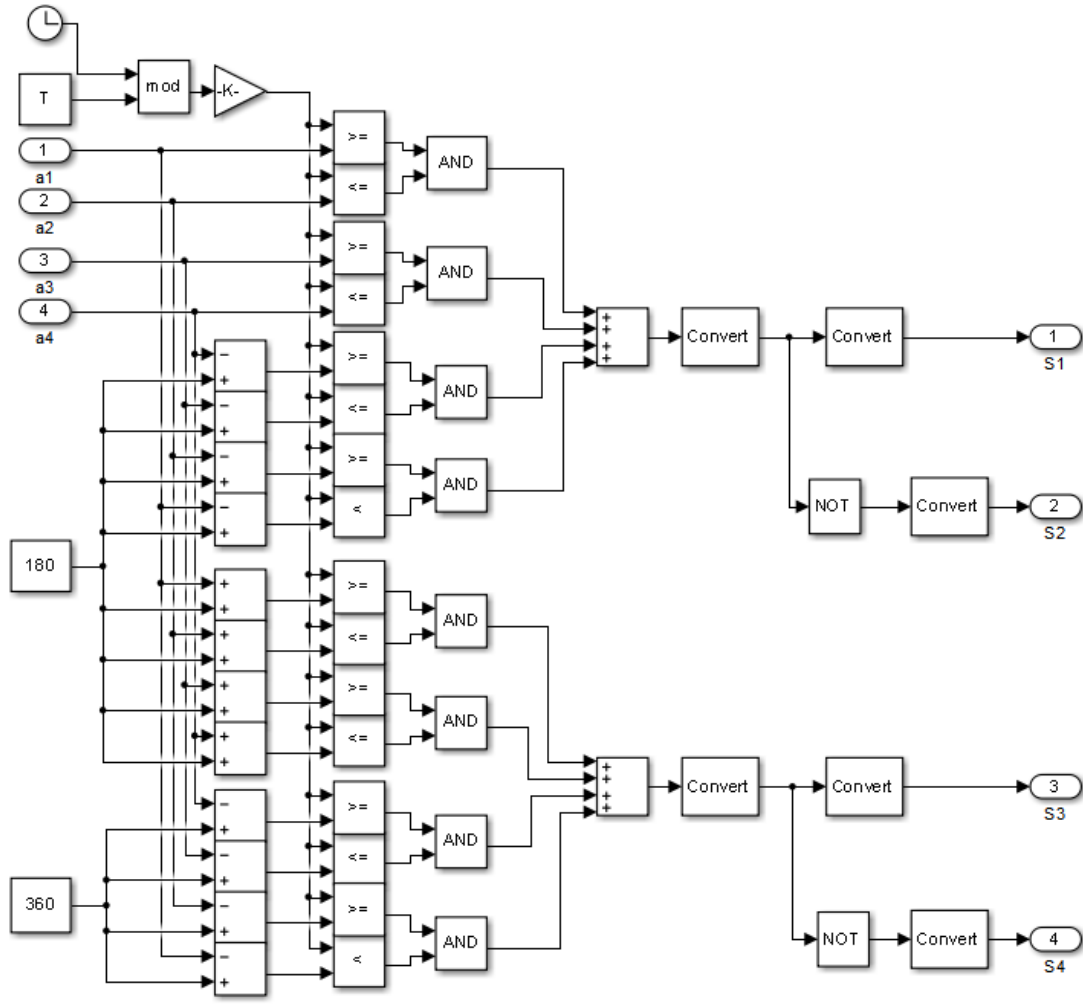
Frekansın 50 Hz olması durumunda, zamanlayıcı içeriği olan üçgen dalga ile anahtarlama açıları karşılaştırılarak elde edilen anahtarlama işaretleri Şekil 6.11. üzerinde gösterilmiştir. Bu işaretlerin oluşturulması için, geliştirilen Simulink bloğu ise Şekil 6.12' de verilmiştir.



Şekil 6.10. Üç harmoniğin eliminasyonu için bir fazlı evirici anahtarlama işaretlerinin üretimi



Şekil 6.11. Seçilen üç harmoniğin eliminasyonu için üretilen bir fazlı evirici anahtarlama işaretleri

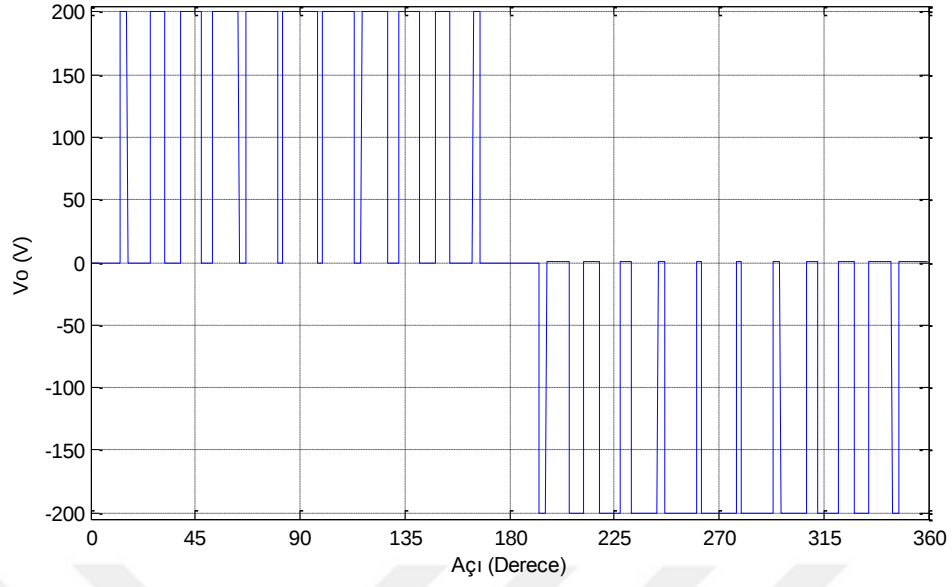


Şekil 6.12. Üç harmoniğin eliminasyonu için bir fazlı evirici anahtarlama işaretlerinin üretimi Simulink programı

Elde edilen anahtarlama işaretleri bir fazlı evirici anahtarlama elemanlarına uygulanmaktadır. Şekil 6.13' de evirici çıkış gerilimindeki 10 harmoniğin elimine edilmesi için ($N=11$) oluşturulan anahtarlama işaretinin bir periyodu verilmiştir. Buradaki anahtarlama açıları modülasyon indeksi $M=0.9$ alınarak elde edilmiştir. Bu durumda anahtarlama açıları ise Tablo 6.2' de verilmiştir. Üretilen anahtarlama işaretlerinin çeyrek periyod simetrisi açıkça görülmektedir.

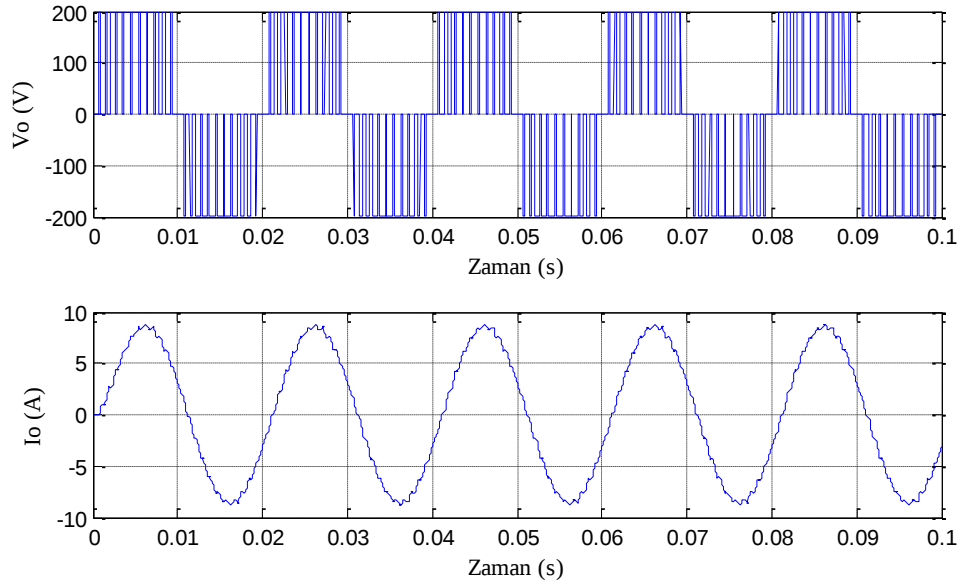
Tablo 6.2. $M=0.9$ ve $N=11$ için anahtarlama açıları

α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8	α_9	α_{10}	α_{11}
12.65	15.76	25.45	31.57	38.54	47.48	52.12	63.66	66.54	80.47	82.33



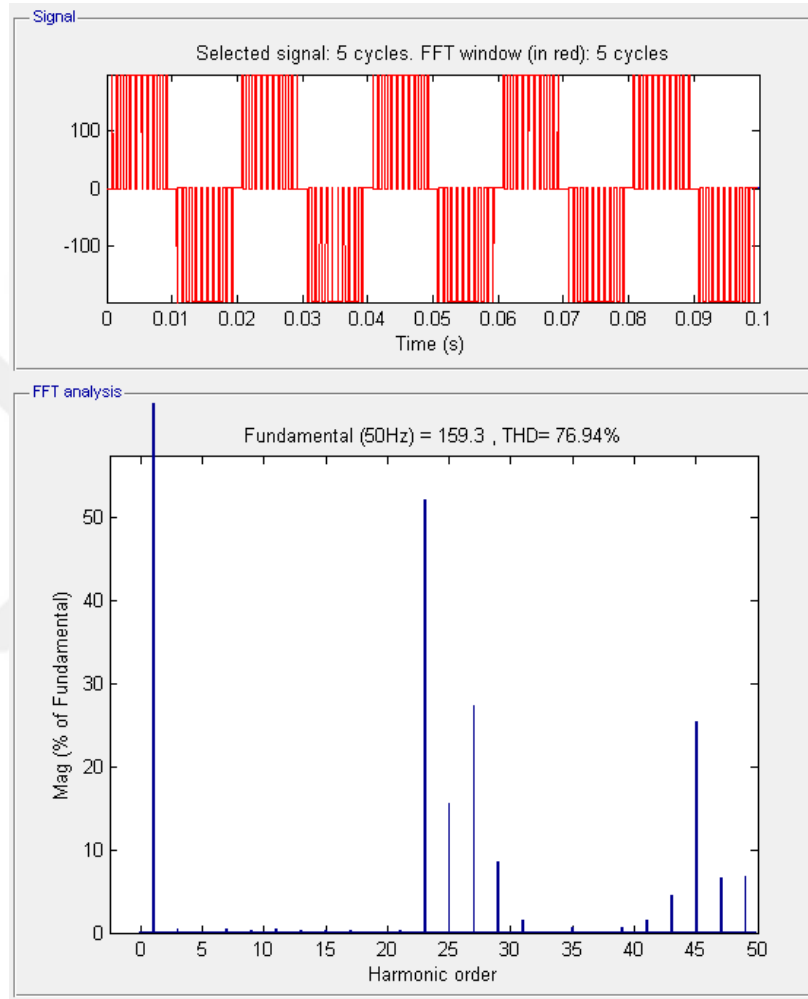
Şekil 6.13. 10 harmoniğin elimine edilmesi için elde edilen çıkış gerilimi dalga şekli

10 harmoniğin evirici çıkış geriliminden elimine edilmesi için oluşturulan bu 11 anahtarlama açısı ile elde edilen anahtarlama işaretleri RL yükünü besleyen tek fazlı bir köprü eviriciye uygulanmış ve evirici çıkış gerilimi ile çıkış akımının filtre edilmiş hali Şekil 6.14’ de verilmiştir. Burada temel harmoniğin frekansı 50 Hz olarak alınmış olup, modülasyon indeksi ise 0.9’ dur.



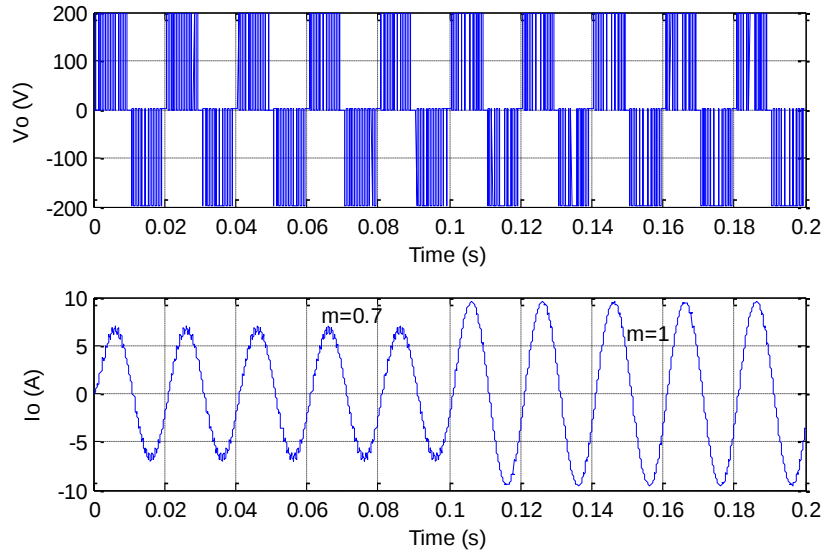
Şekil 6.14. Evirici çıkış gerilimi ve akımı

Evirici çıkış geriliminin frekans spektrumu elde edilmiş ve Şekil 6.15’ de verilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, ve 21. harmonikler olmak üzere, toplamda 10 harmonik evirici çıkış geriliminden yok edilmiş olup bu harmonikler çıkış gerilimi spektrumunda görülmemektedir.

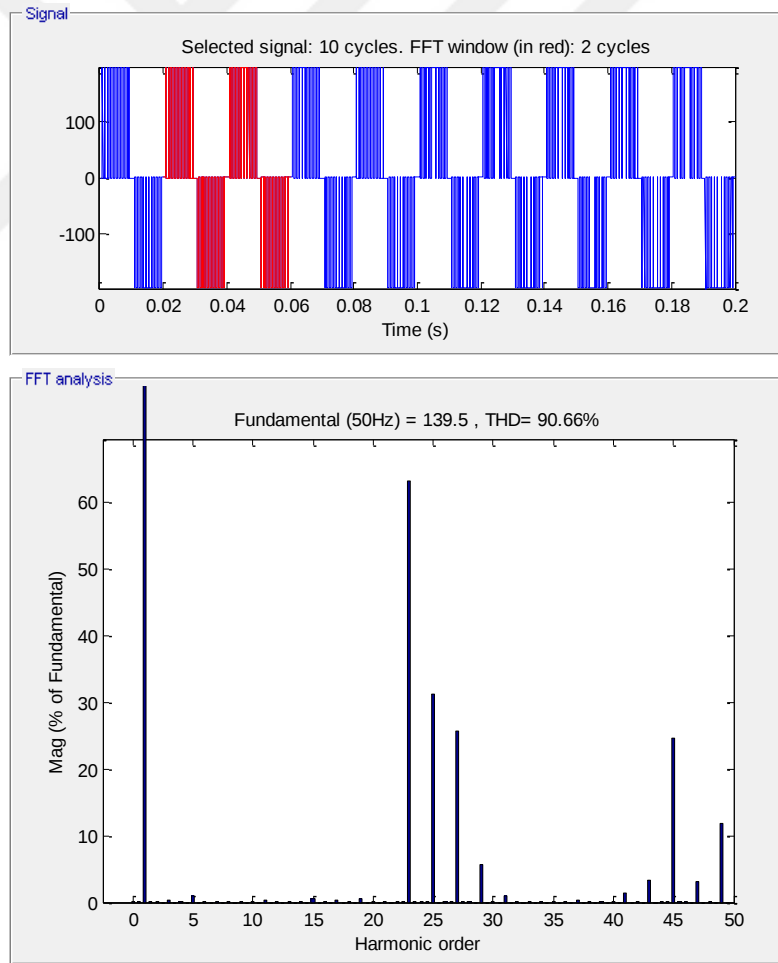


Şekil 6.15. Evirici çıkış gerilimi ve spektrumu

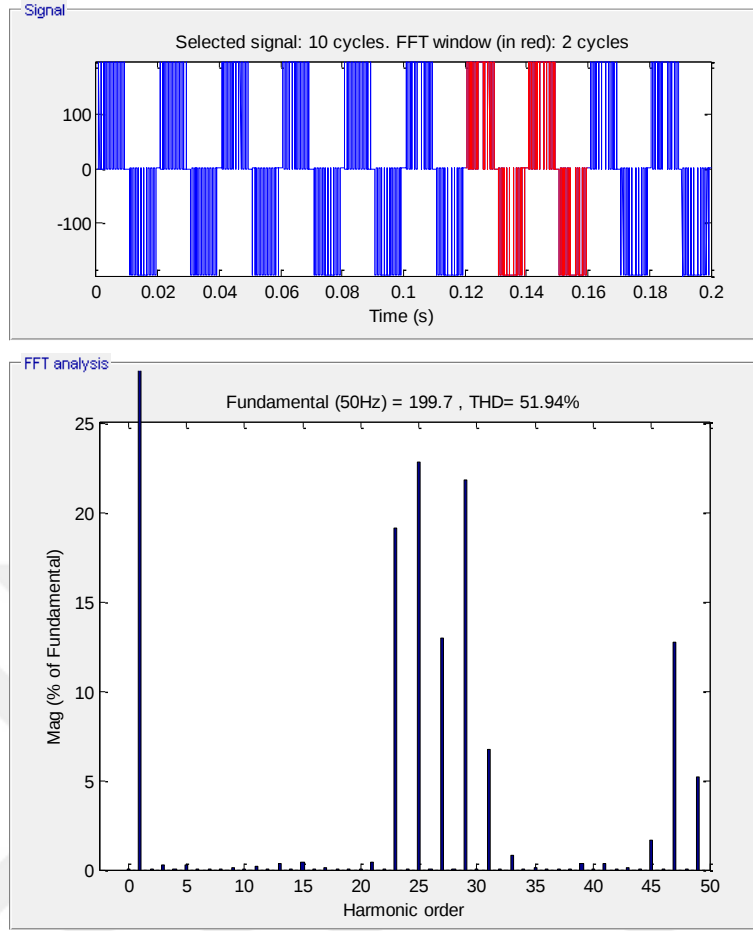
Modülasyon indeksi değerinin 0.7 alınıp $t=0.1s$ ’ de 1’e çıkarılması ile oluşan çıkış gerilimi ve akım dalga şekilleri Şekil 6.16’ da verilmiştir. Çıkış gerilimi ve spektrumu hem $t<0.1s$ ($m=0.7$) ve hem de $t>0.1s$ ($m=1$) için Şekil 6.17. ve Şekil 6.18’ de sırasıyla verilmiştir. Çıkış gerilimi dalga şeklindeki $t=0.1s$ ’ deki geçiş öncesi ve sonrasındaki değişikliğin görülmesi bakımından çıkış gerilimi dalga şekli $t=0.1s$ etrafında yakınlştırılarak Şekil 6.19’ da verilmiştir. Anahtarlama açılarının geçiş öncesi ve sonrasındaki değişiklikleri açıkça görülmektedir.



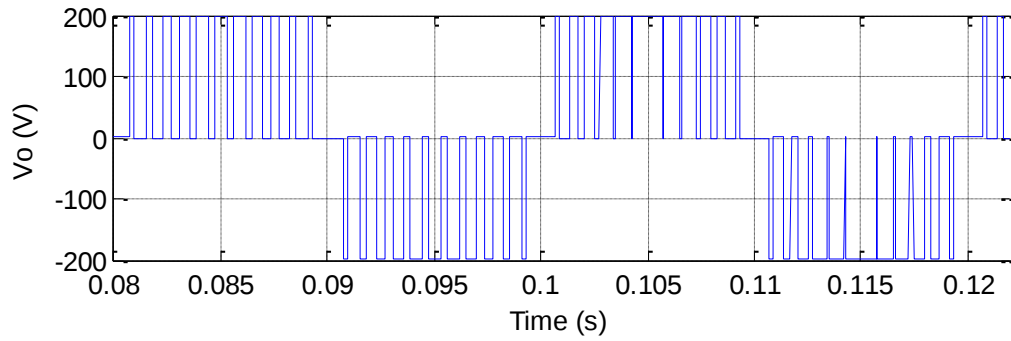
Şekil 6.16. M' in 0.7' den 1' e geçmesi ile elde edilen evirici çıkış gerilimi ve akımı



Şekil 6.17. Evirici çıkış gerilimi ve spektrumu $t < 0.1s$ ($m=0.7$)



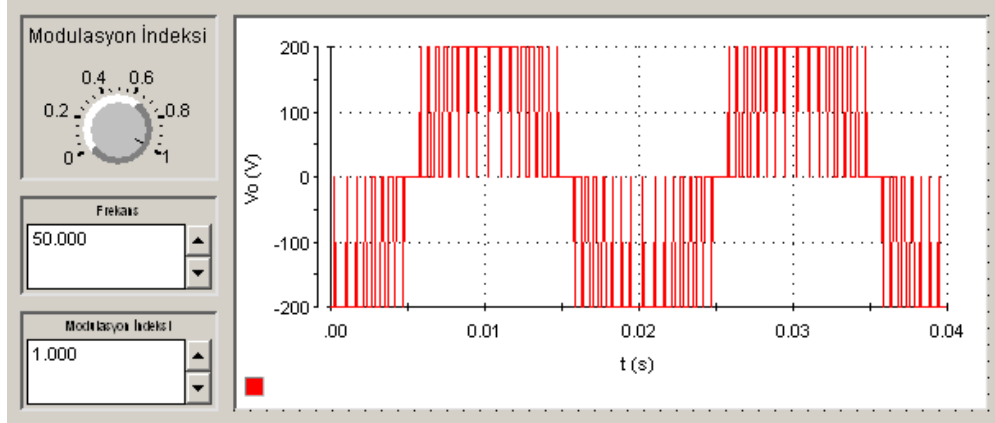
Şekil 6.18. Evirici çıkış gerilimi ve spektrumu $t > 0.1s$ ($m=1$)



Şekil 6.19. Evirici çıkış gerilimi $t=0.1s$ ' de yakınlaştırılmış hali

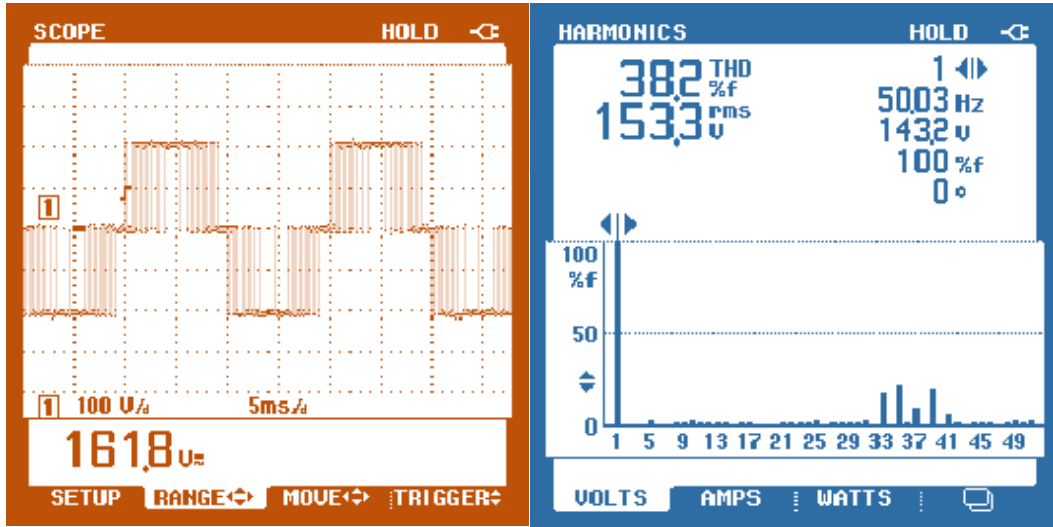
6.9. Farklı Frekans ve Modülasyon Değerlerinde Harmonik Eliminasyonu

Farklı frekanslarda modülasyon indeksinin de değiştirilerek ilk 15 düşük dereceli harmoniğin bastırılmasına yönelik deneyler yapılmıştır. Bu deneylere ilişkin Control Desk görüntüsü Şekil 6.20' de verilmiştir.

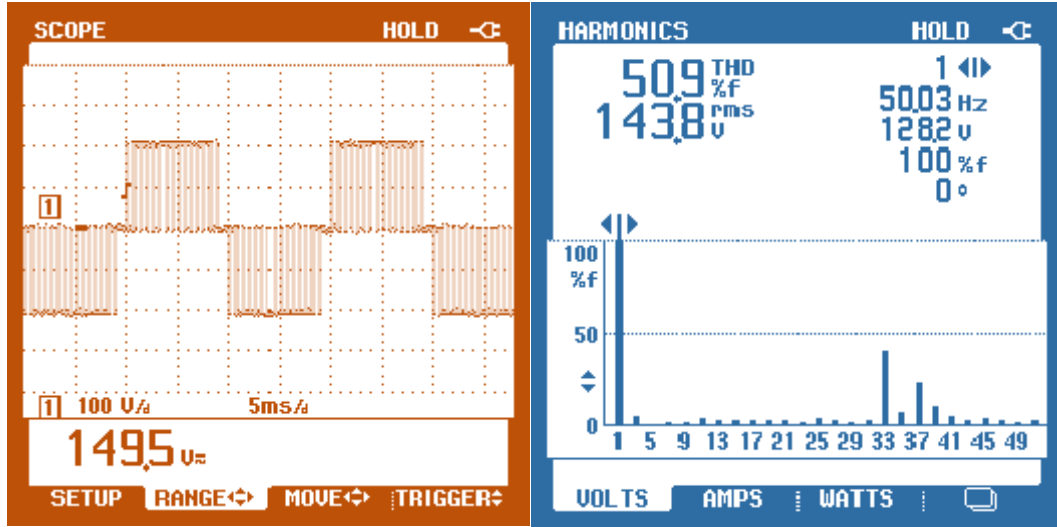


Şekil 6.20. Frekans ve modülasyon indeksinin değiştirilmesi ile ilgili Control Desk görüntüsü

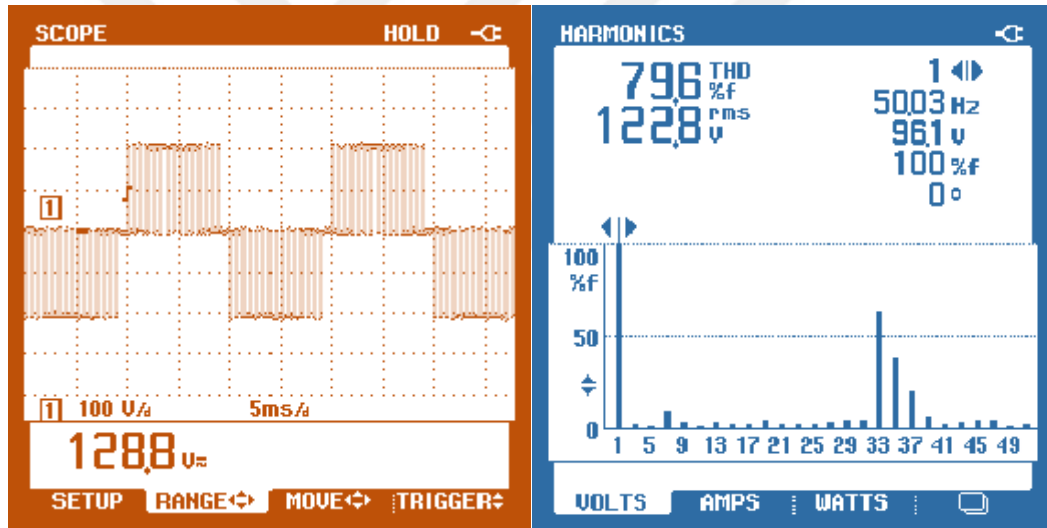
Farklı frekans ve modülasyon indeksleri için elde edilen evirici çıkış gerilimi ve bu gerilime ait harmonik spektrum Şekil 6.21’ den Şekil 6.29’ a kadar verilmiştir.



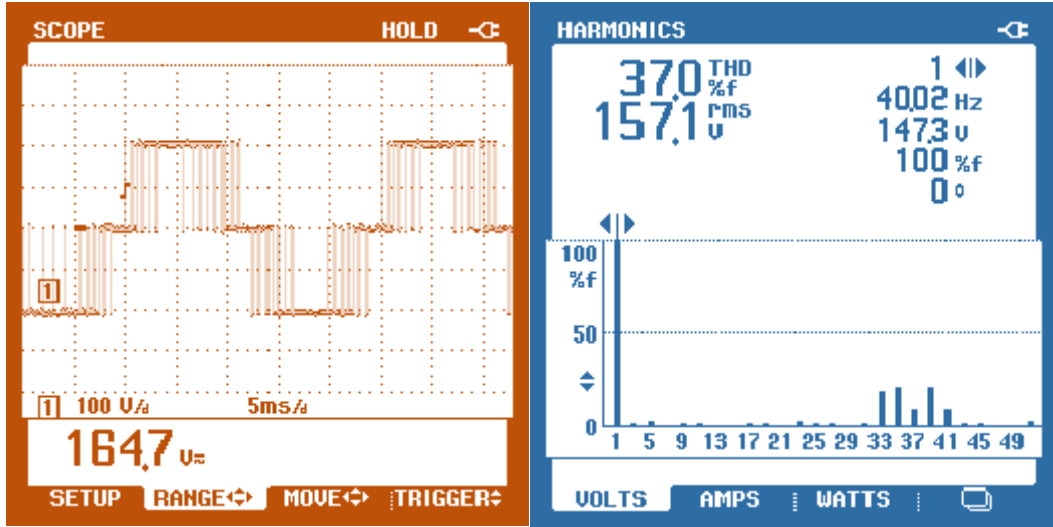
Şekil 6.21. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=50$ Hz, $M=1$)



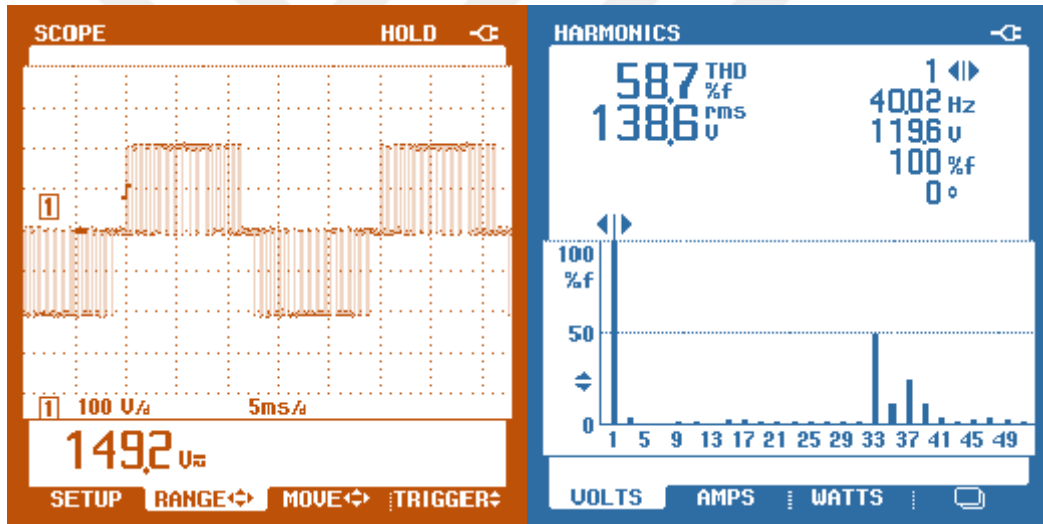
Şekil 6.22. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=50$ Hz, $M=0.8$)



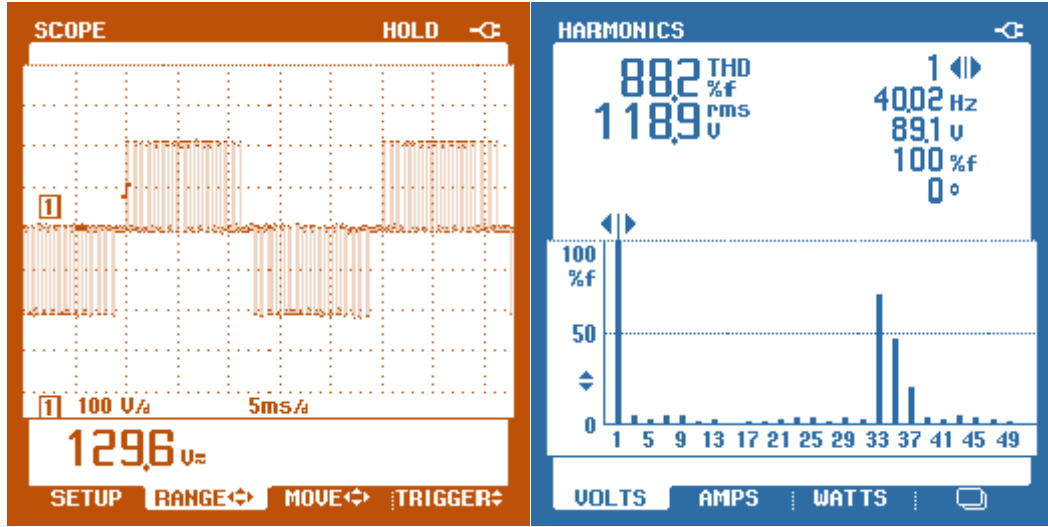
Şekil 6.23. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=50$ Hz, $M=0.6$)



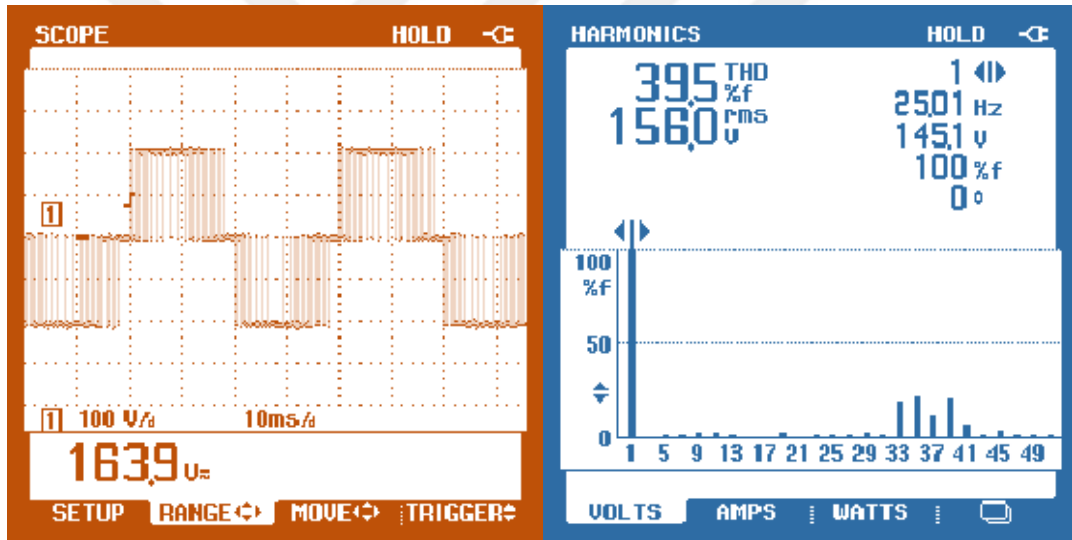
Şekil 6.24. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=40$ Hz, $M=1$)



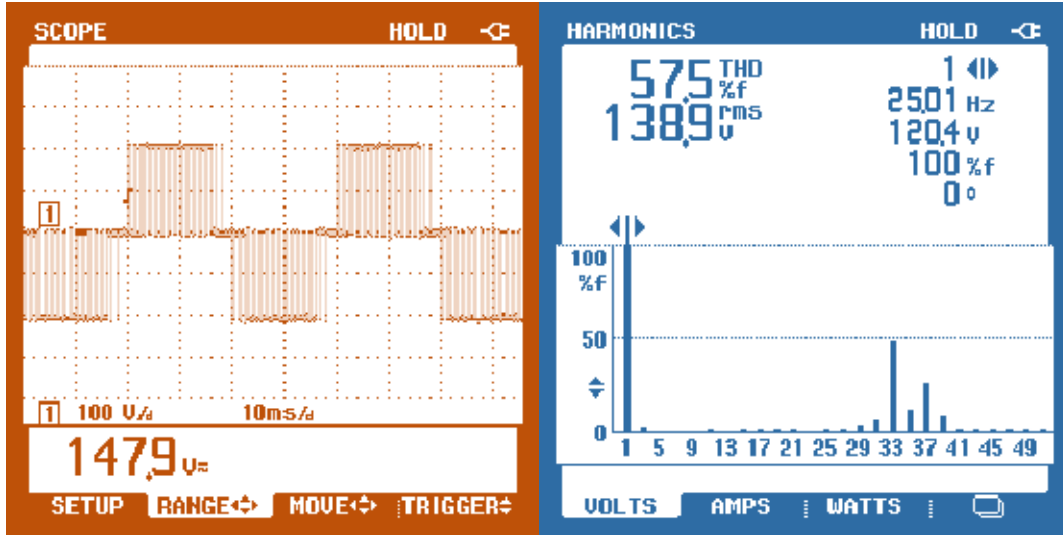
Şekil 6.25. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=40$ Hz, $M=0.8$)



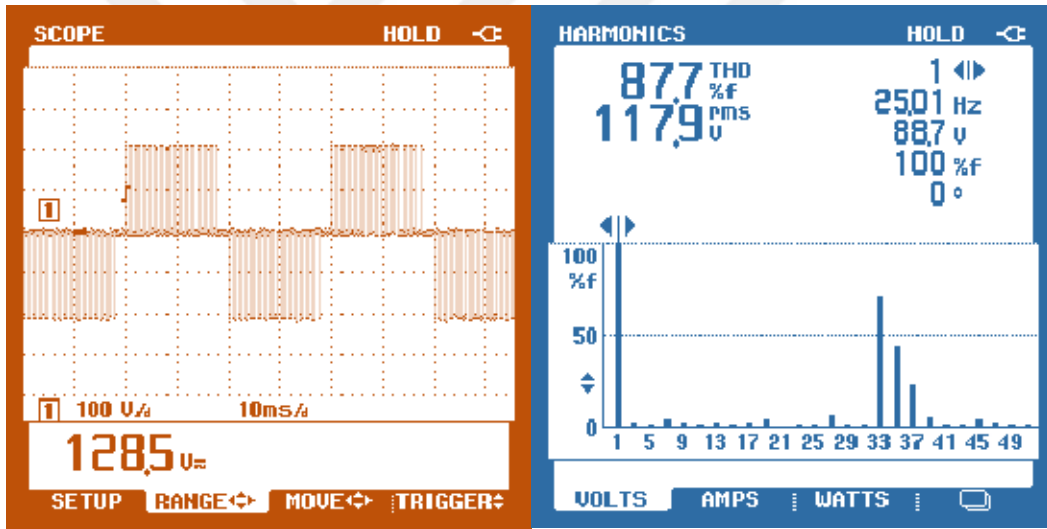
Şekil 6.26. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=40$ Hz, $M=0.6$)



Şekil 6.27. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=25$ Hz, $M=1$)



Şekil 6.28. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=25$ Hz, $M=0.8$)



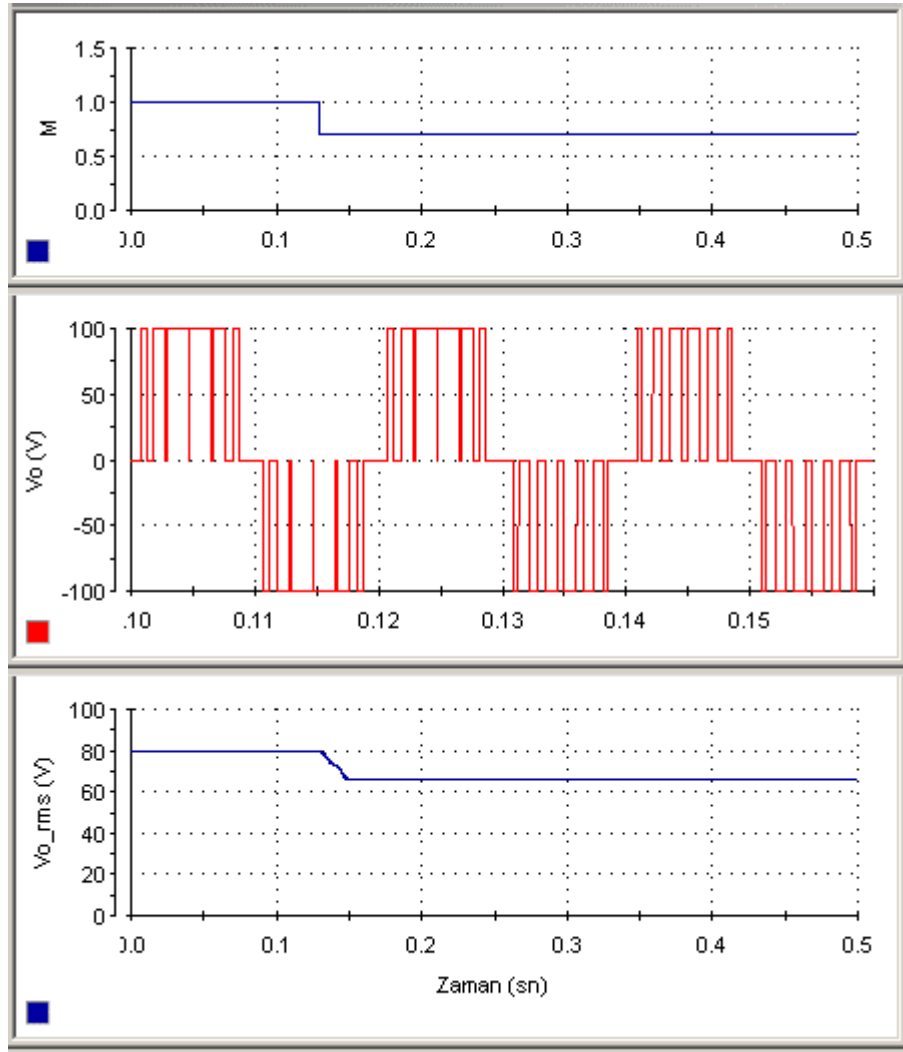
Şekil 6.29. 15 harmoniğin bastırıldığı evirici çıkış gerilimi ve harmonik spektrumu ($f=25$ Hz, $M=0.6$)

Bu çalışma süresince, evirici DA giriş gerilimi 200 V’ da sabit tutulmuş, frekans 50, 40 ve 25 Hz olarak değiştirilmiş ve her bir frekans değeri için modülasyon indeksi 1, 0.8 ve 0.6 olarak değiştirilerek, bununla ilgili sonuçlar alınmıştır.

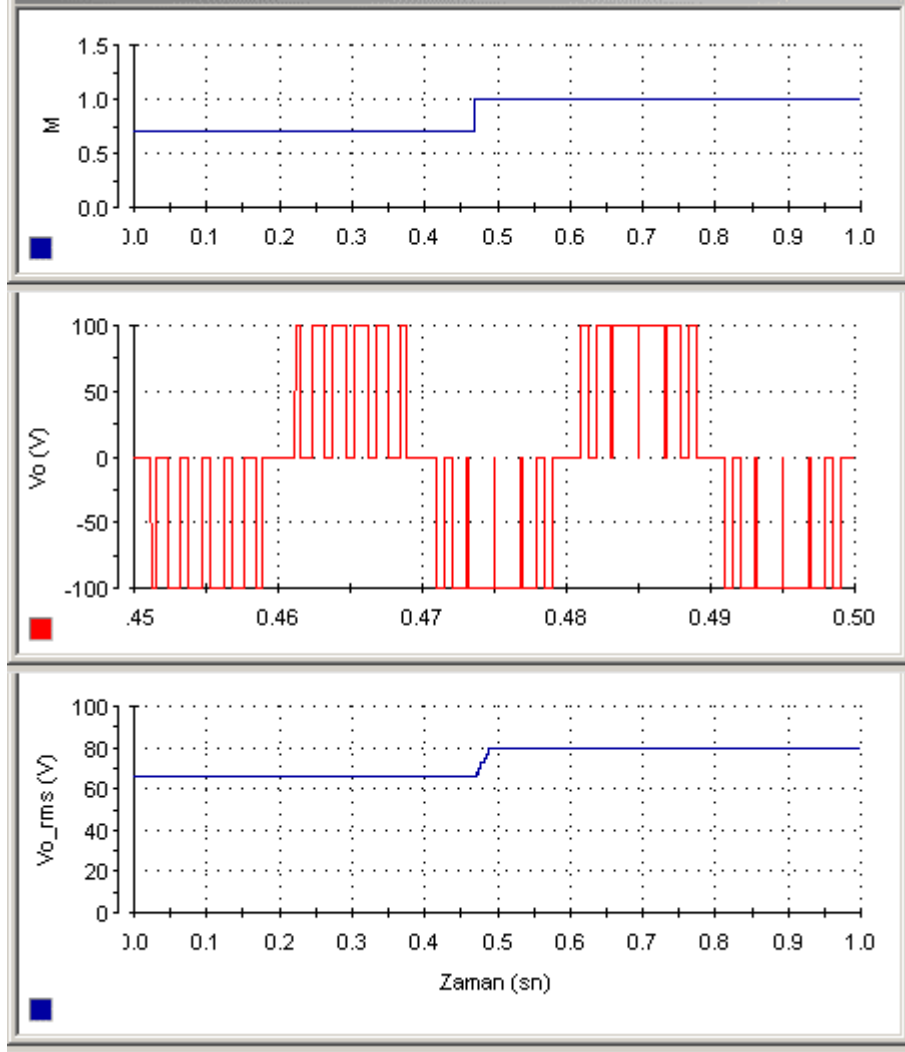
Bu sonuçlar herhangi bir frekans ve modülasyon indeksi için önerilen yöntemin harmonik eliminasyonu rahatlıkla yaptığını göstermektedir. Bu sonuçlardan yola çıkılarak V/f kontrolü yapılacaktır.

6.10. Modülasyon İndeksinin Değişmesi ile Anahtarlama Açıları ve Çıkış Gerilimi RMS Değerinin Değişmesi

Modülasyon indeksi değiştirildiğinde evirici çıkış gerilimi anahtarlama açıları da değişmektedir. Anahtarlama açılarının değişmesi çıkış gerilimi dalga şeklini de değiştirmekte ve bu değişime bağlı olarak çıkış geriliminin etkin değeri de değişmektedir. Modülasyon indeksinin değiştirilmesi ile ilgili Control Desk görüntüsü, Şekil 6.30. ile Şekil 6.31’ de ilk 5 harmoniğin bastırıldığı sistemde sırasıyla modülasyon indeksinin 1’ den 0.7’ ye düşürülmesi ve modülasyon indeksinin 0.7’ den 1’ e yükseltilmesi ile ilgili çıkış gerilimi dalga şekli ve bu gerilimin etkin değerinin değişimi verilmiştir.



Şekil 6.30. 5 harmoniğin bastırıldığı sistemde modülasyon indeksinin 1’ den 0.7’ ye düşürülmesi ile elde edilen çıkış gerilimi ve bu gerilimin etkin değeri



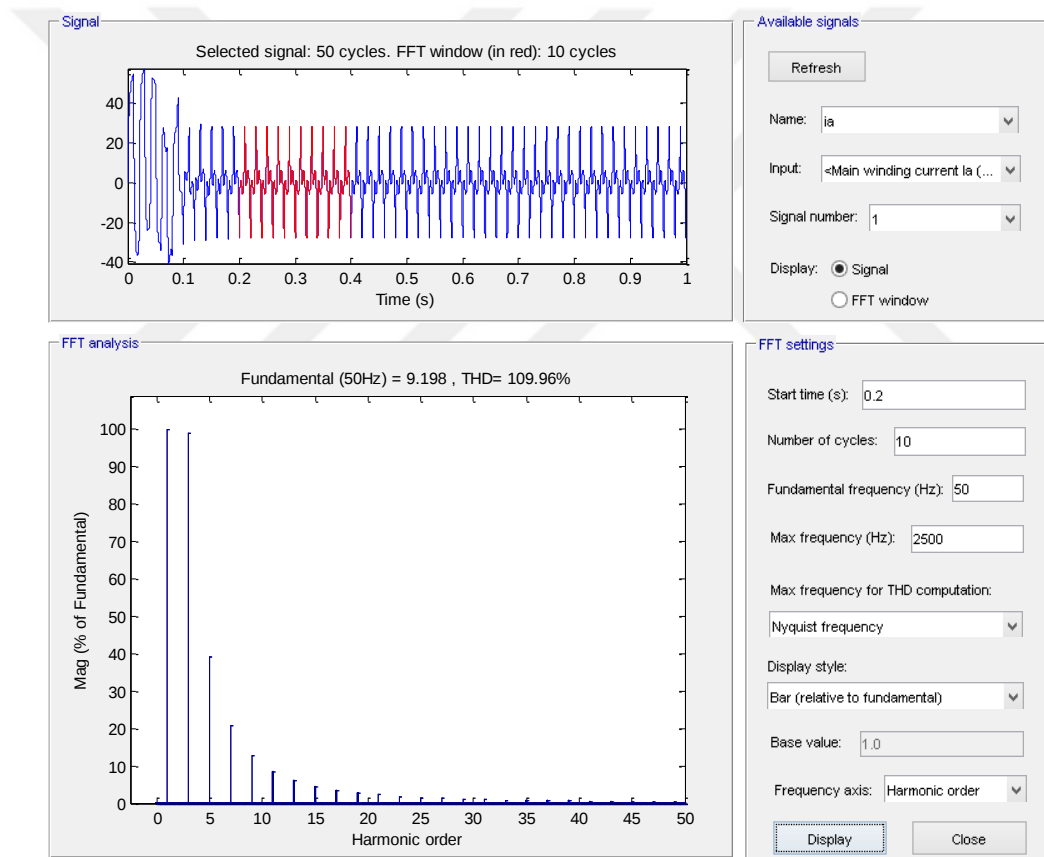
Şekil 6.31. 5 harmoniğin bastırıldığı sistemde modülasyon indeksinin 0.7' den 1' e çıkarılması ile elde edilen çıkış gerilimi ve bu gerilimin etkin değeri

6.11. Toplam Harmonik Bozulma

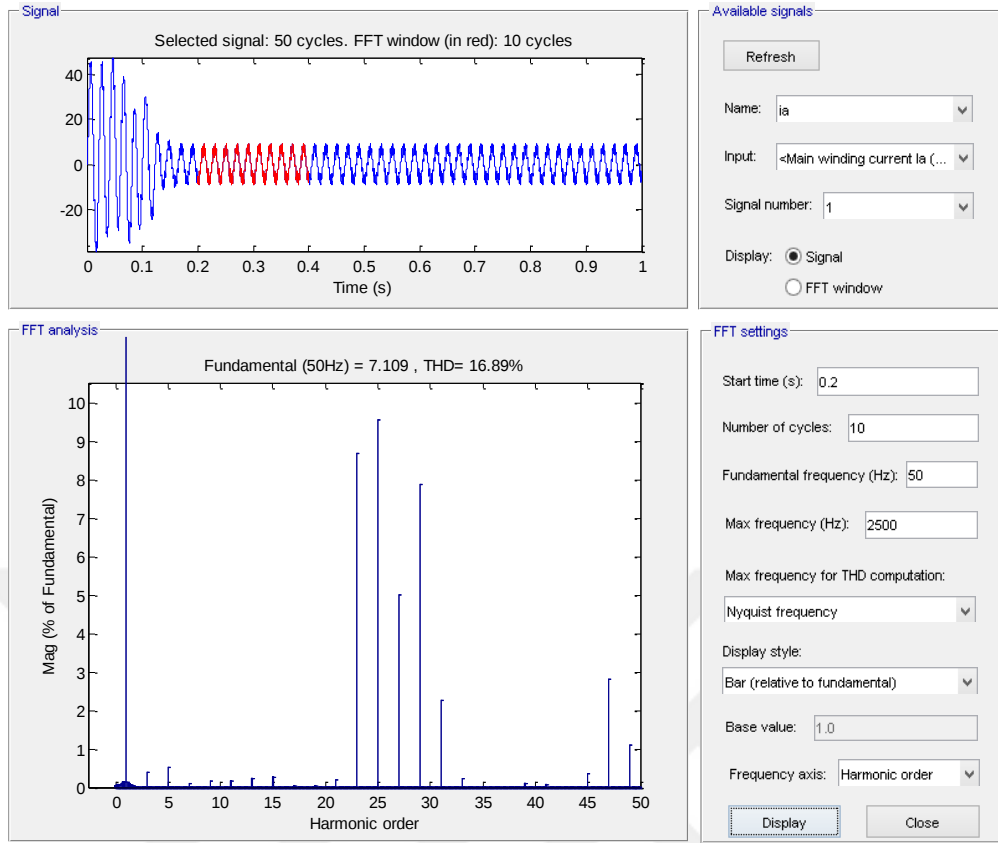
Güç kaynakları, harmonikler içeren sinüzoidal olmayan bozuk bir dalga formuna sahip olup doğrusal olmayan yükler gibi davranırlar. Bu harmonikler, telefon hatlarında oluşabilecek parazitlerinden, iletkenlerin ve motorların ve transformatörlerin yalıtım malzemelerinin bozulmasına kadar değişen sorunlara neden olabilmektedir. Dolayısıyla bu harmoniklerin toplam etkisini belirlemek önem arz etmektedir. Bir sistemdeki tüm harmoniklerin toplamı toplam harmonik bozulma (THB) olarak adlandırılmaktadır. Toplam harmonik bozulma değeri güç kalitesinin bir göstergesidir.

Bu çalışmada önerilen aşırı öğrenme makinesi tabanlı harmonik eliminasyon yöntemi ile Kare dalga modülasyonlu bir fazlı sürücü sistemi toplam harmonik bozulma cinsinden karşılaştırılmıştır. Her iki yöntemde de aynı parametreler ve motor kullanılmış ve motor akımının frekans spektrumu ve toplam harmonik bozulma elde edilmiştir.

Şekil 6.32' de kare dalga modülasyonlu bir fazlı evirici üzerinden beslenen tek fazlı motorun akım dalga şekli ve bu akıma ait frekans spektrumu ve Şekil 6.33' de ise aynı sistemin aşırı öğrenme makinesi tabanlı seçilen harmoniklerin eliminasyonu tabanlı modülasyon tekniği ile elde edilmiş sonuçları verilmiştir. Her iki yönteme ait frekans spektrumunda ilk elli harmonik dikkate alınmıştır.



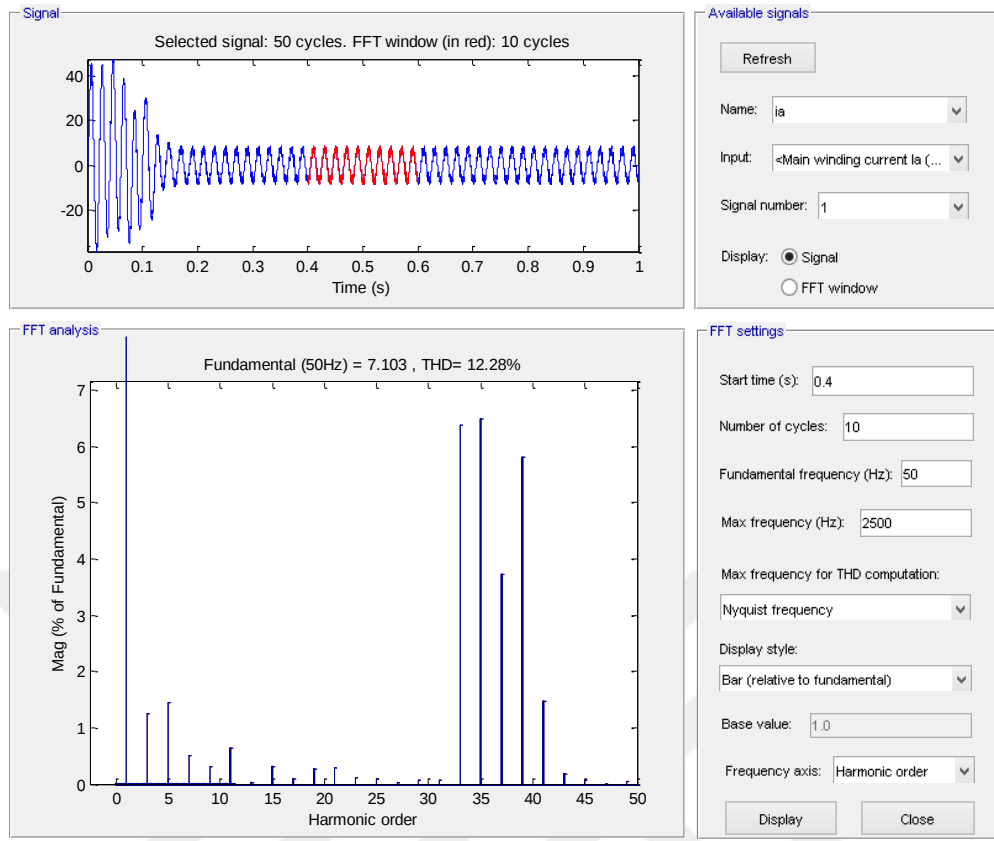
Şekil 6.32. Kare dalga modülasyonlu bir fazlı evirici üzerinden beslenen tek fazlı motor akımı ve harmonik spektrumu



Şekil 6.33. Seçilen harmoniklerin eliminasyonu modülasyonlu bir fazlı evirici üzerinden beslenen tek fazlı motor akımı ve harmonik spektrumu

Seçilen harmoniklerin eliminasyonu yönteminde ilk 10 harmonik elimine edilmiştir. Bu şekiller karşılaştırıldığında önerilen sistem ile elde edilen akım dalga şeklinin sinüzoidal dalga şekline daha yakın olduğu ve frekans spektrumunda da 3. 5. 7. 9. 11. 13. 15. 17. 19. ve 21. harmoniklerin bulunmadığı görülmektedir. Toplam harmonik bozulma ise yaklaşık 6.5 kat azalmıştır.

Elimine edilecek harmoniklerin sayısı artırıldığında harmonik bozulma çok daha düşük seviyelere inmektedir. Şekil 6.34’ de 15 harmoniğin elimine edilmesiyle elde edilen motor akımı ve akımın harmonik spektrumu verilmiştir. Görüldüğü üzere, toplam harmonik bozulma azalarak %12.28 olmuştur.



Şekil 6.34. 15 harmoniğin elimine edilmesi ile elde edilen bir fazlı evirici üzerinden beslenen tek fazlı motor akımı ve harmonik spektrumu

7. V/f HIZ KONTROLÜ

7.1. Giriş

Değişken frekanslı sürücü sistemi, motora uygulanan gerilimin frekansını kontrol ederek alternatif akım (AA) elektrik motorunun hızını kontrol etmek için kullanılan bir sistemdir. Değişken frekanslı sürücü, ayarlanabilir hızlı sürücünün özel bir türüdür. Değişken frekanslı sürücüler aynı zamanda ayarlanabilir frekans sürücüler, değişken hız sürücüler, AA sürücüler, mikro sürücüler veya evirici sürücüler olarak bilinirler [117]. Bir fazlı değişken hızlı sürücüler ise tek fazlı motorların kullanıldığı sürücü sistemleridir.

Tek fazlı bir asenkron motorun hızının değiştirilmesinin en kolay yolu motor sargılarına uygulanan gerilimin değiştirilmesidir. Ancak bu durumda hız çok dar bir alanda değiştirilebilmektedir [42]. Hızın geniş sınırlar içerisinde değiştirilmesi motor sargılarına uygulanan gerilimin frekansının değiştirilmesi ile sağlanabilmektedir [118].

AA motorları içeren uygulamalarda yük esas olarak indüktif bir karaktere sahiptir. İndüktif bir yükteki akının zamana göre değişim oranı λ , uygulanan gerilime eşit olduğundan,

$$\lambda = \int v dt \quad (7.1)$$

Eğer uygulanan gerilim,

$$v = V_m \cos \omega t \quad (7.2)$$

şeklinde ise, bunun oluşturduğu manyetik akı,

$$\lambda = \frac{V_m}{\omega} \sin \omega t \quad (7.3)$$

şeklinde olacaktır.

Bu ifadeden, indüktif yük manyetik akısını sabit tutmak için gerilimin frekansla orantılı olarak değiştirilmesi gerektiği görülmektedir.

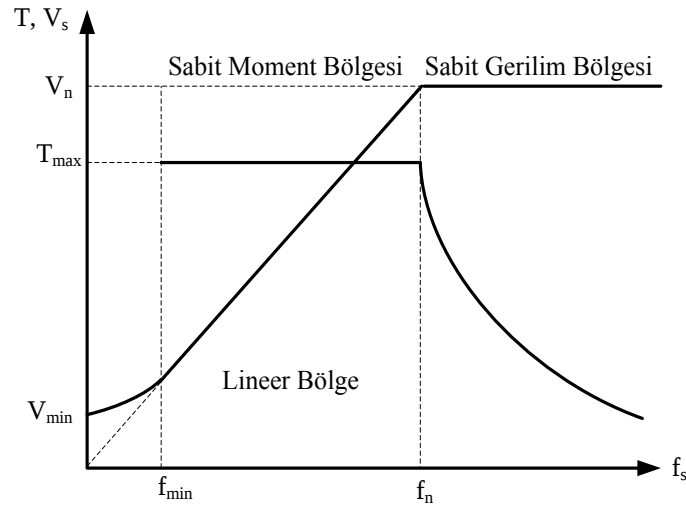
Bir alternatif akım motoru, dönen manyetik alanın akı etkisiyle bir moment üretmektedir. Akı sabit tutularak tam yük momenti üretilir. Frekansın değiştirilmesiyle hız kontrolünde nominal hızın altında, akıyı sabit tutmak için sabit bir gerilim-frekans oranı (V/f) motora uygulanır. Asenkron motorun sürekli rejimdeki moment ifadesindeki gerilim/frekans oranı sabit tutulduğunda, motorun hızı, düşük hızlar hariç, geniş bir aralıkta kontrol edilebilmektedir. Bu durumda maksimum moment değeri hız kontrol aralığında sabit kalmakta ve belli bir yük için makinesinin çektiği akım da değişmemektedir.

Motor hızının düşürülmesi için, frekans düşürüldüğünde bu oran artacağından motor akımı da artar ve aşırı bir artış olabilir. Frekans artırılarak bu oran düşürüldüğünde, motorun momentinde düşüş meydana gelir. Nominal hızın üstünde sabit gerilim (nominal gerilim) uygulandığında bu oran azalmaktadır. Bu durumlarda, nominal hızın üzerinde motorun momenti azalmaktadır.

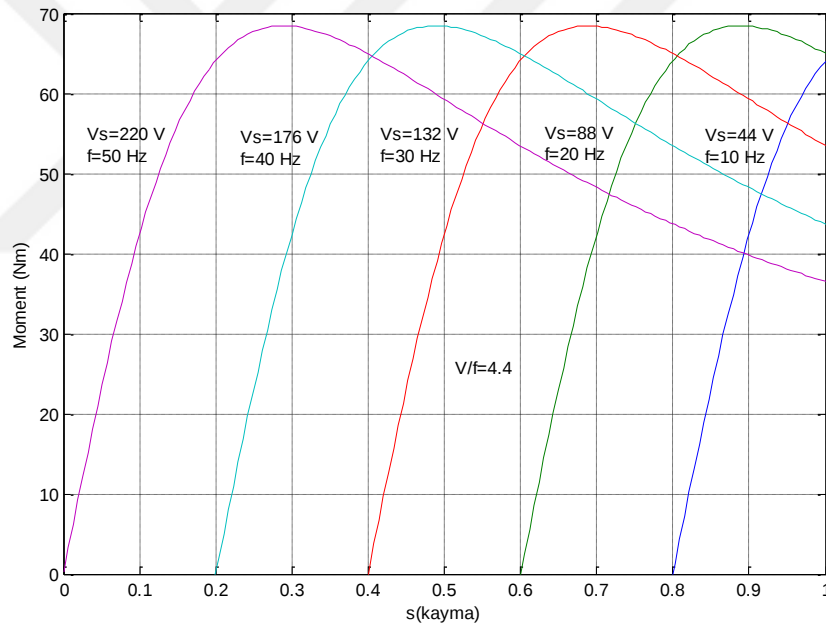
Nominal hız ve altında, motor hafif yüklü iken, gerilim-frekans oranı (V/f) ayarlanarak motor akımının azaltılıp minimum olması sağlanır. Bu ayarlama, motora uygulanan gerilimi azaltır ve motorun mıknatıslanma akımını düşürür. Sonuç olarak motor daha düşük moment üretir. Motor yükünün tipine bağlı olarak, özellikle sıfıra yakın hızlarda, motorun yeterli momenti üretebilmesi için, motor gerilimi artırılabilir. Bu ayarlama gerilim-yükseltilmesi olarak adlandırılır [13].

Düşük hızlarda stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü önemli olduğundan, düşük hızlarda uygulanan gerilim, bu gerilim düşümünü de karşılayacak şekilde belirlenen gerilim/frekans oranından büyük seçilmektedir. Şekil 7.1, V/f kontrol tekniğinin temeli olan gerilim/frekans değişim eğrisini göstermektedir. Şekil 7.2' de V/f oranı sabit tutularak farklı gerilim ve frekanslar için motorun hız moment değişimi verilmiştir. Düşük hız aralığı dışında gerilim/frekans oranı doğrusal olarak alınmaktadır.

Senkron hız değeri üzerinde hız ayarı yapılabilmesi frekansın nominal frekansın üzerine çıkarılması ile olur. Ancak V/f oranının sabit kalması için uygulanan gerilimin de nominal gerilimin üzerine çıkarılması gerekir. Gerilimin nominal gerilim değerinden yüksek olması sargılar açısından problem oluşturacağından, nominal frekanslar üzerindeki frekanslarda gerilim sabit tutulur. Bu kontrol yöntemi popüler bir yöntem olup, sabit V/f kontrolü olarak adlandırılır.



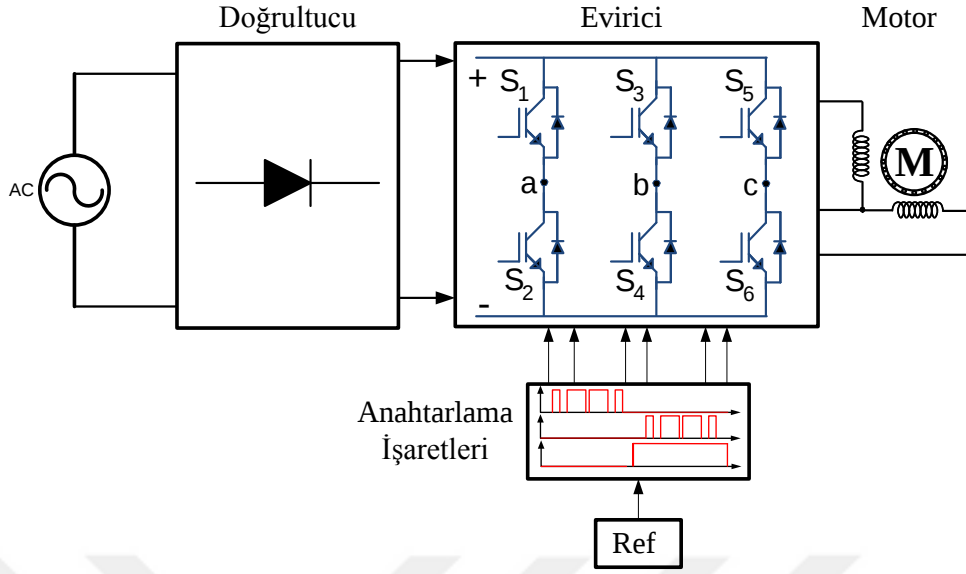
Şekil 7.1. Gerilim/frekans değişim eğrisi



Şekil 7.2. Sabit V/f oranı ile elde edilen hız-moment karakteristiği

V/f hız kontrol yönteminde motorun oluşturduğu manyetik alanın sabit kalması sağlanmaktadır. Genel olarak motora uygulanan gerilimin frekansa oranı (V/f) sabit tutulduğunda motorun ürettiği manyetik alan da sabit kalmaktadır. Bu işlem skalar kontrol yöntemi olup V/f kontrolü olarak adlandırılmaktadır.

Şekil 7.3' te bir motorun kaynak frekansının değiştirilerek, hızının elektronik olarak kontrol edilmesine yönelik blok diyagramı gösterilmektedir.



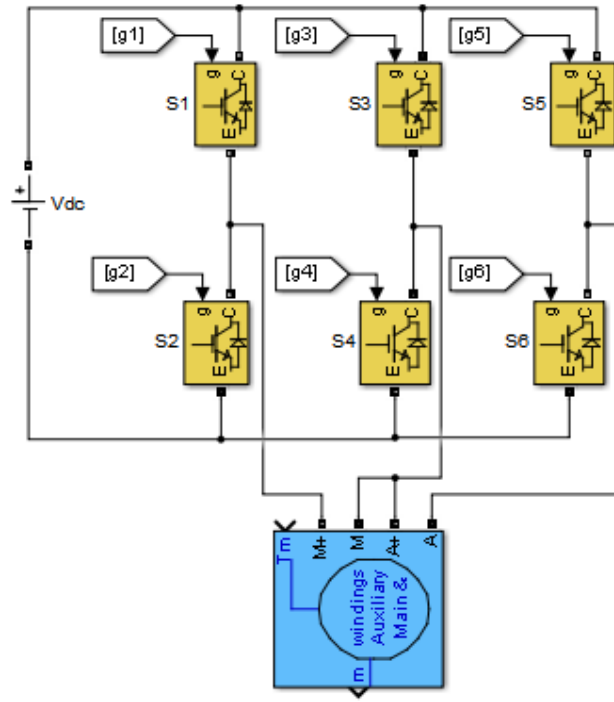
Şekil 7.3. Değişken Hızlı Sürücü Blok Diyagramı

Doğrultucu kısmı, sabit frekanslı kaynak gerilimini doğru gerilime dönüştürerek doğrultulmuş gerilimin dalgalanmalarını giderip daha düzgün ve kararlı bir doğru gerilim sağlar. Evirici ise girilen referans değere göre frekansı değiştirilebilen bir alternatif gerilimi motor için üretir.

Bu hız kontrol tekniğinde, darbe genişlik modülasyon kontrollü bir eviriciden üretilen değişken frekanslı bir gerilim motora uygulanır. Çalışma aralığında sabit bir moment elde edilmesini sağlamak için motora uygulanan V/f oranı sabit tutulur.

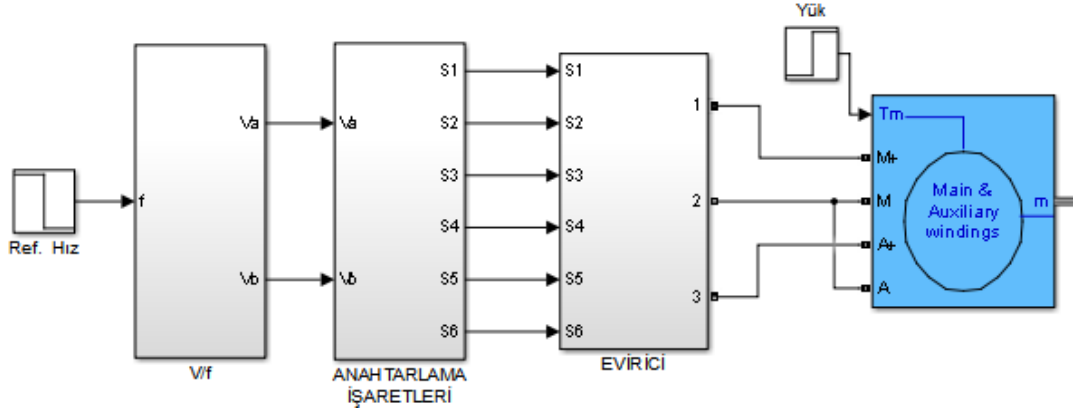
Bu hız kontrol tekniği oldukça kolay ve aynı zamanda ekonomik olduğundan özellikle açık çevrim sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Kondansatörlü tek fazlı asenkron motorlarda frekans değiştiğinde motorun kapasitif reaktansı da değişeceğinden V/f tekniği ile hız kontrolü bu tip motorlarda uygulanamamaktadır.

Böyle bir sistemde uygun anahtarlama işaretleri üretilerek, üç kollu bir evirici ile ana ve yardımcı sargılar beslenecek şekilde bağlanmaktadır Şekil 7.4. Ana sargı ile yardımcı sargı anahtarlamaları arasına kısa bir gecikme süresi konularak başlangıç momenti elde edilmektedir.



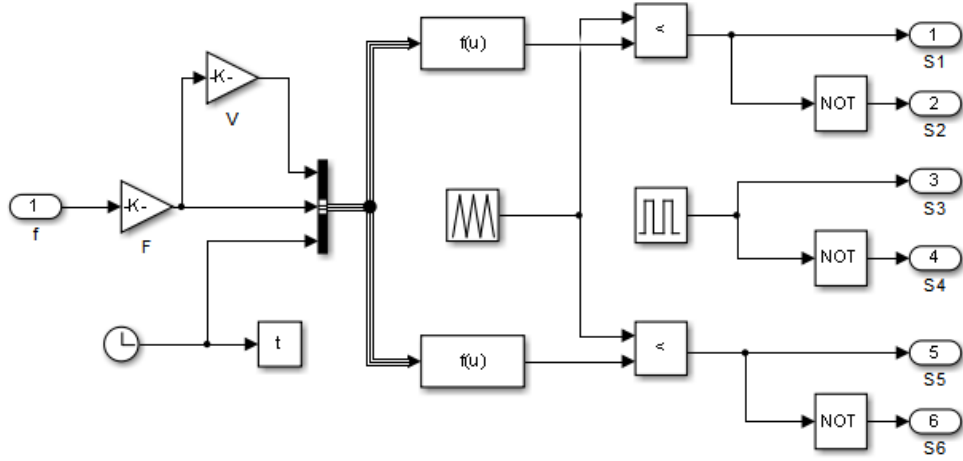
Şekil 7.4. Ana ve yardımcı sargıyı besleyen üç kollu evirici

Hız kontrol sistemi genel blok diyagramı Şekil 7.5’ de verilmiştir.

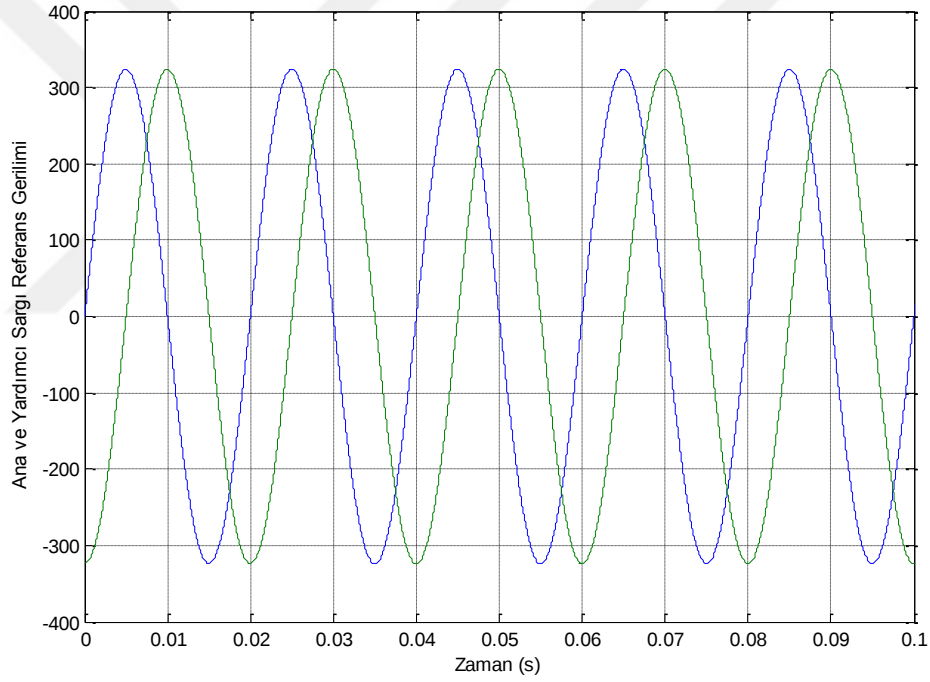


Şekil 7.5. V/f Hız kontrol sistemi blok diyagramı

Ana ve yardımcı sargılara uygulanacak anahtarlama işaretlerinin üretilmesi için V/f bloğundan V/f oranına bağlı olarak elde edilen referans gerilim ve anahtarlama işaretlerinin üretilmesine ilişkin Simulink bloğu Şekil 7.6’ da ve bu bloktan elde edilen referans gerilimler Şekil 7.7’ de verilmiştir.



Şekil 7.6. V/f oranına bağlı anahtarlama işaretleri üretimi Simulink Programı

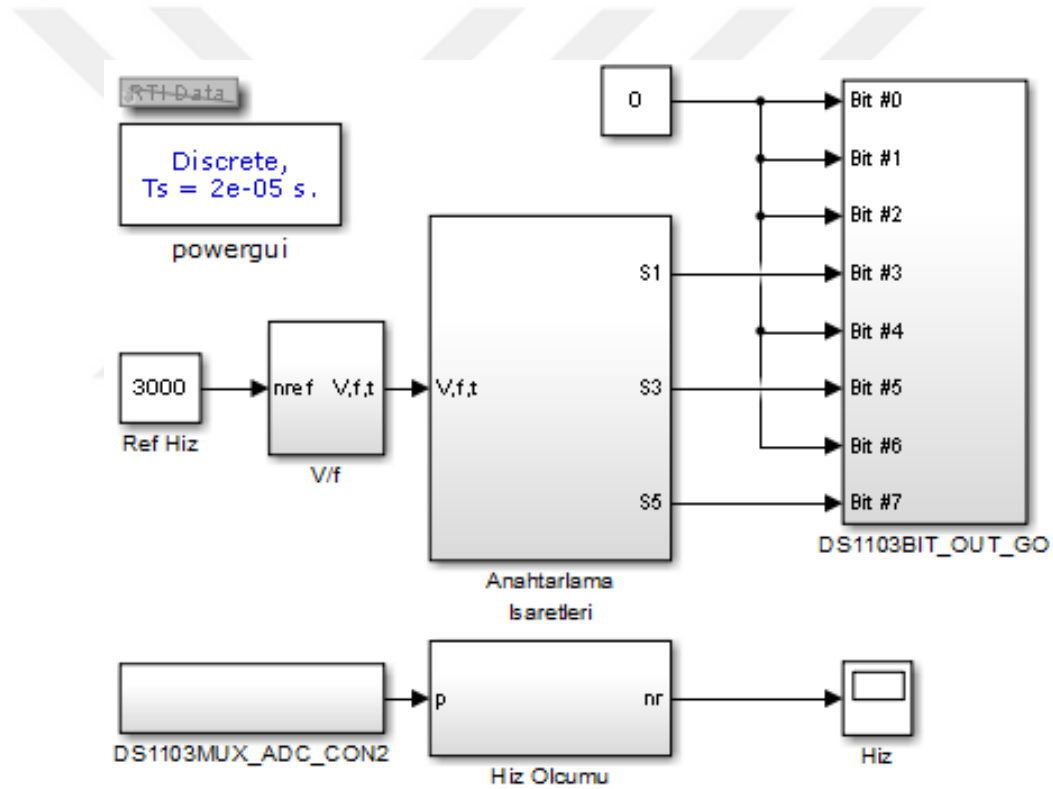


Şekil 7.7. V/f oranına bağlı olarak üretilen referans gerilimler

Faz sargılarına uygulanacak referans 90° faz farklı gerilimler bir taşıyıcı dalga ile karşılaştırılarak üretilen anahtarlama işaretleri sargıların bağlı olduğu evirici koluna, taşıyıcı dalganın yarım periyodunda iletimde diğer yarım periyodunda kesimde olacak şekilde üretilen anahtarlama işareti ise sargıların diğer uçlarının ortak bağlı olduğu diğer kola uygulanmıştır.

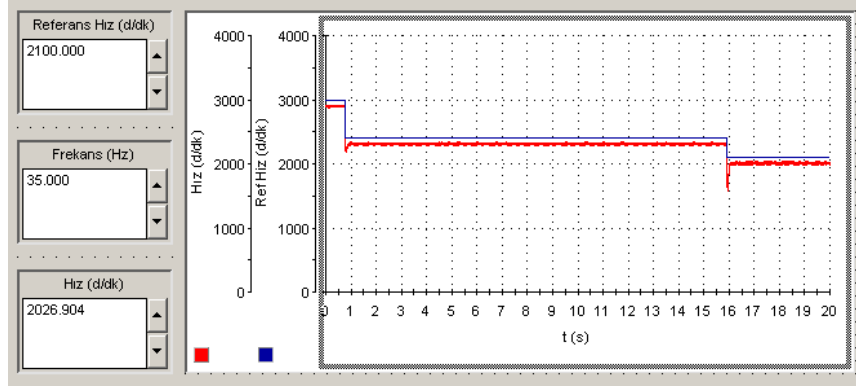
Hız kontrol sistemi genel blok diyagramı Şekil 7.8’ de verilmiştir. V/f bloğu içerisinde referans hız değerine bağlı olarak sabit bir V/f oranı sağlanıp bu orana bağlı olarak genlik ve frekansı belirlenen birbirinden 90° faz farklı sinüzoidal işaretler oluşturulmaktadır. Buradaki değişim, anahtarlama elemanlarına uygulanacak anahtarlama işaretlerinin görev oranını değiştirmektedir. V/f oranına göre üretilmiş olan anahtarlama işaretleri evirici bloğu içerisindeki anahtarlama elemanlarına uygulanmıştır. V/f oranındaki değişim anahtarlama işaretlerinin görev oranını değiştirdiğinden buna bağlı olarak evirici çıkış gerilimi de değişmektedir.

V/f kontrolü deneysel çalışmaları için oluşturulan ve DS1103 denetleyici karta aktarılan simulink programı Şekil 7.8’ de verilmiştir.



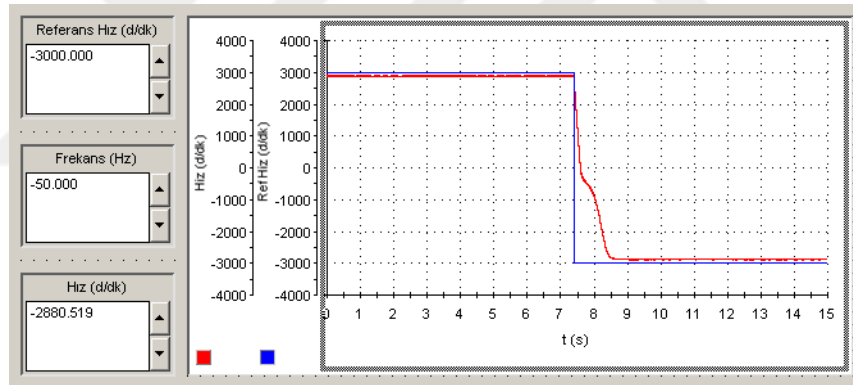
Şekil 7.8. V/f Hız kontrol sistemi Simulink Programı

Şekil 7.9’ de değişik referans hız değerleri için motorun hızının değişimi verilmiştir. Burada 3000 d/dk olarak verilen referans hız değeri önce 2500 d/dk’ ya daha sonra da 2100 d/dk’ ya düşürülmüştür. Bu değişimlere karşılık olarak frekans da değişmiş ve aynı şekil üzerinde rotor hızı ile birlikte verilmiştir. V/f oranı değiştirilerek motorun hızının değiştiği görülmektedir.



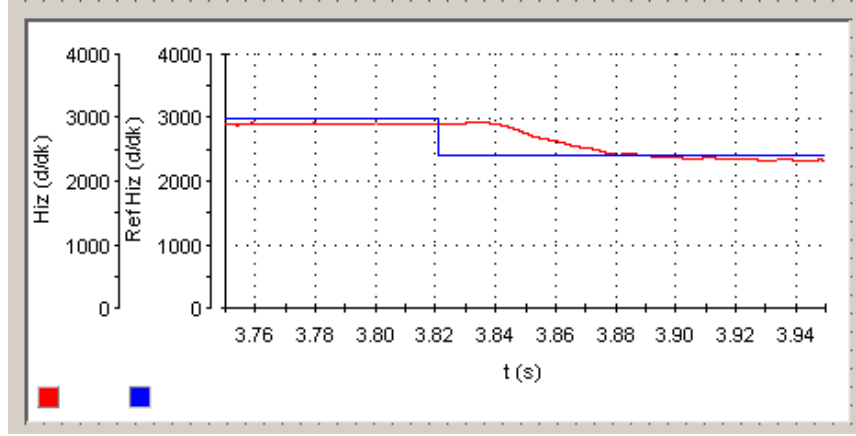
Şekil 7.9. Farklı referans hız değerleri için elde edilen hız ve karşılık gelen frekans değişimi

Şekil 7.10’ da ise başlangıç anında 3000 d/dk olarak belirlenen referans hız değeri $t=1$ saniyede -3000 d/dk olarak değiştirilmiş ve buna karşılık motor ters yönde belirlenen hız değeri ile dönmeye başlamıştır.

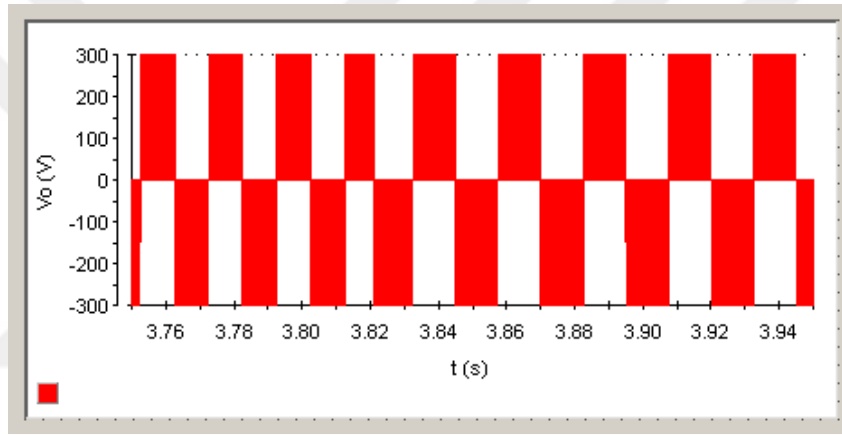


Şekil 7.10. Referans hızın 3000’ den -3000 d/dk’ ya düşürülmesi ile elde edilen hız cevabı

Şekil 7.11’ da referans hızın 3000 d/dk’ dan 2400 d/dk’ ya düşürülmesi ile elde edilen hız grafiği ve buna karşılık gelen evirici çıkış gerilimi ise Şekil 7.12’ de büyütülerek verilmiştir. Burada geçiş anından önce ve sonraki işaretlerin frekanslarının farklı olduğu açıkça görülmektedir.

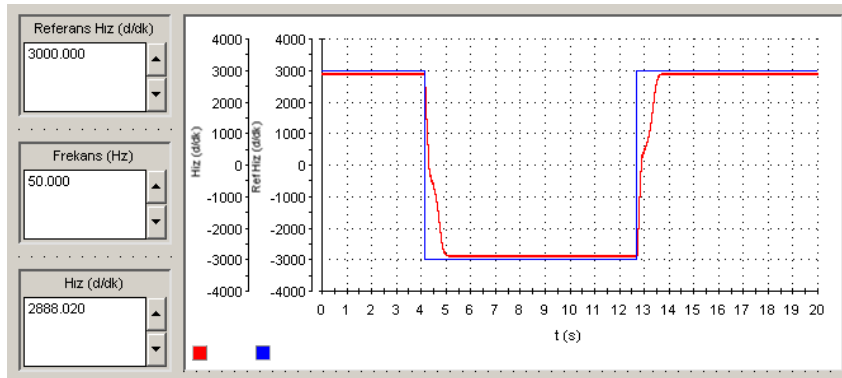


Şekil 7.11. Referans hızın $t=1$ s' de 3000' den 2400 d/dk' ya düşürülmesi ile elde edilen hız cevabı



Şekil 7.12. Ana sargıya uygulanan evirici çıkış gerilimi

V/f kontrollü sistemin dört bölge çalışmasını test etmek için hız referansı ± 3000 d/dk olarak değiştirilmiş ve elde edilen sonuçlar hız değişimi Şekil 7.13' de verilmiştir. Görüldüğü üzere motorun dört bölgede çalışması gerçekleşmektedir.

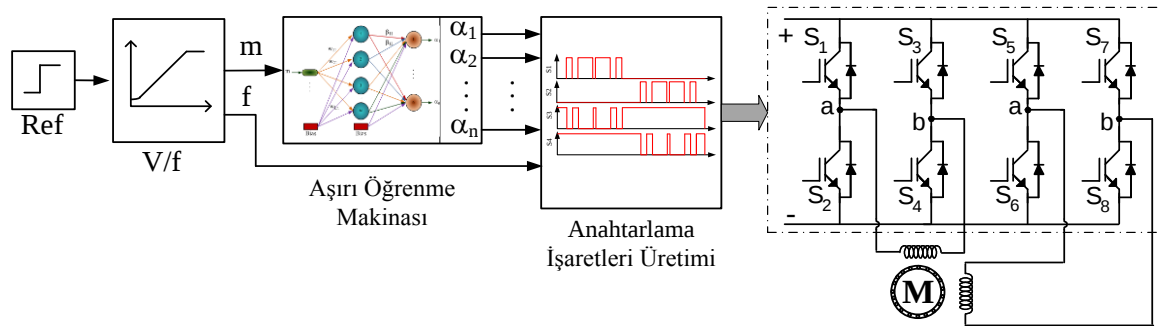


Şekil 7.13. Referans hızın ± 3000 d/dk olarak değiştiği durumdaki motor hızı

Burada yapılan V/f hız kontrolü açık çevrim hız kontrolüdür. Motorun etiket değerinde nominal hızı Tablo 5.1’ de verildiği üzere 2900 d/dk’ dır. Referans hız olarak motorun senkron hızı verilmiştir. Motor hızı ise rotordan ölçülen hız değeridir. Hız grafiklerinde referans hız ile motor hızı arasındaki fark bu durumdan kaynaklanmaktadır.

7.2. Aşırı Öğrenme Makinesi Tabanlı Seçilen Harmonik Eliminasyonlu V/f Kontrol Sistemi

Motora uygulanan gerilimin genliği ve frekansının değiştirilerek hız kontrolü yapılması değişken hızlı sürücü sistemlerinde V/f kontrolü olarak bilinmektedir. Motorun çalışma bölgesi boyunca maksimum sabit moment üretebilmesi için motora uygulanan gerilimin genliğinin frekansa oranı sabit tutularak statorun oluşturduğu manyetik alan sabit bir seviyede kalması sağlanır. V/f kontrolünde motoru besleyecek güç kaynağının değişik genlik ve frekanslı gerilim üretebilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada motorun hız kontrolü için gerekli olan değişken genlik ve frekanslı sinüzoidal gerilim genel yapısı Şekil 7.14’ de verilen aşırı öğrenme makinesi tabanlı seçilen harmonik eliminasyonlu darbe genişlik modülasyonlu bir eviriciden elde edilmiştir.



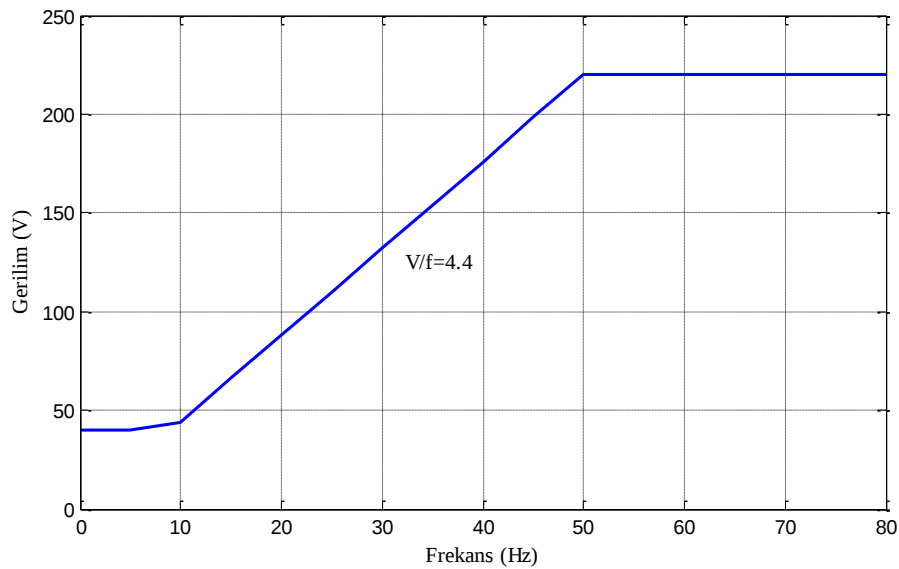
Şekil 7.14. AÖM-SHE tabanlı V/f kontrol blok şeması

Kondansatörlü tek fazlı asenkron motorlarda frekans değiştiğinde motorun kapasitif reaktansı da değişeceğinden V/f tekniği ile hız kontrolü bu tip motorlarda uygulanamamaktadır. Bu yüzden motorun ana ve yardımcı sargılarının her biri birer H-köprü üzerinden aralarında 90° faz farkı oluşturulmuş gerilimlerle beslenmektedir. Bu gerilimler harmonik eliminasyonu ile elde edilen gerilimler olup ana sargı için üretilen

gerilimler 90° derece kaydırılarak yardımcı sargıya uygulanmaktadır. Kullanılan evirici yapısı 4-kollu evirici yapısındadır. Böylece hem ana sargı hem de yardımcı sargıda seçilen harmonikler bastırılmaktadır.

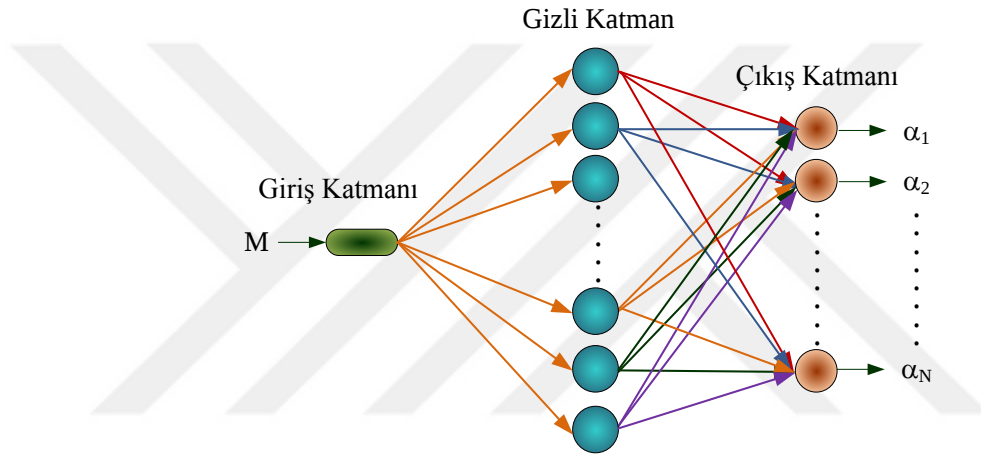
Seçilen harmoniklerin eliminasyonu modülasyon indeksine bağlı olarak yapıldığından ve bu değer 0-1 aralığında olduğundan V/f de modülasyon indeksinden türetildiğinden bu sabit V/f oranlı hız kontrolü ancak nominal hız ve altında yapılabilmektedir. Nominal hızın üzerine çıkılmak istendiğinde modülasyon indeksi $M=1$ de sabit tutulmakta ve dolayısıyla motora uygulanan gerilim sabit tutulmakta (nominal gerilim) ancak frekans artırılmaktadır. Bu durumda alan zayıflaması oluşmakta ve üretilen moment de azalmaktadır. Düşük hızlara inildiğinde ise uygulanan gerilime göre sargı dirençleri üzerinde düşen gerilim etkili olduğundan bu gerilim düşümünü karşılamak üzere uygulanan gerilim yüksek tutulup frekans düşürülerek hız ayarı yapılmaktadır. Her iki durum arasındaki bölgede sabit V/f oranı korunmakta ancak nominal hızın üzerindeki hız ayarında ve düşük hızlarda ise sabit V/f oranı korunmamaktadır.

Bu tezde kullanılan V-f eğrisi Şekil 7.15’ de verilmiştir. Bu eğrinin oluşturulması için motor üzerinde çeşitli deneyler yapılmıştır. Yapılan deneylerde motorun başlayabileceği minimum gerilim değeri elde edilmiş ve bu gerilim değerine ulaştıktan sonra bu değer sabit tutularak sadece frekans azaltılmıştır. Böylece V-f eğrisi oluşturulmuştur.



Şekil 7.15. V/f hız kontrolü için kullanılan V-f eğrisi

Şekil 7.16, bu çalışmada önerilen AÖM yapısını göstermektedir. AÖM yapısı, giriş katmanı, gizli katman ve çıktı katmanı olmak üzere üç katmandan oluşmaktadır. Giriş katmanı tek bir düğümden oluşmakta ve modülasyon indeksini (m) giriş olarak almaktadır. Çıkış katmanı, anahtarlama açılırlarına karşılık gelen on bir düğümden oluşur. AÖM’ de test sürecinde aktivasyon fonksiyonu olarak radyal taban fonksiyonu kullanılmıştır. Gizli düğümlerin tüm parametreleri, girdi örneklerine dayalı olarak rasgele oluşturulur ve sabit kalır. Bu yaklaşım hesaplamaları basitleştirir ve diğer sinir ağı sistemleri ile karşılaştırıldığında işlem hızı artmış olur.

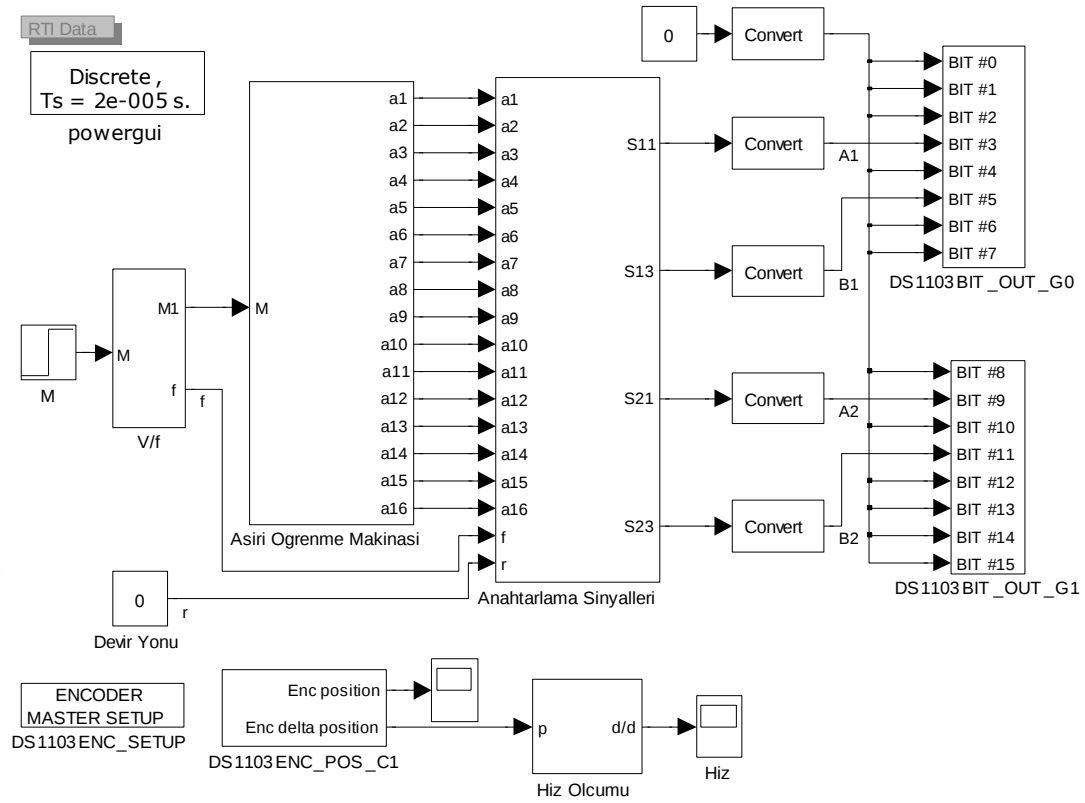


Şekil 7.16. Aşırı öğrenme makinesi yapısı

Verilen modülasyon indeksine bağlı olarak aşırı öğrenme makinesinde anahtarlama açıları ve aynı zamanda V/f oranına bağlı olarak frekans elde edilir. Bu frekans değeri ve anahtarlama anları kullanılarak anahtarlama işaretleri üretilmektedir.

Ana sargı için üretilen bu harmonik eliminasyonlu anahtarlama işaretleri 90° kaydırılarak yardımcı sargıya uygulanacak işaretler elde edilir. Üretilen anahtarlama işaretleri DSP dijital çıkışları üzerinden evirici anahtarlama elemanlarına uygulanır.

Önerilen algoritmanın gerçekleştirildiği ve deney setine aktarıldığı Simulink programı Şekil 7.17’ de verilmiştir.

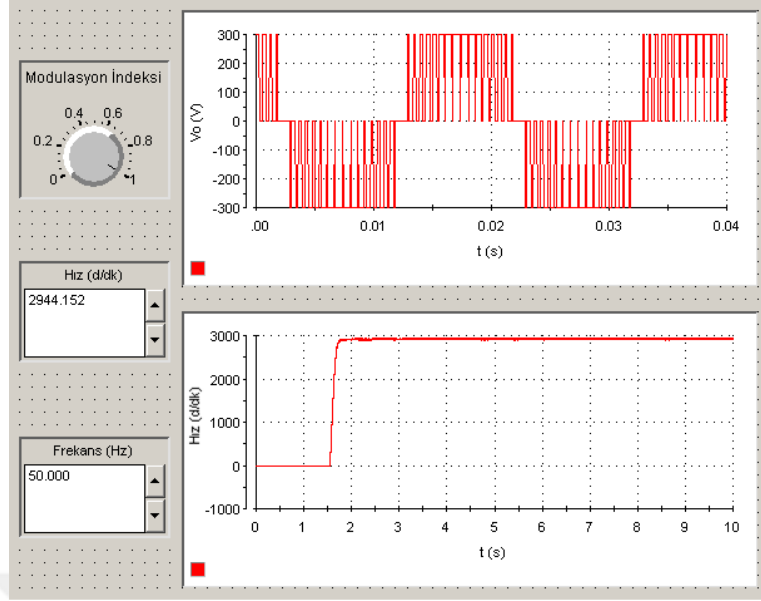


Şekil 7.17. AÖM-SHE tabanlı V/f kontrol Simulink modeli

Motorun hızı gerçek zamanlı olarak değiştirilebildiği gibi devir yönü de değiştirilebilmektedir. Bunun için devir yönü girişi konulmuş ve bu giriş 0 ise motor saat yönünde dönerken herhangi bir anda 1 yapıldığında saat yönünün tersine dönmeye başlamaktadır.

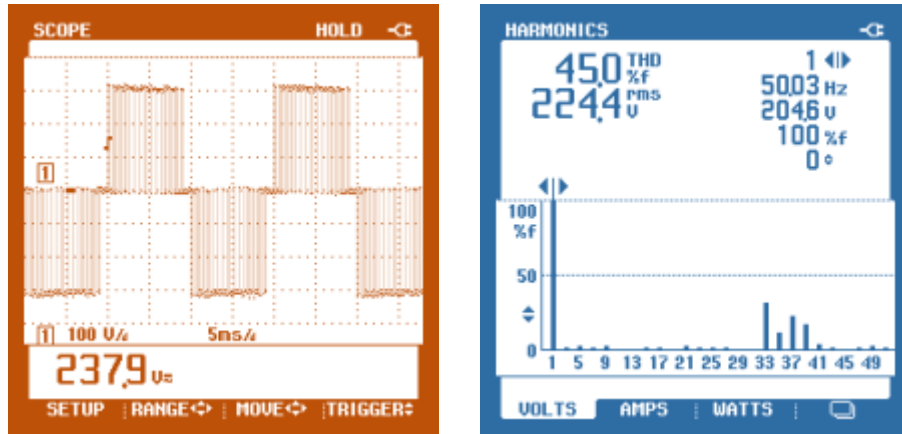
Motor hızı motorun miline bağlı 5000 pals' lik artımsal enkoder ile ölçülmekte ve DSP'nin dijital encoder girişi yardımıyla alınıp Control Desk' te görüntülenebilmektedir.

Şekil 7.18' de Modülasyon indeksi, V/f oranından elde edilen frekans, harmonik eliminasyonlu evirici çıkış gerilimi ve motor hızının gösterildiği Control Desk görüntüsü verilmiştir.



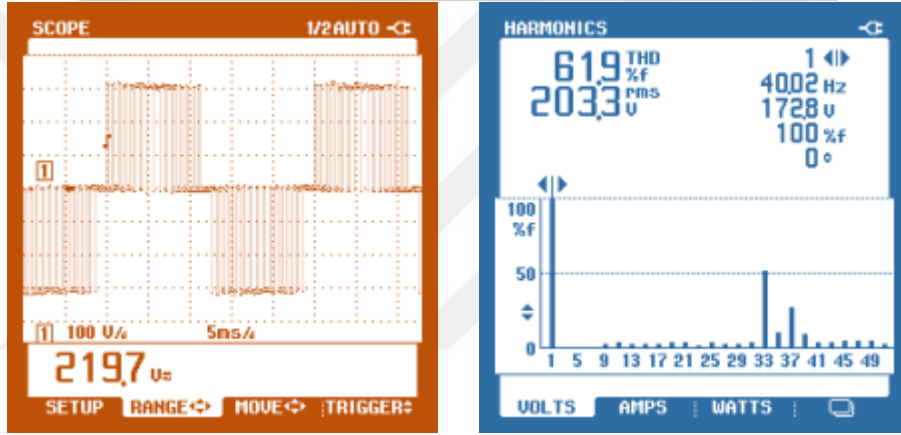
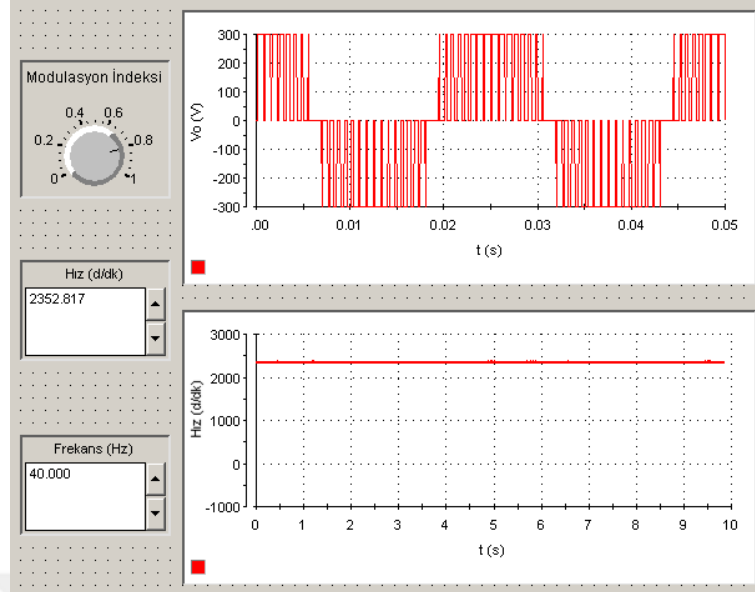
Şekil 7.18. Evirici çıkış gerilimi ile motor hızı Control Desk görüntüsü

Referans modülasyon indeksi 1 yapılarak motorun nominal gerilim ve 50 Hz frekansla çalışması durumunda motora uygulanan gerilim (evirici çıkış gerilimi) motor hızı ölçülmüş ve Şekil 7.18’ de verilmiştir. Bu anda motorun harmonik spektrumu da alınmış ve Şekil 7.19’ da evirici çıkış gerilimi ile birlikte verilmiştir.



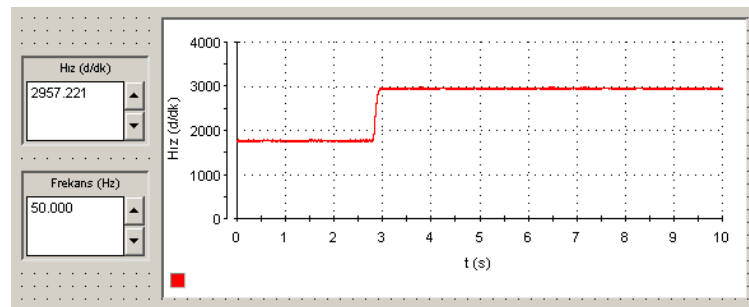
Şekil 7.19. $M=1$, $f=50$ Hz için evirici çıkış gerilimi ve çıkış gerilimi harmonik spektrumu

Motor çalışmasını sürdürürken gerçek zamanlı olarak modülasyon indeksi 0.8’ e düşürülmüş ve buna karşılık frekans 40 Hz olmuş ve bu durumdaki evirici çıkış gerilimi, harmonik spektrumu ve motor hızı Şekil 7.20’ de verilmiştir.



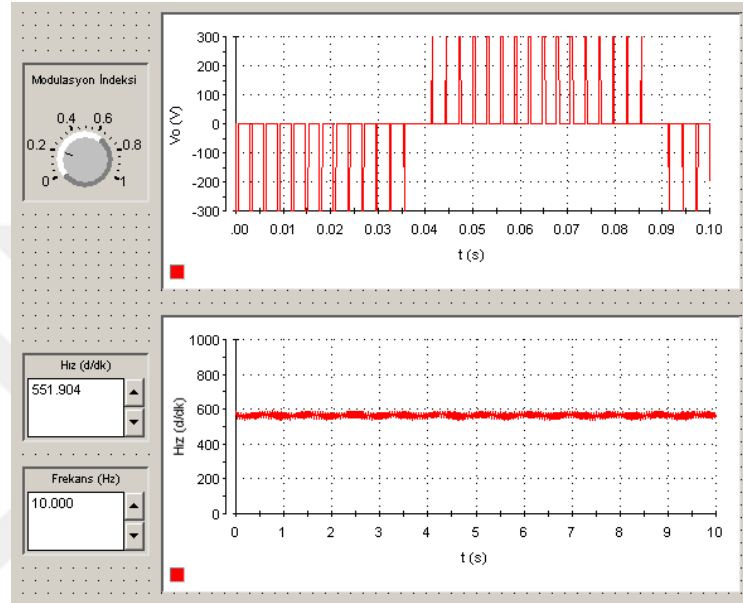
Şekil 7.20. $M=0.8$ ve $f=40$ Hz için, evirici çıkış gerilimi, motor hızı ve çıkış gerilimi harmonik spektrumu

Motor 0.6 modülasyon indeksi ve 30 Hz frekans ile dönerken modülasyon indeksi gerçek zamanlı olarak 1'e yükseltilmiş ve bu motor hızı kaydedilerek Şekil 7.21' de verilmiştir.

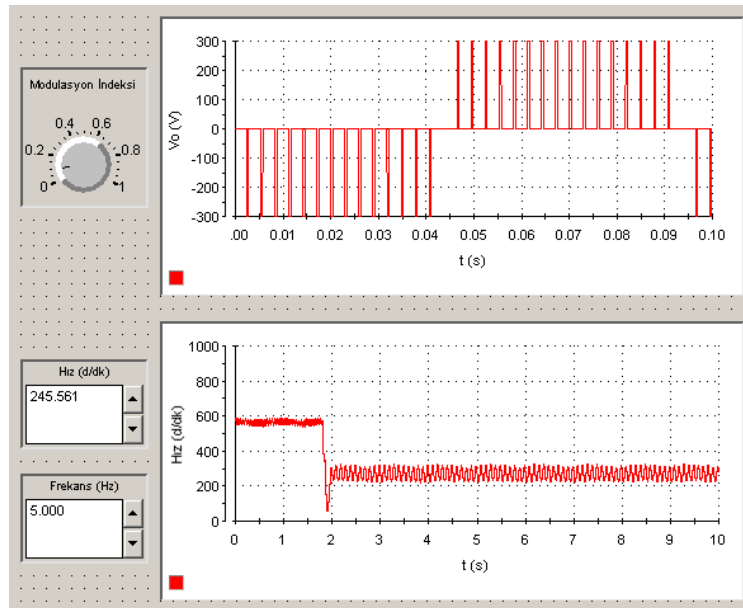


Şekil 7.21. Modülasyon indeksinin 0.6' dan ($f=30$), 1' e ($f=50$) yükseltilmesi ile elde edilen hız grafiği

V/f kontrollü motorun düşük hızlarını test etmek için modülasyon indeksi 0.2 yapılmış ve motor hızı ölçülerek Şekil 7.22’ de verilmiştir. Modülasyon indeksinin 0.2 den düşük olduğu durumlarda artık V/f oranı korunmamakta bu durumda gerilim sabit kalmakta ancak frekans düşürülmektedir. Şekil 7.23’ de Modülasyon indeksinin 0.1 ve buna karşılık frekansın 5 Hz olduğu durumdaki evirici çıkış gerilimi ile motor hız grafiği verilmiştir.

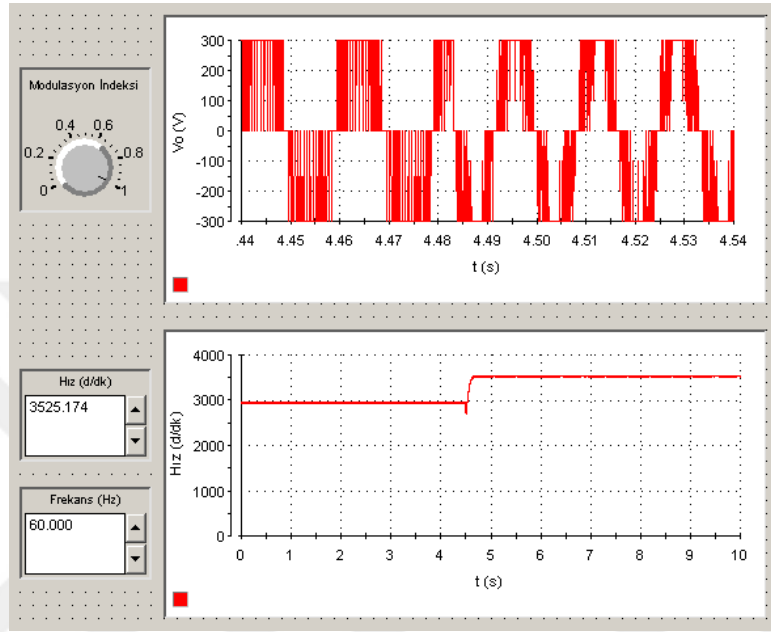


Şekil 7.22. M=0.2, f=10 Hz için motor hızı



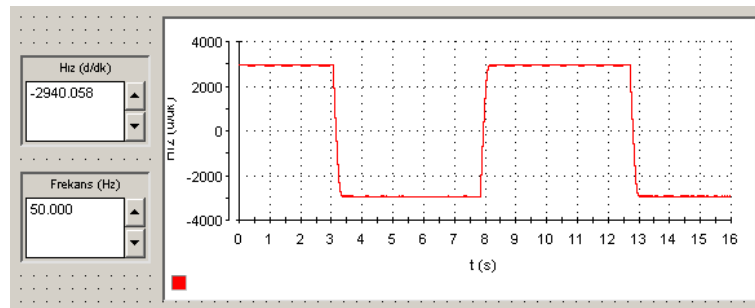
Şekil 7.23. M=0.1, f=5 Hz için motor hızı

Motor hızının nominal hızın üzerine çıkarmak için referans modülasyon indeksi değeri 1.2 yapılmış ve buna karşılık frekans 60 Hz olmuş ancak yine motora uygulanan gerilim değiştirilmeyerek nominal gerilim değerinde tutulmuş ve V/f oranı korunmamıştır. Bu durumda elde edilen hız grafiği Şekil 7.24’ de verilmiştir.



Şekil 7.24. $M=1.2$, $f=60$ Hz için motor hızı

Motorun 50 Hz nominal frekansı ile dönerken $t=3$ s’ de devir yönü değiştirme girişi 1 yapılarak motorun ters yönde dönmesi istenmiş daha sonra iki kez daha devir yönü değişimi istenmiş ve bu durumda elde edilen hız grafiği Şekil 7.25’ de verilmiştir.



Şekil 7.25. Motorun devir yönünün değiştirilmesine ait hız grafiği

Yapılan testlerden görüldüğü üzere harmonik eliminasyonu için önerilen aşırı öğrenme makinesi ile elde edilen seçilen harmoniklerin eliminasyonu dalga genişlik modülasyonlu tek fazlı asenkron motor sabit V/f oranlı hız kontrolü hem nominal hızın üstünde, hem nominal hızın altında hem de devir yönünün değiştirilmesinde başarılı olarak kullanılabilir. Önerilen sistem ile gerçek zamanlı olarak hız ve devir yönü değişimleri yapılabilmekte düşük hızlar da dahil olmak üzere istenen değişikliğe hızlı bir cevap alınabilmektedir. Tüm çalışma durumlarında harmonik eliminasyonu da başarılı olarak yapılabilmektedir.



8. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

8.1. Giriş

Seçilen harmoniklerin eliminasyonu dalga genişlik modülasyon tekniği, sinüzoidal dalga genişlik modülasyon tekniği ile karşılaştırıldığında anahtarlama frekansında yaklaşık %50 azalma sağlamaktadır [80]. Anahtarlama frekansında meydana gelen azalma eviricinin anahtarlama kayıplarını da azaltmaktadır.

Düşük dereceli harmoniklerin yok edilmesi ile aynı sisteme bağlı diğer devrelerde oluşabilecek elektromanyetik girişimi azaltır.

Önceden hesaplanan anahtarlama şekilleri ile gerçek zamanlı hesaplamaların önüne geçilmiş olur.

Bu avantajların yanında bu tekniğin olumsuz yanları da bulunmaktadır [106,119].

Çoklu çözümler sergileyen trigonometrik terimleri içeren doğrusal olmayan denklemlerin analitik çözümlerinin elde edilmesinden etkilenir.

Optimal anahtarlama şekli, birden çok çözüm içerisinde belirlenir.

Önerilen aşırı öğrenme makinesi ile harmonik eliminasyonu, modülasyon indeksinin tüm değerleri için aşırı modülasyon da dahil olmak üzere (0.01-1.2 arasında) etkili bir şekilde yapılmıştır.

Aşırı öğrenme makinesinin öğrenme hızı gradyan tabanlı geri yayılım algoritmalarına göre çok daha hızlı olduğu kanıtlanmış durumdadır. Hızlı ve işlem karmaşıklığının olmaması nedeniyle dijital sinyal işleyici ile rahat bir şekilde ve gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.

Bu algoritmanın hızlı olması hafızadan fazla yer kaplamaması seçilen harmoniklerin eliminasyonuna ilaveten V/f hız kontrolünün de gerçek zamanlı olarak yapılmasını mümkün kılmıştır.

Bu tezde, bir fazlı H köprü eviriciler için seçilen harmoniklerin eliminasyonu ve aynı zamanda V/f oranlı işaretler üretilmiştir. Harmonik eliminasyonlu sabit V/f oranlı işaretlerle tek fazlı indüksiyon motorlarda hız ayarı yapılabilmesi için iki adet H köprü evirici kullanılmış ve biri diğerinden 90° faz farklı işaretler üreterek ana ve yardımcı sargıyı beslemeleri sağlanmıştır. Bu şekilde hem tek fazlı indüksiyon motorun başlangıç

anında döndürme momenti oluşturması sağlanmış hem de her iki sargıda tüm hızlarda harmonik eliminasyonu gerçekleştirilmiştir.

Gerçek zamanlı olarak harmonik eliminasyonu ve hız ayarı yapılabilen sistem için Dspace DS1103 denetleyici kart kullanılmıştır. Ancak bu harmonik eliminasyonlu hız kontrol sistemi mikrodenetleyiciler ya da mikroişlemciler kullanılarak daha küçük boyutlarda ve kompakt olarak gerçekleştirilip değişken hızlı sürücü sistemlerinde rahat bir şekilde kullanıma sunulabilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Latt, A.Z., Win N.N.**, 2009. Variable speed drive of single phase induction motor using frequency control method, *IEEE International Conference on Education Technology and Computer*, Singapore, 17-20 April, 30-34.
- [2] **Analysis of Energy Conservation Standards for Small Electric Motors**, 2003. Building Technologies, Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Department of Energy.
- [3] **Blaabjerg, F., Lugeanu, F., Skaug, K. and Tonnes, M.**, 2004. Two-phase induction motor drives, *IEEE Industry Applications Magazine*, **10 (4)**, 24-32.
- [4] **Benedict, E.R., Lipo T.A.**, 2000. Improved PWM modulation for a permanent-split capacitor motor, *IEEE Industry Applications Conference*, Rome, 8-12 October, **3**, 2004-2010.
- [5] **Chomat, M., Lipo, T.A.**, 2001. Adjustable speed drive with single-phase induction machine for HVAC applications, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, 17-21 June, **3**, 1446-1451.
- [6] **Correa, M.B.R., Jacobina, C.B., Lima, A.M.N. and Da Silva, E.R.C.**, 2002. Adjustable-speed single-phase induction motor drive, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, 10-14 March, **2**, 770-776.
- [7] **Zigirkas, G., Kalomiros, J.**, 2016. Voltage control of single-phase induction motors using asymmetrical PWM and fuzzy logic, *IEEE International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies*, Thessaloniki, 12-14 May, 1-4.
- [8] **Correa, M.B.R., Jacobina, C.B., Da Silva, E.R.C. and Lima, A.M.N.**, 2004. Vector control strategies for single-phase induction motor drive systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **51 (5)**, 1073-1080.
- [9] **Jemli, M., Azza, H.B., Boussak, M. and Gossa, M.**, 2009. Sensorless Indirect Stator Field Orientation Speed Control for Single-Phase Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **24 (6)**, 1618-1627.
- [10] **Jang, D.H.**, 1994. Voltage, frequency, and phase difference angle control of PWM inverter-fed two-phase induction motors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **9 (4)**, 377-383.
- [11] **Rocha, R., Martins Filho, L.S. ve De Melo, J.C.D.**, 2005. A speed control for variable-speed single-phase induction motor drives, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Dubrovnik, 20-23 June, **1**, s. 43-48.
- [12] **Kohlrusz, G., Fodor, D.**, 2011. Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors, *Hungarian Journal of Industry and Chemistry*, **39 (2)**, 265-270.

- [13] **Gajare, A. M., Bhasme, N. R.**, 2012. A review on speed control techniques of single phase induction motor, *International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering*, **2**, 33-39.
- [14] **Wekhande, S.S., Chaudhari, B.N., Dhopte, S.V. and Sharma, R.K.**, 1999. A low cost inverter drive for 2-phase induction motor, *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Hong Kong, 27-29 July, **1**, 428-431.
- [15] **Correa, M.B.R., Jacobina, C.B., Lima, A.M.N. and Da Silva, E.R.C.**, 1999. Single-phase induction motor drives systems, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, 14-18 March, **1**, 403-409.
- [16] **Sangsefidi, Y., Ziaeinejad, S., and Shoulaie, A.**, 2012. Direct torque control of two-phase induction motors fed by two-and three-leg inverters, *Iranian Conference on Electrical Engineering*, Tehran, 15-17 May, 444-449.
- [17] **Xue, Y., Chang, L., Kjaer, S.B., Bordonau, J. and Shimizu, T.**, 2004. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19 (5)**, 1305-1314.
- [18] **Correa, M.B.R., Jacobina, C.B., Lima, A.M.N. and Da Silva, E.R.C.**, 1998. Field oriented control of a single-phase induction motor drive, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Fukuoka, 22 May, **2**, 990-996.
- [19] **Abdel-Rahim, N.M., Shaltout, A.**, 2009. An asymmetrical two-phase induction motor drive with slip-frequency control, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **24 (3)**, 608-616.
- [20] **Piyarat, W., Hothongkham, P., Charumit, C. and Kinnares, V.**, 2010. Simple speed control of an asymmetrical type two-phase induction motor drive, *IEEE International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology*, Chiang Mai, 19-21 May, 274-278.
- [21] **Zahedi, B., Vaez-Zadeh, S.**, 2009. Efficiency optimization control of single-phase induction motor drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **24 (4)**, 1062-1070.
- [22] **Fating, V.S., Jadhav, S.V., Ugale, R.T. and Chaudhari, B.N.**, 2008. Direct torque control of symmetrical and asymmetrical single phase induction motor, *Power System Technology and IEEE Power India Conference*, 12-15 October, New Delhi, 1-4.
- [23] **Neves, F.A., Cruz, J.M.S., Landim, R.P., Lins, Z.D. and Accioly, A.G.H.**, 2002. Single-phase induction motor drives with direct torque control, *Conference of the Industrial Electronics Society*, Sevilla, 5-8 November, 241-246.
- [24] **Reicy, S., Vaez-Zadeh, S.**, 2005. Vector control of single-phase induction machine with maximum torque operation, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Dubrovnik, 20-23 June, **3**, 923-928.

- [25] **Ben Azza, H., Jemli, M. and Gossa, M.,** 2008. Full-digital implementation of ISFOC for single-phase induction motor drive using dspace DS 1104 control board, *International Review of Electrical Engineering*, **3 (4)**, 721-729.
- [26] **Jemli, M., Azza, H.B. and Gossa, M.,** 2009. Real-time implementation of IRFOC for single-phase induction motor drive using dSpace DS 1104 control board, *Simulation Modelling Practice and Theory*, **17 (6)**, 1071-1080.
- [27] **Azza, H.B., Jemli, M., Boussak, M and Gossa, M.,** 2011. High performance sensorless speed vector control of SPIM Drives with on-line stator resistance estimation, *Simulation Modelling Practice and Theory*, **19 (1)**, 271-282.
- [28] **Azza, H.B., Jemli, M. and Boussak, M.,** 2011. Implementation of sensorless speed control for two-phase induction motor drive using ISFOC strategy, *Transactions of Electrical Engineering*, **35 (E1)**, 63-74.
- [29] **Jannati, M., Asgari, S.H., Idris, N.R.N. and Aziz, M.J.A.,** 2014. Speed sensorless direct rotor field-oriented control of single-phase induction motor using extended kalman filter". *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, **4 (4)**, 430-438.
- [30] **Jannati, M., Idris, N.R.N., Aziz, M.J.A., Monadi, A. and Faudzi, A.A.M.,** 2014. A novel scheme for reduction of torque and speed ripple in rotor field oriented control of single phase induction motor based on rotational transformations, *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, **7 (16)**, 3405-3409.
- [31] **Jannati, M., Anbaran, S.A., Idris, N.R.N. and Aziz, M.J.A.,** 2014. A novel technique for vector control of single-phase induction motors based on rotor field-oriented control", *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, **12 (12)**, 8104-8113.
- [32] **Jannati, M., Monadi, A., Anbaran, S.A., Idris, N.R.N. and Aziz, M.J.A.,** 2014. An exact model for rotor field-oriented control of single-phase induction motors, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. **12 (7)**, 5110-5120.
- [33] **Jannati, M., Idris, N.R.N., Aziz, M.J.A., Asgari, S.H., Monadi, A. and Faudzi, A.A.M.,** 2013. A new method for RFOC of single-phase induction motor based on rotational transformations, *IEEE Student Conference on Research and Development*, Putrajaya, 16-17 December, 215-220.
- [34] **Jang, D.H.,** 2013. Problems incurred in a vector-controlled single-phase induction motor, and a proposal for a vector-controlled two-phase induction motor as a replacement, *IEEE Transactions Power Electronics*, **28 (1)**, 526-536.
- [35] **Ramana, P., Kumar, B.S., Mary, K.A. and Kalavathi, M.S.,** 2013. Comparison of various PWM techniques for field oriented control VSI fed PMSM drive, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, **2 (7)**, 2928-2936.

- [36] **Collins, E.R., Ashley, R.E.**, 1991. Operating characteristics of single-phase capacitor motors driven from variable speed supplies, *Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn, 28 September-4 October, 52- 57.
- [37] **Collins, E.R.**, 1992. Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable-frequency supplies, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **28 (3)**, 710-715.
- [38] **Muljadi, E., Zhao, Y., Liu, T.H. and Lipo, T.A.**, 1991. Adjustable ac capacitor for a single-phase induction motor, *Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn, 28 September-4 October, 185-190.
- [39] **Lettenmaier, T.A., Novotny, D.W. and Lipo, T.A.**, 1991. Single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **27 (1)**, 38-43.
- [40] **Holmes, D.G., Kotsopoulos, A.**, 1993. Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter, *Industry Applications Society Annual Meeting*, Toronto, 2-8 October, 613-620.
- [41] **Xu, L.**, 1992. Dynamic model of a integral-cycle controlled single-phase induction machine, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **7 (4)**, 761-767.
- [42] **Julian, A.L., Wallace, R.S. and Sood, P.K.**, 1995. Multi-speed control of single-phase induction motors for blower applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **10**, 72-77.
- [43] **Veinott, C.G.**, 1959. Theory and Design of Small Induction Motors, Etc., McGraw-Hill Book Company.
- [44] **Boldea, I., Nasar, S.A.**, 2002. The Induction Machine Handbook ch 23, CRC Press LLC.
- [45] **Sarioğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S.**, 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi.
- [46] **Rajashekara, K., Kawamura, A. and Matsuse, K.**, 1996. Sensorless Control of AC Motor Drives: Speed and Position Sensorless Operation, IEEE Press, New York.
- [47] **Bose, B.K., Bose, B.K. (Eds.)**, 1997. Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications, IEEE Press, New York.
- [48] **Rashid, M.H.**, 2009. Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications, Pearson Education India.
- [49] **Abu-Rub, H., Iqbal, A. and Guzinski, J.**, 2012. High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models, John Wiley & Sons.
- [50] **Bose, B.K.**, 2007. Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall.

- [51] **Rashid, M.H.**, 2001. Power Electronics Handbook, Academic Press.
- [52] **Kujan, P., Hromčík, M. and Sebek, M.**, 2010. Complete fast analytical solution of the optimal odd single-phase multilevel problem, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57 (7)**, 2382-2397.
- [53] **Holmes, D.G., Lipo, T.A.**, 2003. Pulse Width Modulation For Power Converters: Principles and Practice, IEEE Press.
- [54] **Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, W.P.**, 1995. Power Electronics-Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, Ltd., USA.
- [55] **Taniguchi, K., Irie, H.**, 1986. Trapezoidal modulating signal for three-phase PWM inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **2**, 193-200.
- [56] **Thorborg, K., Nystrom, A.**, 1988. Staircase PWM: an uncomplicated and efficient modulation technique for ac motor drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **3 (4)**, 391-398.
- [57] **Salmon, J.C., Olsen, S. and Durdle, N.**, 1991. A three-phase PWM strategy using a stepped reference waveform (inverter drives), *IEEE Transactions on Industry Applications*, **27 (5)**, 914-920.
- [58] **Saleh, S.A., Rahman, M.A.**, 2011. Experimental performances of the single-phase wavelet-modulated inverter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **26 (9)**, 2650-2661.
- [59] **Aktaibi, A., Rahman, M. and Razali, A.**, 2010. A critical review of modulation techniques, *IEEE Newfoundland and Labrador Section*.
- [60] **Trzynadlowski, A.M., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Kirlin, R.L. and Legowski, S.**, 1994. Random pulse width modulation technique for converter fed drive systems – A review, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **30 (5)**, 1166-1174.
- [61] **Kim, S., Benedict, E., Fatehi, F., Patel, N., Homaifar, A. and Lipo, T.A.**, 2000. Adjustable speed drive control based on random pulse width modulation, *CPES Annual Meeting*, 202-209.
- [62] **Huo, B., Trzynadlowski, A.M.**, 2006. Random pulse width PWM modulator for inverter-fed induction motor based on the TMS320F240 DSP controller, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **1**.
- [63] **Jadeja, R., Ved, A. and Chauhan, S.** 2015. An investigation on the performance of random PWM controlled converters, *Engineering, Technology & Applied Science Research*, **5 (6)**, 876-884.
- [64] **Mahdavi, J., Kaboli, S. and Toliyat, H.A.**, 1999. Conducted electromagnetic emissions in unity power factor ac/dc converters: comparison between PWM and RPWM techniques, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Charleston, 1 July, 881-885.

- [65] **Jose, J., Goyal, G.N. and Aware, M.V.,** 2010. Improved inverter utilisation using third harmonic injection, *Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, New Delhi, 20-23 December, 1-6.
- [66] **Jabbar, M.A., Khambadkone, A.M. and Yanfeng, Z.,** 2004. Space-vector modulation in a two-phase induction motor drive for constant-power operation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **51 (5)**, 1081-1088.
- [67] **Kascak, S., Zaskalicky, P., Dobrucky, B. and Prazenica, M.,** 2012. Two-phase space vector modulation of FOC controlled ASM fed by 2-phase VSI inverter, *IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, Novi Sad, 4-6 September, DS2c-13.
- [68] **Charumit, C., Kinnarees, V.,** 2009. Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, *Electric Power Systems Research*, **79 (7)**, 1127-1135.
- [69] **Tomaselli, L.C., Lazzarin, T.B., Martins, D.C. and Barbi, I.,** 2005. Application of the vector modulation in the symmetrical two-phase induction machine drive, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Recife, 16 June, 1253-1258.
- [70] **Charumit, C., Kinnarees, V.,** 2008. Analogue space vector modulator for two-phase loads using a three-leg voltage source inverter, *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, Bangkok, 22-25 February, 1607-1612.
- [71] **Jang, D.H.,** 2005. Novel PWM techniques for two-leg, four-leg and three-leg two-phase inverters, *IEEE Industry Applications Conference*, Kowloon, 2-6 October, **2**, 1363-1368.
- [72] **Jang, D.H.,** 2007. PWM methods for two-phase inverters, *IEEE Industry Applications Magazine*, **13 (2)**, 50-61.
- [73] **Narimani, M., Mochopoulos, G.,** 2012. Selective Harmonic Elimination in Three-Phase Multi- Module Voltage Source Inverters, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Orlando, 5-9 February, 1562-1567.
- [74] **Jahmeerbacus, M.I., Sunassee, M.,** 2014. Evaluation of selective harmonic elimination and sinusoidal PWM for single-phase DC to AC inverters under dead-time distortion, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Istanbul, 1-4 June, 465-470.
- [75] **Ziogas, P.D.,** 1981. The delta modulation techniques in static PWM inverters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 199-204.
- [76] **Rahman, M.A., Quaicoe, J.E. and Choudhury, M.A.,** 1987. Performance analysis of delta modulated PWM inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **3**, 227-233.
- [77] **Tuncer, S., Tatar, Y.,** 2004. Üç-fazlı 5-seviyeli kaskad inverter tasarımı ve gerçekleştirilmesi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, **16 (4)**, 702-717.

- [78] **Tuncer, S.**, 2004. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Beş Seviyeli İnverter Tasarımı ve Uygulaması, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [79] **Deniz, E.**, 2010. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Üç Seviyeli H-Köprü Evirici Tabanlı D-Statkom' un Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [80] **Enjeti, P.N., Ziogas, P.D. and Lindsay, J.F.**, 1990. Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation, *IEEE Transactions in Industry Applications*, **26** (2), 302-316.
- [81] **Dahidah, M.S., Agelidis, V.G.**, 2007. Non-symmetrical selective harmonic elimination PWM techniques: The unipolar waveform, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, 17-21 June, 1885-1891.
- [82] **Tutkun, N., Turkkan, Y., Ibrahimbaç, M. and Yucel, N.**, 2010. Harmonic elimination in a single phase inverter output voltage with 2 and 4 bipolar notches in a half cycle by the HGA, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Pisa, 14-16 June, 1410-1415.
- [83] **Turnbull, F.G.**, 1964. Selected harmonic reduction in static dc-ac inverters, *IEEE Transaction Communication Electronics*, **CE-83** (73), 374-378.
- [84] **Hendawi, E.**, 2015. Single phase inverter with selective harmonics elimination PWM based on secant method, *International Journal of Engineering Inventions*, **4** (12), 38-44.
- [85] **Patel, H.S., Hoft, R.G.**, 1973. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I-Harmonic elimination, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **IA-9**, 3, 310-317.
- [86] **Rao, S.S., Shailaja, N.**, 2005. Improving voltage regulation and harmonic elimination using genetic algorithm in PWM choppers, *IEEE Conference on International Telecommunication Energy*, Berlin, 18-22 September, 449-454.
- [87] **Kaitwanidvilai, S., Piyaungsan, P.**, 2010. Low-cost microprocessor-based current voltage controller using genetic algorithms and neural network, *IET Power Electronics*, **3** (4), 490-499.
- [88] **Bilgin, M.Z., Kiliçarslan, Ü.**, 2010. Voltage harmonic elimination of PWM AC chopper using artificial neural network, *IEEE Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering*, Bursa, 2-5 December, 173-178.
- [89] **Sadr, S.M., Monfared, M. and Mashhadi, H.R.**, 2012. Application of PSO for selective harmonic elimination in a PWM AC/AC voltage regulator, *International eConference on Computer and Knowledge Engineering*, Mashhad, 18-19 October, 62-65.

- [90] **Sanjit, P., Aurasopon, A.**, 2015. Asymmetrical PWM for harmonics reduction and power factor improvement in PWM AC choppers using bee colony optimization, *Journal of Power Electronics*, **15** (1), 227-234.
- [91] **Jitta, P., Kaitwanidvilai, S. and Ngaopitakkul, A.**, 2011. Switching angle design for pwm AC voltage controller using genetic algorithm and distributed artificial neural network, *International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, Hong Kong, 16-18 March, 2.
- [92] **Saied, B.M., Alias, Q.M. and AL-Soufy, A.S.**, 2008. Intelligent systems based selective harmonic elimination (SHE) for single phase voltage source inverter, *Al Rafdain Enginnering Journal*, **16** (3), 71-81.
- [93] **Maia, H.Z., Mateus, T.H., Ozpineci, B., Tolbert, L. M. and Pinto, J.O.**, 2013. Adaptive selective harmonic minimization based on ANNs for cascade multilevel inverters with varying DC sources, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **60**, 1955-1962.
- [94] **Huang, G.B., Zhu, Q.Y. and Siew, C.K.**, 2006. Extreme learning machine: theory and applications, *Neurocomputing*, **70** (1), 489-501.
- [95] **Huang, G.B., Wang, D.H. and Lan, Y.**, 2011. Extreme learning machines: a survey, *International Journal of Machine Learning and Cybernetics*, **2** (2), 107–122.
- [96] **Huang, G.B., Zhou, H., Ding, X. and Zhang, R.**, 2012. Extreme learning machine for regression and multiclass classification, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, **42** (2), 513–529.
- [97] **Ferrari, S., Stengel, R.F.**, 2005. Smooth function approximation using neural networks, *IEEE Transactions on Neural Networks*, **16** (1), 24–38.
- [98] **Huang, G.B.**, 2003. Learning capability and storage capacity of two hidden-layer feedforward networks, *IEEE Transactions on Neural Networks*, **14** (2), 274–281.
- [99] **Tamura, S.I., Tateishi, M.**, 1997. Capabilities of a four-layered feedforward neural network: four layers versus three, *IEEE Transactions on Neural Networks*, **8** (2), 251–255.
- [100] **Huang, G.B.**, 2015. What are extreme learning machines? Filling the gap between Frank Rosenblatt's dream and John von Neumann's puzzle, *Cognitive Computation*, **7**, 263–278.
- [101] **LI, G.X.**, 2016. Application of extreme learning machine algorithm in the regression fitting, *International Conference on Information System and Artificial Intelligence*, Hong Kong, 24-26 June, 419-422.
- [102] **Xuemei, J., Junwei, G., Xin, L. and Zhang, B.**, 2015. Research on short term traffic flow forecasting based on ELM algorithm, *Journal of Qingdao University (Engineering and Technology Edition)*, **3**, 63-68.

- [103] **Duo, L., Haiying, D. and Lixia, Y.**, 2016. Short term photovoltaic power EMD and prediction based on ELM, *Renewable Energy*, **2 (9)**, 57-61.
- [104] **Rao, C.R., Mitra, S.K.**, 1971. Generalized Inverse of Matrices and its Applications. Wiley, New York.
- [105] **Martinez-Martinez, J.M., Escandell-Montero, P., Soria-Olivas, E., Martin-Guerrero, J.D., Magdalena-Benedito, R. and Gomez-Sanchis, J.**, 2011. Regularized extreme learning machine for regression problems, *Neurocomputing*, **74 (17)**, 3716-3721.
- [106] **Agelidis, V.G., Balouktsis, A.I. and Cossar, C.**, 2008. On Attaining the Multiple Solutions of selective harmonic elimination PWM three-level waveforms through function minimization, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **55 (3)**, 996-1004.
- [107] **Ambekar, S.S., Chaudhari, M.A.**, 2012. Intelligent SHE controller for single phase power electronic inverter, *International Conference on Advances in Computer, Electronics and Electrical Engineering*, 339-343.
- [108] **Dahidah, M.S., Agelidis, V.G.**, 2008. SHE-PWM technique for single-phase ac-ac matrix converters, Australasian Universities Power Engineering Conference, 14-17 December, Sydney, 1-8.
- [109] **Fathabadi, H.**, 2015. Novel feedback-based selected harmonic elimination technique for single-phase symmetric PWM inverters, *EPE Journal*, **25 (1)**, 28-35.
- [110] **Wells, J.R., Nee, B.M., Chapman, P.L. and Krein, P.T.**, 2005. Selective harmonic control: A general problem formulation and selected solutions, *IEEE Transactions in Power Electronics*, **20 (6)**, 1337-1345.
- [111] **Osgood, B.**, 2007. The Fourier Transform and its Applications, Lecture Notes (EE261), Electrical Engineering Department, Stanford University.
- [112] **Chiasson, J., Tolbert, L.M., McKenzie, K., and Du, Z.**, 2003. A complete solution to the harmonic elimination problem, *IEEE Transactions in Power Electronics*, **19 (2)**, 491-499.
- [113] **Tuncer, S., Tatar, Y. and Guldemir, H.**, 2005. A SHEPWM technique with constant V/f for multilevel inverters, *Journal of Polytechnic*, **8 (2)**, 123-130.
- [114] **Czarkowski, D., Chudnovsky, D.V. and Selesnick, I.W.**, 2002. Solving the optimal PWM problem for single-phase inverters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, **49**, 465-475.
- [115] **Sun, J., Grotstollen, I.**, 1994. Pulsewidth modulation based on real-time solution of algebraic harmonic elimination equations, *IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, Bologna, 5-9 September, **1**, 79-84.

- [116] **Abdel-Qawee, I., Abdel-Rahim, N., Hasannen, K. and Mansour, H.A.**, 2015. Selective harmonic elimination pwm voltage source inverter based on genetic algorithm, *Recent Trends in Energy Systems Conference*, Cairo, 3 October, 115-134.
- [117] **Ba-Thunya, A.S., Khopkar, R., Wei, K. and Toliyat, H.A.**, 2001. Single phase induction motor drives-a literature survey, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Cambridge, 17-20 June, 911-916.
- [118] **Collins, E.R., Ashley, R.E.**, 1991. Operating characteristics of single-phase capacitor motors driven from variable frequency supplies, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn, 28 September-4 October, 52-57.
- [119] **Wang, J., Ahmadi, D. and Wang, R.**, 2009. Optimal PWM method based on harmonics injection and equal area criteria, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, 20-24 September, 1439-1443.

ÖZGEÇMİŞ

Zeynep Bala DURANAY

zbduranay@firat.edu.tr, baladuranay@gmail.com

Tlf: 0424 2370000 / 4289

Fırat Üniversitesi Teknoloji Fakültesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

ELAZIĞ

- 1985** : Elazığ’ da doğdu.
- 2003** : Elazığ Balakgazi Lisesi’ nden mezun oldu.
- 2009** : Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü’ nden mezun oldu.
- 2009** : Datasec Bil. Çöz. Ltd. Şti’ nde Arge Mühendisi olarak çalışmaya başladı.
- 2011** : Arpod Araş. Pro. Ltd. Şti’ nde Proje Yöneticisi olarak çalışmaya başladı.
- 2012** : Fırat Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü’ nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı.
- 2013** : Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’ nda “İlaç Kontrol Sistemi” isimli Yüksek Lisans tez çalışmasını tamamladı.
- 2014** : Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Teknolojileri Anabilim Dalı’ nda Doktora eğitimine başladı.
- 2017** : Halen Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü’ nde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.