

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DEĞİŞKEN GERİLİM VE FREKANSLI TEK FAZLI AC-AC
ÇEVİRİCİDEN BESLENEN ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ
TASARIMI

134758

Abdülcelil KÜLEKÇİOĞLU

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU D
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

134758

ELAZIĞ 2003

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DEĞİŞKEN GERİLİM VE FREKANSLI TEK FAZLI AC-AC
ÇEVİRİCİDEN BESLENEN ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ
TASARIMI

Abdülcelil KÜLEKÇİOĞLU

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez, **29.8.2003** tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği ~~oyçokluğu~~ ile başarılı / ~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Sedat SÜNTER

Üye: Yrd. Doç. Dr. Yetkin TATAR

Üye: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun **03.09.2003** tarih ve **33/10** sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmam boyunca, ilgi ve yardımlarını esirgemeyen danışman hocam Sayın Doç. Dr. Sedat SÜNTER'e teşekkür ve saygılarımı sunarım.



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR

İÇİNDEKİLER.....I

ŞEKİLLER LİSTESİ..... III

ÖZET VII

ABSTRACTVIII

1. GİRİŞ 1

1.1. Tezin Amacı 1

1.2. Önceki Çalışmalar 1

1.3. Tezin İçeriği 2

2. AC-AC ÇEVİRİCİLER 3

2.1. Giriş 3

2.2. DC-Link Çeviriciler..... 4

2.2.1. Tek Fazlı Köprü Eviriciler..... 5

2.2.2. Üç Fazlı Köprü Eviriciler (Altı Adımlı Eviriciler)..... 6

2.2.3. DC-Link Çeviricilerde Gerilim Kontrolü 8

2.2.4. DGM Tekniğinin Eviriciler İçin Önemi 11

2.3. AC-Link Çeviriciler (Rezonans Çeviriciler)..... 12

2.4. Direkt Bağlı AC-AC Çeviriciler 12

2.4.1. Saykıl Çeviriciler 13

2.4.2. Matris Çeviriciler 18

2.4.3. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciler 20

2.5. Direkt Bağlı AC-AC Çeviriciler ile DC-Link Çeviricilerin Karşılaştırılması 21

3. TEK FAZLI DİREKT BAĞLI AC-AC ÇEVİRİCİLER..... 23

3.1. Giriş 23

3.2. Çift Yönlü Anahtarlar..... 23

3.2.1. Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar 24

3.2.2. Paralel Yapılı Çift Yönlü Anahtar 24

3.2.3. Köprü Yapılı Çift Yönlü Anahtar 24

3.3. Tek Fazlı AC-AC Çeviricilerin Yapısı ve Çalışması..... 25

3.4. Tek Fazlı Çeviricinin Modülasyon Algoritmaları..... 27

3.4.1. Kare Dalga PWM	27
3.4.2. Sinüs Ağırlıklı PWM	28
4. TEK FAZLI DİREKT BAĞLI AC-AC ÇEVİRİCİNİN SİMULİNK BENZETİMİ	31
4.1. Giriş	31
4.2. Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Simulink Modelinin Elde Edilmesi	32
4.2.1. Güç Devresinin Simulink Modeli	32
4.2.2. Sürme Devresinin Simulink Modeli	33
4.2.3. Yük Devresinin Simulink Modeli.....	35
4.2.3.1.RL Yükünün Simulink Modeli.....	35
4.2.3.2.Tek Fazlı Asenkron Motor Yükünün Simulink Modelinin Elde Edilmesi.....	36
4.3. Benzetim Sonuçları.....	40
4.3.1. RL Yüğü İçin Elde Edilen Çıkış Dalga Şekilleri.....	40
4.3.2. Tek Fazlı Asenkron Motor Yüğü İçin Elde Edilen Çıkış Dalga Şekilleri	49
5. TEK FAZLI DİREKT BAĞLI AC-AC ÇEVİRİCİNİN PROTOTİP TASARIMI	54
5.1. Giriş	54
5.2. Güç Devresi Modülü.....	54
5.3. Kontrol Devresi Modülü.....	55
5.4. Deney Sonuçları.....	55
6. SONUÇLAR.....	60
KAYNAKLAR	61
ÖZGEÇMİŞ	63
EK-1	64

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Tek Fazlı Köprü Evirici	
	a) Devre Şeması (H Köprü) b) Gerilim Ve Akım Dalga Şekilleri (R-L Yüğü İçin)	5
Şekil 2.2.	Üç Fazlı Köprü Evirici	6
Şekil 2.3.	Üç Fazlı Köprü Evirici İçin Tetikleme Düzenleri	
	a) 180° İletim İçin Tetikleme Düzeni b) 120° İletim İçin Tetikleme Düzeni	7
Şekil 2.4.	Üç Fazlı Köprü Eviriciye Ait Gerilim Dalga Şekilleri	8
Şekil 2.5.	Dc Kırıyıcı Devresi Kullanılarak Yapılan Gerilim Kontrolü	9
Şekil 2.6.	Kontrollü Doğrultucu Devresi Kullanılarak Yapılan Gerilim Kontrolü	9
Şekil 2.7.	Darbe Genişlik Denetimi İle Yapılan Gerilim Kontrolü	10
Şekil 2.8.	Darbe Genişlik Modülasyonu İle Yapılan Gerilim Kontrolü	11
Şekil 2.9.	Üç Faz Beslemeli Tek Faz Çıkışlı Üç Darbeli Saykıl Çevirici	13
Şekil 2.10.	Pozitif Grup İletimdeyken Ortalama Çıkış Geriliminin Sinüsoidal Değişimi	14
Şekil 2.11.	Negatif Grup İletimdeyken Ortalama Çıkış Geriliminin Sinüsoidal Değişimi	14
Şekil 2.12.	Saykıl Çeviricinin İndüktif Bir Yüğü Beslemesi Durumu İçin Pozitif Gruba Ait Gerilim Ve Akım Dalga Şekilleri	15
Şekil 2.13.3	Faz Çıkışa Sahip Matris Çeviricinin Yapısı Ve Anahtarların Düzenlenme Biçimi	18
Şekil 2.14.	Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Güç Devresi	20
Şekil 3.1.	Çift Yönlü Anahtar Yapıları a, b, c,	24
Şekil 3.2.	Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Güç Devresi	25
Şekil 3.3.	S₁ Ve S₃ Anahtarlarına Uygulanan Sinyaller	26
Şekil 3.4.	Kare Dalga Pwm'in Elde Edilmesi	27
Şekil 3.5.	Kare Dalga PWM ile S₂ ve S₄ Anahtarlarına Uygulanan Sürme Sinyallerinin Elde Edilişi	27
Şekil 3.6.	İki Seviyeli Doğal Örneklemeli PWM'in Elde Edilmesi	28
Şekil 3.7.	Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM	29

Şekil 3.8. Sinüs Ağırlıklı PWM ile S_2 Ve S_4 Anahtarlarına Uygulanan Sürme Sinyallerinin Elde Edilişi	30
Şekil 4.1. Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Simulink Modeli	32
Şekil 4.2. Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtarın Simulink Modeli	33
Şekil 4.3. Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar Modeli Kullanılarak Oluşturulan Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Simulink Modeli	33
Şekil 4.4. Kare Dalga Pwm Sinyalinin Üretildiği Sürme Devresinin Simulink Modeli	34
Şekil 4.5. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli Pwm Sinyalinin Üretildiği Sürme Devresinin Simulink Modeli	34
Şekil 4.6. Asimetrik Düzenli Örneklemeli Pwm Sinyalinin Üretildiği Sürme Devresinin Simulink Modeli	35
Şekil 4.7. RL Yüğü Ve Ölçüm Devresinin Simulink Modeli	35
Şekil 4.8. Tek Fazlı Asenkron Motor	36
Şekil 4.9. 4 Kutuplu Tek Fazlı Asenkron Motorun Toplu Parametrelili Gösterimi	36
Şekil 4.10. Tek Fazlı Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi	39
Şekil 4.11. Kare Dalga PWM ile Kontrol Edilen RL Yüğü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=5\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	41
Şekil 4.12. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüğü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=5\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	41
Şekil 4.13. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüğü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	42
Şekil 4.14. Kare Dalga PWM ile Kontrol Edilen RL Yüğü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	42
Şekil 4.15. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüğü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=30\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	43
Şekil 4.16. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüğü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=30\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	43
Şekil 4.17. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüğü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	44

Şekil 4.18. Kare Dalga PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	44
Şekil 4.19. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=70\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	45
Şekil 4.20. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=70\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	45
Şekil 4.21. Kare Dalga PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=30\text{Hz}$, $f_s=4\text{kHz}$)	46
Şekil 4.22. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=4\text{kHz}$)	46
Şekil 4.23. RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	47
Şekil 4.24 . RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=30\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	47
Şekil 4.25. RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	48
Şekil 4.26. RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=70\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	48
Şekil 4.26. RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=70\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	48
Şekil 4.27. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Çıkışına İlişkin Hız ve Moment Dalga Şekilleri ($f_0=20\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	49
Şekil 4.28. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Ana Sargı ve Yardımcı Sargı Akımlarının Zamanla Değişimi ($f_0=20\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$) a,b	50
Şekil 4.29. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Çıkışına İlişkin Hız ve Moment Dalga Şekilleri ($f_0=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	51
Şekil 4.30. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Ana Sargı ve Yardımcı Sargı Akımlarının Zamanla Değişimi ($f_0=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$) a,b	52
Şekil 4.31. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Çıkışına İlişkin Hız ve Moment Dalga Şekilleri ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)	52

Şekil 4.32. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Ana Sargı ve Yardımcı Sargı Akımlarının Zamanla Değişimi ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$) a,b.....	53
Şekil 5.1. Tek Fazlı AC-AC Çevirici Prototipinin Devre Şeması.....	54
Şekil 5.2. 10 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$).....	55
Şekil 5.3. 20 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$).....	56
Şekil 5.4. 30 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$).....	56
Şekil 5.5. 40 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$).....	57
Şekil 5.6. 50 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$).....	57
Şekil 5.7. 60 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$).....	58
Şekil 5.8. 70 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$).....	58
Şekil 5.9. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Benzetimi İle Elde Edilen Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=1800\text{Hz}$) 59	
Şekil 5.10. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı Ac-Ac Çevirici Prototipinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=1800\text{Hz}$) 59	

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DEĞİŞKEN GERİLİM VE FREKANSLI TEK FAZLI AC-AC ÇEVİRİCİDEN BESLENEN ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ TASARIMI

Abdülcelil KÜLEKÇİOĞLU

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği
2003, Sayfa: 64

Tek fazlı asenkron motorlar endüstride ve ev aletleri uygulamalarında geniş kullanım alanı bulan motorlardır. Sabit gerilim ve frekanslı AC kaynaktan beslenen tek fazlı bir asenkron motor sabit devir sayısında çalışır. Bu motorların değişken hız uygulamalarında kullanılabilmesi için değişken genlik ve frekansta gerilim üreten kaynaklar tarafından beslenmesi gerekir. Maliyet ve kolaylık yönüyle akla hemen DC-link çeviriciler gelebilir. DC-link çeviriciler ara enerji depolayarak AC-AC dönüşüm yaparlar. Bu yüzden ara devrelerinde büyük reaktif elemanlar (induktans, kapasite) içerirler. Dolayısıyla boyutları diğer AC-AC çeviricilere göre büyüktür. Tek fazlı direkt bağlı AC-AC çeviricilerde ise ara enerji depolamadan tek bir adımda frekans dönüşümü yapılır. Tek fazlı çeviricinin diğer bir avantajı ise çift yönlü güç akışına izin vermesidir. Oysa DC-link çeviricilerde giriş tarafı kontrollü yapılmadan çift yönlü güç transferi gerçekleşemez.

Tek fazlı AC-AC çeviricilerin DC-link çeviricilere göre diğer bir avantajı ise düşük çıkış frekanslarında kaliteli çıkış dalga şekilleri üretmesidir. Bu yüzden tek fazlı AC-AC çeviriciler düşük çıkış frekanslarında DC-link çeviricilerin yerine tercih edilebilir.

Bu tezde, tek fazlı direkt bağlı AC-AC çeviricilerin düşük çıkış frekansı istenen uygulamalarda DC-link çeviricilere göre oldukça avantajlı olduğu hem benzetim hem de deneysel sonuçlarla gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Tek Fazlı AC-AC Konverter, Tek Fazlı Asenkron Motor, Simülasyon,

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON BİRLİĞİ

ABSTRACT

Master Thesis

DESIGN OF AN INDUCTION MOTOR DRIVE FED BY A SINGLE-PHASE AC-AC CONVERTER WITH VARIABLE FREQUENCY AND VOLTAGE

Abdülcelil KÜLEKÇİOĞLU

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric and Electronics Engineering
2003, Page: 64

Single-phase induction motors are widely used in industrial and household applications. A single-phase induction motor having of constant input supply voltage and frequency operates at constant speed. These motors should be supplied by the sources providing variable magnitude and frequency if they are used in the variable speed applications. Although DC-link converters can be remembered at first glance due to cost and easiness, DC- link converters realize AC-AC converting by using intermediate storage. Therefore their intermediate circuits contain bulky reactive components (inductance, capacitance). By the implication their dimensions is bigger than other AC-AC converters. On the other hand, in single-phase AC-AC direct converters the frequency transformation realized in single step without using storage elements. Moreover they also allow bi-directional power flow. However DC converters are not able to perform bi-directional power flow without making the input side of converter controllable.

Another advantage of single-phase AC-AC converters is that they provide high quality output waveforms at low output frequencies. Hence single-phase AC-AC converters are preferred to DC link converters in such applications.

In this thesis it has been demonstrated with both simulation and experimental results that the single-phase AC-AC direct converters have more advantages than DC link converters in the applications necessitating the low output frequency.

Keywords: Single Phase AC-AC Converter, Single Phase Induction Motor, Simulink

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMAN TAYİN BÜYÜKLERİ

1. GİRİŞ

1.1. Tezin Amacı

Tek fazlı asenkron motorlar endüstride ve ev aletleri uygulamalarında geniş kullanım alanı bulan motorlardır. Sabit gerilim ve frekanslı AC kaynaktan beslenen tek fazlı bir asenkron motor sabit devir sayısında çalışır. Bu motorların değişken hız uygulamalarında kullanılabilmesi için değişken genlik ve frekansta gerilim üreten kaynaklar tarafından beslenmesi gerekir. Maliyet ve kolaylık yönüyle akla hemen DC-link çeviriciler gelebilir. DC-link çeviriciler ara enerji depolayarak AC-AC dönüşüm yaparlar. Bu yüzden ara devrelerinde büyük reaktif elemanlar (indüktans, kapasite) içerirler. Dolayısıyla boyutları diğer AC-AC çeviricilere göre büyüktür. Tek fazlı direkt bağlı AC-AC çeviricilerde ise ara enerji depolamadan tek bir adımda frekans dönüşümü yapılır. Tek fazlı çeviricinin diğer bir avantajı ise çift yönlü güç akışına izin vermesidir. Oysa DC-link çeviricilerde giriş tarafı kontrollü yapılmadan çift yönlü güç transferi gerçekleşemez.

Tek fazlı AC-AC çeviricilerin DC-link çeviricilere göre diğer bir avantajı ise düşük çıkış frekanslarında kaliteli çıkış dalga şekilleri üretmesidir. Bu yüzden tek fazlı AC-AC çeviriciler düşük çıkış frekanslarında DC-link çeviricilerin yerine tercih edilebilir.

Bu tezin amacı, tek fazlı direkt bağlı AC-AC çeviricilerin düşük çıkış frekansı istenen uygulamalarda DC-link çeviricilere göre oldukça avantajlı olduğunu hem benzetim hem de deneysel sonuçlarla göstermektir.

1.2. Önceki Çalışmalar

Tek fazlı asenkron motorlarla ilgili birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmaların çoğu tek fazlı asenkron motorun yardımcı sargısına bağlanan kapasiteler üzerinedir.

1989 yılında Khoei ve Yuvarajan direkt AC-AC çevirici ile beslenen tek fazlı asenkron motorun sürekli durum performansı üzerine bir çalışma yapmışlardır [1]. Bu çalışmada kullanılan çeviricinin çıkış dalga şeklinin sinüsoidal olmaması çeşitli harmoniklere yol açmıştır.

[2,3]'de matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun benzetimi yapılmıştır. Bu çalışmada tek fazlı asenkron motor matris çeviriciden beslendiği için üç fazlı kaynağa ihtiyaç vardır.

[4,5]'de tek fazlı AC-AC çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun pspice benzetimi yapılmıştır. Bu çalışmada ise tek fazlı AC-AC çevirici sadece kare dalga PWM tekniği ile kontrol edilmiştir ve deneysel çalışma yapılmamıştır.

1.3. Tezin İçeriği

Tezde ilk olarak tek fazlı direkt bağlı AC-AC çeviriciler MATLAB yazılımı altında çalışan Simulink programı ile modellenmiştir. Oluşturulan bu modelin benzetimi yapılarak çıkış dalga şekilleri elde edilmiştir. Daha sonra ise tek fazlı çevirici laboratuvar ortamında prototip olarak tasarlanarak deney sonuçları elde edilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde AC-AC çevirici türleri ele alınmış ve yeri geldikçe birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Ayrıca bu çevirici türlerinde kullanılan gerilim ve frekans kontrol yöntemleri de ele alınmıştır.

Üçüncü bölümde ise tezin ana gövdesini oluşturan tek fazlı çeviricilerin yapısı ve çalışması anlatılmıştır. Daha sonra bu çeviricilerde uygulanan modülasyon algoritmaları ele alınmıştır.

Dördüncü bölümde tek fazlı AC-AC çevirici simulink programı kullanılarak benzetilmiştir. Bunun için önce çeviricinin simulink modeli oluşturulmuştur. Daha sonra bu modele RL ve motor yükü modelleri bağlanarak çeşitli frekanslar için benzetim yapılmış ve çıkışa ait gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Ayrıca tek fazlı AC-AC çeviricinin RL yükünü beslemesi durumu için harmonik dalga şekilleri elde edilmiştir.

Beşinci bölümde ise tek fazlı AC-AC çeviricinin prototip olarak tasarımı anlatılmıştır. Tasarlanan bu çeviriciye bir RL yükü bağlanarak çeşitli frekanslar için deneyler yapılmıştır. Böylece RL yüklü tek fazlı AC-AC çeviricinin çıkışına ilişkin deneysel akım ve gerilim dalga şekilleri elde edilmiştir.

Son bölümde ise benzetim, harmonik ve deney sonuçlarına dayanarak tek fazlı AC-AC çeviricilerin düşük çıkış frekanslarında DC-link çeviricilere göre oldukça iyi bir alternatif olduğu vurgulanmıştır. Ayrıca bu tezin devamı olarak yapılacak çalışmalara ışık tutmak için alternatifler sunulmuştur.

2. AC-AC ÇEVİRİCİLER

2.1. Giriş

Asenkron motorların düşük maliyet, az bakım, sağlamlık ve güvenlik gibi bir çok avantajı olmasına rağmen yakın zamana kadar değişken hız uygulamalarında DC motorlar kullanılmıştır. Bunun nedeni DC motorların değişken hız uygulamalarında iyi dinamik cevap vermesi, kontrolünün kolay olması ve dört bölgeli çalışma olanağı sağlamasıdır. Ancak günümüzde güç yarı iletkenlerinin ve mikroişlemci teknolojilerinin gelişmesi güç elektroniği devrelerinin yüksek verimlilikle tasarlanmasını mümkün hale getirmiştir. Bu sayede asenkron motorların değişken hız uygulamalarında kullanılabilmesi için gerekli olan sürücü devreler tasarlanabilmektedir. Bu da asenkron motorların popülerliğini arttırmıştır.

Sabit gerilim ve frekanslı AC kaynaktan beslenen bir asenkron motor sabit devir sayısında çalışır. Değişken hız istenen uygulamalarda ise değişken genlik ve frekansta gerilim üreten kaynaklara ihtiyaç duyulur. Bu amaçla sabit gerilim ve frekanslı bir AC kaynaktan, değişken genlik ve frekansta bir gerilim elde etmek için çeşitli güç elektroniği düzenekleri tasarlanmaktadır. Bu güç elektroniği devrelerine AC-AC çeviriciler denir. AC-AC çeviriciler iç yapısındaki güç transfer linkinin tipine göre üçe ayrılır:

- 1) DC-Link Çeviriciler,
- 2) AC-Link Çeviriciler,
- 3) Direkt Bağlı AC-AC Çeviriciler.

Direkt bağlı AC-AC çeviricilerde ara enerji depolamadan AC-AC dönüşüm yapılır. Bunun için herhangi bir ara devre kullanılmaz. Giriş hatları anahtarlar üzerinden direkt çıkış hatlarına bağlanır. Bu çeviriciler kendi arasında üçe ayrılır:

- i) Saykıl Çeviriciler,
- ii) Matris Çeviriciler,
- iii) Tek Fazlı AC-AC Çeviriciler.

Bu bölümde yukarıda verilen AC-AC çeviricilerin yapıları ve çalışmaları anlatılmıştır. AC-AC çeviriciler birbirleri ile karşılaştırılarak avantaj ve dezavantajlar ortaya konmuştur. Tezin ana gövdesini oluşturan tek fazlı çeviricilere ise bu bölümde kısaca değinilmiştir. Bu konu üçüncü bölümde ayrıca ele alınacaktır.

2.2. DC-Link Çeviriciler

Piyasadaki çoğu AC değişken hız sürücü sisteminde DC-link çevirici kullanılır. Bu yapı iki kısımdan meydana gelir. İlk olarak AC güç beslemesi, doğrultucu bir devre vasıtasıyla DC gerilime çevrilir. İkinci olarak DC gerilim, bir evirici devresi tarafından çıkışta değişken genlik ve frekansta bir AC gerilime dönüştürülür. Eviriciler, doğru akım gücünü istenilen gerilim ve frekansta alternatif akım gücüne dönüştüren DC-AC çeviricilerdir. Besleme özelliklerine göre iki tip evirici vardır:

- 1) Gerilim Kaynaklı Evirici,
- 2) Akım Kaynaklı Evirici.

Gerilim kaynaklı eviricinin girişinde düzgün bir gerilim kaynağı vardır. Giriş uçlarında DC-link gerilimini sabit tutmak için büyük filtre kapasiteleri kullanılır. Bu eviricilerin giriş empedansı çok küçük olup, çıkış geriliminin dalga şekilleri yükten bağımsızdır. Günümüzde en fazla gerilim kaynaklı eviriciler kullanılır.

Akım kaynaklı eviricinin girişinde ise düzgün bir akım kaynağı vardır. Giriş akımını sabit tutmak için girişe seri olarak büyük indüktanslar bağlanır. Bu eviricilerin giriş empedansı daha büyük olup, çıkış akımının dalga şekilleri yükten bağımsızdır. Akım kaynaklı eviriciler çok büyük güçlerde kullanılır.

Gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı eviriciler arasında yapılacak seçim yükün özelliğine göre değişir. Eğer yük harmonik akımlara karşı yüksek empedans gösteriyorsa, gerilim kaynaklı evirici tercih edilmelidir. Buna karşılık yük, harmonik akımlara karşı düşük empedans gösteriyorsa akım, yükte sinüsoidal dalga şekline yakın bir gerilim oluşturabilecektir. Bu durumda ise akım kaynaklı evirici kullanmak daha uygun olacaktır [6].

Eviricilerin çıkış dalga şekilleri, frekansları ve güçleri kullanılan yarı iletken anahtarların (Tristör, BJT, IGBT, MOSFET) karakteristiklerine bağlıdır. Örneğin, BJT ve MOSFET küçük güçlü elemanlar olduğundan düşük ve orta güçlü eviricilerde kullanılırlar. Bununla birlikte bu anahtarlar yüksek anahtarlama frekansına sahip olduklarından dolayı yüksek frekanslı eviricilerde de kullanılırlar. Günümüzde ise anahtar olarak genellikle IGBT'ler kullanılmaktadır. Çünkü bu anahtarlar hem güçlü hem de yüksek anahtarlama frekansına sahiptirler. Ayrıca kolay sürülebilme avantajı da vardır.

DC-link çeviriciler kaskat bağlı iki güç çeviricisinden oluşur. Yani frekans dönüşümü iki adımda yapılır. Çıkış gücü iki kere dönüştürüldüğü için kayıplar diğer çeviricilere göre daha fazladır.

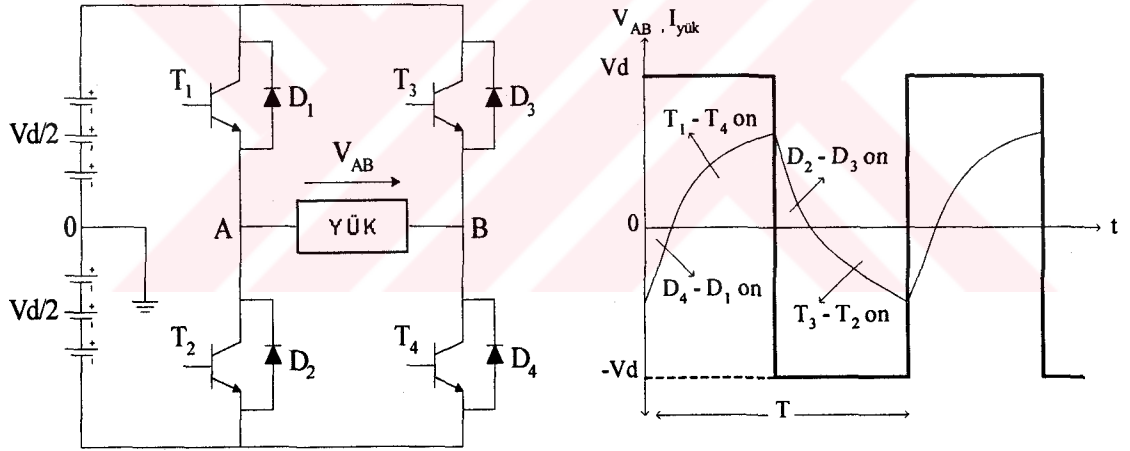
DC-link çeviricilerde güç transferinin iki yönlü olabilmesi için girişte kullanılan doğrultucu devresinin kontrollü olması gerekir. Eğer kontrolsüz doğrultucu kullanılırsa generatör modunda çalışamaz.

DC-link çeviricilerin diğer bir dezavantajı ise düşük frekanslarda (10 Hz'in altı) kalitesiz bir çıkış gerilimi vermeleridir. Bu yüzden DC-link çeviriciler yüksek frekanslı endüstri uygulamalarında kullanılır.

Bütün bu dezavantajlara rağmen DC-link çeviriciler, ucuz ve kolay olduğu için değişken hız istenen uygulamalarda oldukça sık kullanılmaktadır. Ayrıca diğer çeviriciler DC-link çeviricilere göre daha karmaşık bir yapıya sahiptirler.

2.2.1. Tek Fazlı Köprü Eviriciler

Bu evirici devresinde her bir yarı periyotta bir anahtar çiftinin iletme sokulması gerekir. Yarı iletken anahtarlama elemanları T_1 , T_2 , T_3 , T_4 biçiminde tek yönlü iletken anahtarlar olarak düşünülürse, eviricinin temel devresi Şekil 2.1.a'daki gibi olacaktır.



a) Devre Şeması (H Köprü)

b) Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri (R-L yükü için)

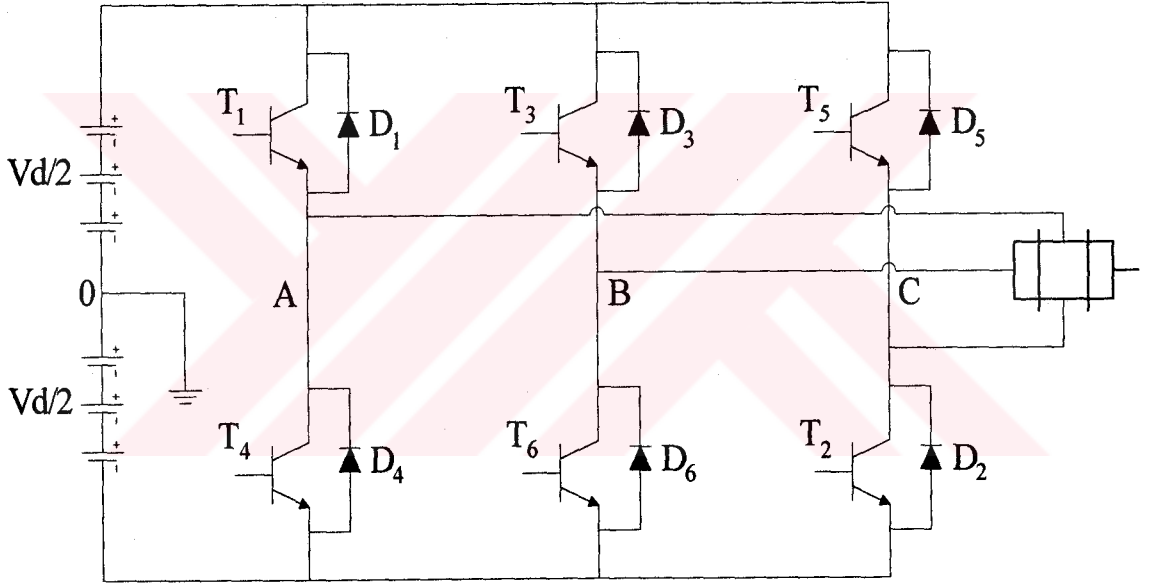
Şekil 2.1. Tek Fazlı Köprü Evirici

Bu tür bir eviricide yarı iletken anahtarlar, istenilen çıkış frekansının yarım periyoduna eşdeğer 180° 'lik bir süre için iletimde tutulurlar. Birinci yarı periyotta T_1 ve T_4 anahtarları iletimde tutulur, böylece V_{AB} gerilimi V_d 'ye eşit olur. İkinci yarı periyotta ise T_3 ve T_2 anahtarları iletimde kalır ve böylece V_{AB} gerilimi $-V_d$ 'ye eşit olur. Çıkış frekansı, anahtarların iletimde kaldığı süreler değiştirilmek suretiyle kolayca ayarlanabilir. İndüktif bir yük için gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.1.b'de verilmiştir. Görüldüğü gibi yük üzerindeki gerilim, kare dalga özelliği gösterir.

Devrede gösterilen diyotların görevi yükün reaktif (indüktif veya kapasitif) olduğu durumlarda, reaktif enerjinin kaynağa geri verilebileceği bir yol sağlamaktır. Kaynağa enerji verme olayı eviricilerde sıkça rastlanan bir olaydır. Diyotlar iletimdeyken kaynağa enerji verilir. Bu devre aynı zamanda dört bölgeli DC-DC kıyıcı devresi olarak da kullanılabilir.

2.2.2. Üç Fazlı Köprü Eviriciler (Altı Adımlı Eviriciler)

Bu eviriciler yakın zamana kadar asenkron motor sürücülerinde oldukça yaygın olarak kullanılmasına rağmen günümüzde yerini PWM tekniğini kullanan eviricilere bırakmıştır. Yine de çok büyük güçlü eviricilerde bu yapı kullanılabilmektedir. Orta ve küçük güçlü eviricilerde ise hızlı yarı iletken anahtarlar ve PWM tekniği kullanılmaktadır. Şekil 2.2’de bu eviriciye ait devre şeması görülmektedir.



Şekil 2.2. Üç Fazlı Köprü Evirici

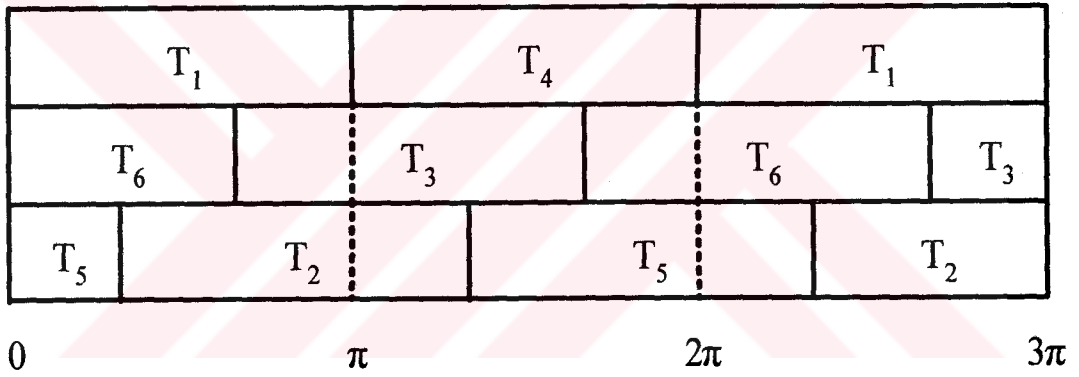
Bu evirici devresi iki şekilde çalıştırılabilir:

- 1) Üç anahtarı aynı anda iletimde tutarak,
- 2) İki anahtarı aynı anda iletimde tutarak.

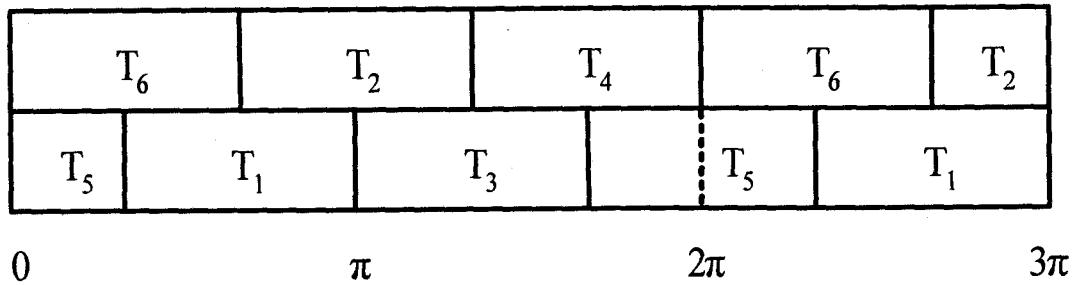
Her iki çalıştırma şeklinde de tetikleme işaretleri 60° ’lik aralıklarla uygulanır. Böylece bir anahtarlama periyodunda 6 aktarım gerçekleştirilir. Bu sebepten dolayı bu evirici devresi 6 adımlı evirici olarak da bilinir.

Üç anahtarın aynı anda iletimde tutulduğu çalışma için tetikleme düzeni Şekil 2.3.a'da verilmiştir. Anahtarlar 60° aralıklarla $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$ sırasına göre iletime sokulurlar. Bu çalışmada her anahtar 180° iletimde kalacak şekilde tetiklenir. Ancak anahtarın iletimde kalma süresini yükün şartları belirler. Çünkü anahtar tetiklendiği an iletime giremeyebilir. Örneğin T_4 anahtarı tetiklendiğinde yük indüktif ise akım bir müddet D_4 diyodundan akacaktır. Diyottan geçen akım sıfır olunca, T_4 anahtarı akımı üzerine alacaktır. Bu yüzden anahtar olarak tristör kullanıldığında, tek bir darbe yerine sürekli bir darbe uygulanması daha uygun olacaktır [6].

Burada dikkat edilecek nokta, π anında T_1 anahtarının kesime sokulup T_4 anahtarının tetiklenmesidir. Pratikte T_4 anahtarını iletime sokmadan önce, T_1 anahtarının kesime girmesine yetecek kadar bir süre beklenir. Fakat yine de T_1 anahtarının herhangi bir nedenle kesime girmemesi sonucu kısa devre oluşabilir. Bu nedenle daha çok Şekil 2.3.b'de gösterilen tetikleme düzeni kullanılır. Bu tetikleme düzeninde ise aynı anda iki anahtar iletimde tutulur ve her anahtar 120° iletimde kalır.

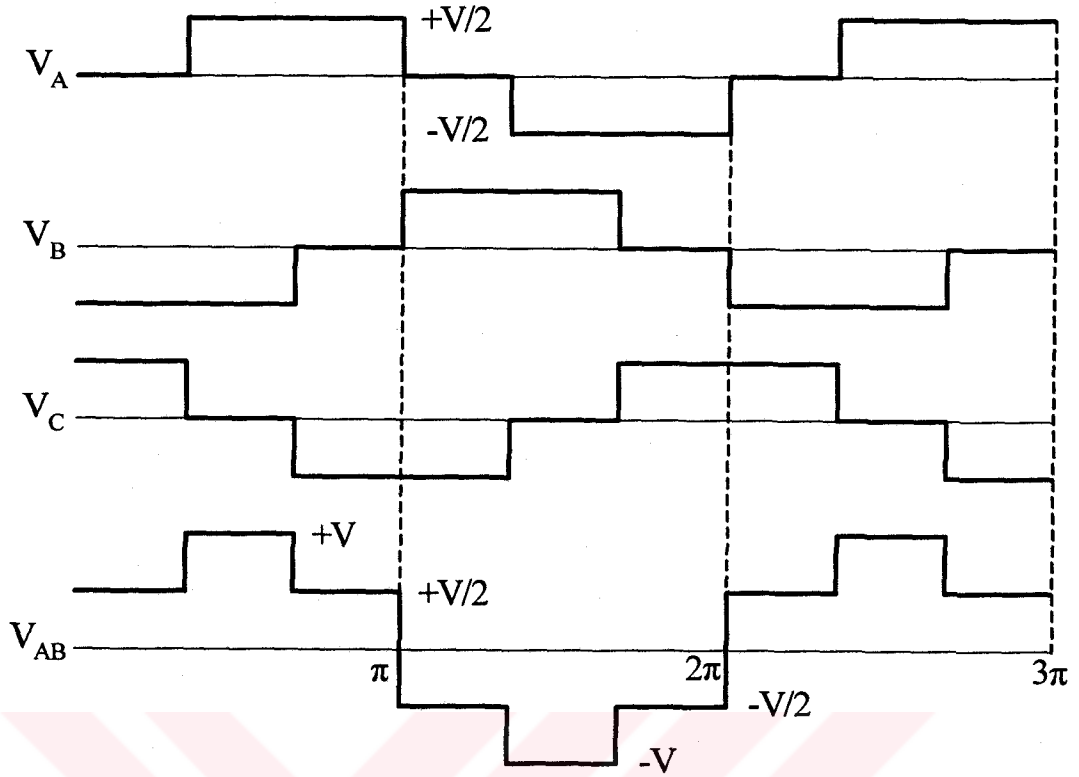


a) 180° İletim İçin Tetikleme Düzeni



b) 120° İletim İçin Tetikleme Düzeni

Şekil 2.3. Üç Fazlı Köprü Evirici İçin Tetikleme Düzenleri



Şekil 2.4. Üç Fazlı Köprü Eviriciye Ait Gerilim Dalga Şekilleri (120° 'lık Tetikleme Düzeni İçin)

Altı adımlı eviricilerde çıkış gerilimi boşluk diyotlarından dolayı yükten bağımsızdır. Yani yükün omik, indüktif veya kapasitif olması çıkış gerilimini etkilemez. Zaten gerilim kaynaklı eviricilerde çıkış gerilimi dalga şekillerinin yükten bağımsız olduğu daha önce belirtilmişti. Çıkış frekansı ise anahtarlama frekansı değiştirilerek ayarlanabilir.

2.2.3. DC-Link Çeviricilerde Gerilim Kontrolü

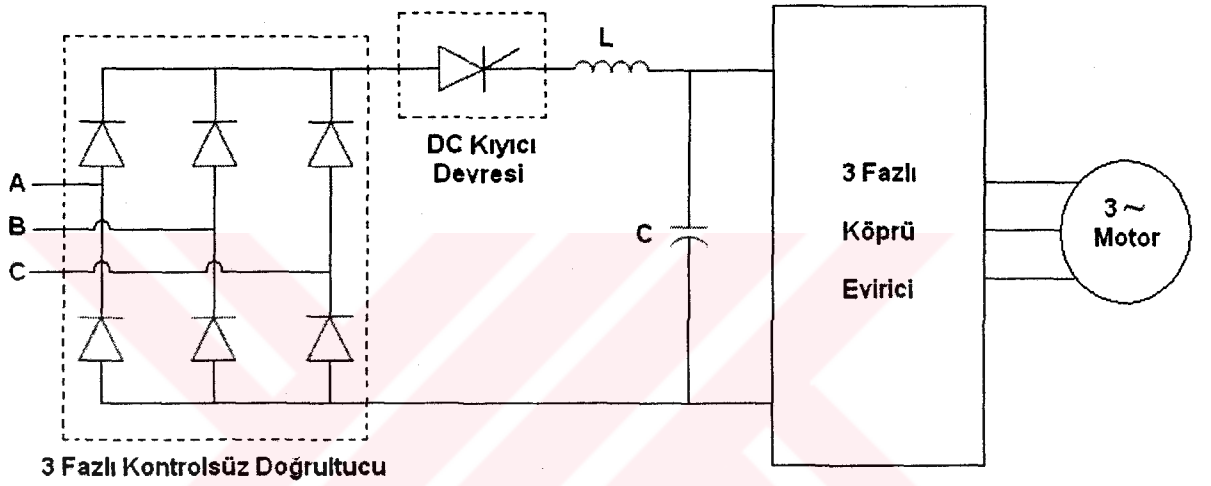
Değişken hız uygulamalarında çıkış geriliminin kontrolü sık karşılaşılan bir gereksinimdir. Örnek olarak asenkron motor sürücü uygulamaları verilebilir. Asenkron motor sürücülerinde, motor manyetik devresinin doyuma girmesini önlemek için, çıkış geriliminin çıkış frekansına oranı (v/f) sabit tutulur. Bu oranın sabit tutulması için çıkış frekansının ve geriliminin ayarlanabilir olması gerekir. DC-link çeviricilerde çıkış frekansı, anahtarlama frekansı ile ayarlanabilir. Çıkış geriliminin kontrolü ise üç şekilde gerçekleştirilebilir:

- 1) Evirici çıkışı ile yük arasında bir AC gerilim denetleyicisi kullanarak,
- 2) Kaynak ile evirici giriş uçları arasında, çeviriciye giriş olarak verilen DC gerilimi denetleyecek bir devre kullanarak,
- 3) Çeviricinin kendisini çıkış gerilimini değiştirebilecek şekilde denetleyerek.

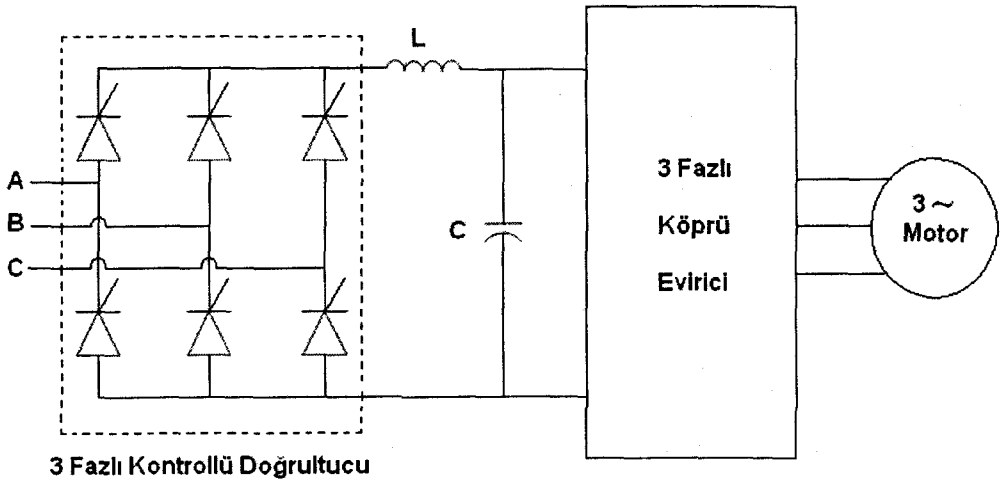
Bu yöntemlerden birincisi genellikle kullanılmaz. İkinci yöntem ise iki şekilde gerçekleştirilebilir:

- i) DC-link’de bir DC kıyıcı devresi kullanarak,
- ii) Girişte kontrollü doğrultucu devresi kullanarak.

DC-link çeviricilerde kullanılan doğrultucu kontrolsüz ise Şekil 2.5’de görüldüğü gibi DC kıyıcı devresi kullanılarak DC-link gerilimi kontrol edilebilir. Eğer kontrollü doğrultucu kullanılmışsa, Şekil 2.6’da görüldüğü gibi doğrultucunun tetikleme açısı değiştirilmek suretiyle giriş gerilimi kontrol edilebilir.



Şekil 2.5. DC Kıyıcı Devresi Kullanılarak Yapılan Gerilim Kontrolü

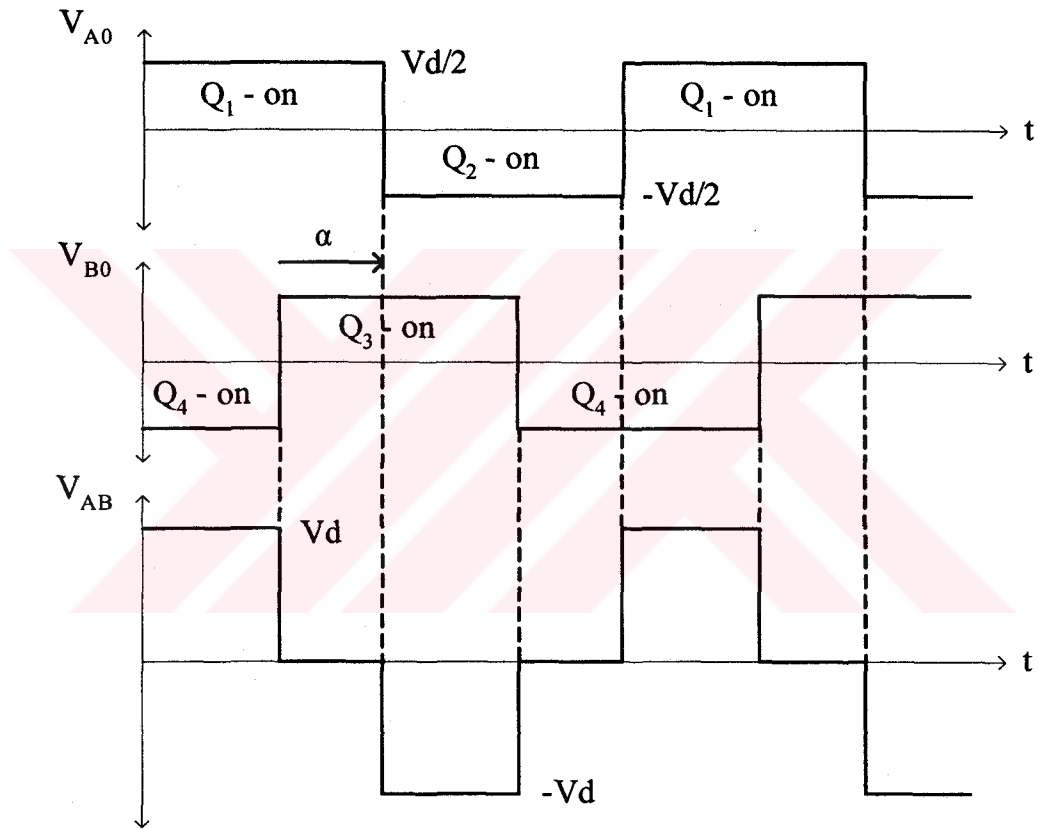


Şekil 2.6. Kontrollü Doğrultucu Devresi Kullanılarak Yapılan Gerilim Kontrolü

Çevirici, kendisini çıkış gerilimini değiştirebilecek şekilde denetleyebilir. Yani çıkış gerilimi çeviricinin kendi içinde kontrol edilebilir. Bu kontrol iki şekilde yapılabilir:

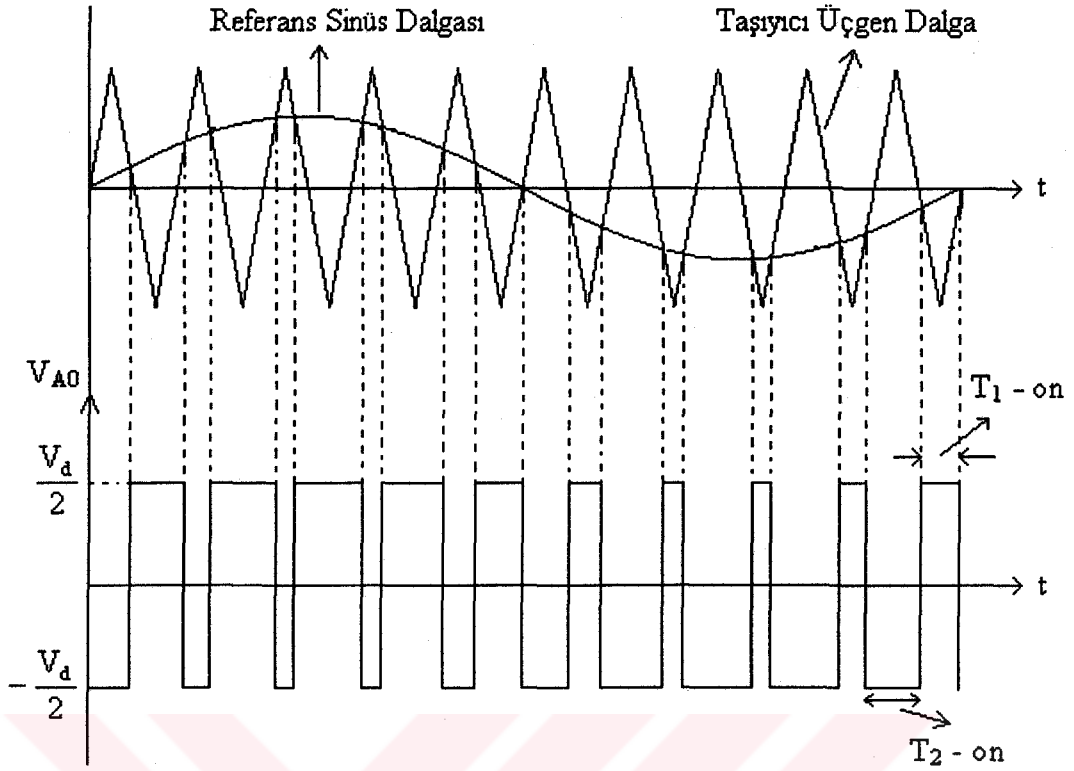
- 1) Darbe genişlik denetimi (Tek fazlı köprü eviricilerde kullanılır),
- 2) Darbe genişlik modülasyonu (DGM).

Darbe genişlik denetimi ile yapılan gerilim kontrolünde, anahtarlara uygulanan sinyallerde faz kaydırması yapılır. Faz kaydırmasının büyüklüğüne göre çıkış geriliminin efektif değeri değişir. Şekil 2.7’de tek fazlı köprü eviricide yapılan α açısı kadarlık bir faz kaydırması için gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 2.7. Darbe Genişlik Denetimi İle Yapılan Gerilim Kontrolü (Tek Fazlı Köprü Evirici İçin)

DGM tekniğinde ise yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalga ile istenen çıkış frekansındaki bir referans sinüs dalgası karşılaştırılır. Eviricideki anahtarlar bu karşılaştırma işleminin sonucuna göre iletime veya kesime sokulur. Çevirici çıkış gerilimi, anahtarların iletimde olduğu sürenin, kesimde olduğu süreye oranının değiştirilmesi ile kontrol edilir. Bu süreler ise referans sinüs dalgasının genliğine bağlıdır. Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı ve genliği sabit olduğu için çeviricinin çıkış gerilimi, referans sinüs işaretinin genliği ile kontrol edilebilir. Şekil 2.8’de bu şekilde elde edilmiş bir çevirici çıkışı görülmektedir.



Şekil 2.8. Darbe Genişlik Modülasyonu İle Yapılan Gerilim Kontrolü (Tek Fazlı Köprü Evirici İçin)

2.2.4. DGM Tekniğinin Eviriciler İçin Önemi

Tek fazlı ve üç fazlı köprü eviriciler gibi çıkışı basamaklı dalga şeklinde olan eviricilerin avantajları yanında çeşitli sınırlamaları da vardır. Avantajları, sürme devrelerinin oldukça basit olması ve anahtarlama kayıplarının az olmasıdır. Dezavantajları ise şöyle sıralanabilir; v/f kontrolü gereken yerlerde bu eviriciler kullanılırsa ve bu kontrol DC giriş gerilimi denetlenerek yapılırsa, düşük gerilimlerde aktarım devrelerinin etkinliği azalır ve aktarımın gerçekleştirilmesi zorlaşır. Ayrıca harmonikler de bir sorun yaratır. Çıkış dalga şekilleri basamaklı kare dalga şeklinde olduğu için oldukça yüksek oranda harmonikler içerir. Bir çok uygulamada bu harmoniklerin belirli bir düzeyin altında tutulması istenir. Bunu sağlayabilmek için ise harmoniklerin süzülmesi veya düşük harmonik içeren bir dalga şeklinin oluşturulması gerekir. Harmoniklerin süzülmesi ancak sabit frekans çıkışlı eviricilerde başvurulabilecek bir yoldur. Çünkü değişen frekans çıkışları için yeterli bir filtre devresi tasarımı oldukça zordur. Sabit frekans uygulamalarında bile harmoniklerin süzülmesi için kullanılacak devre, hem eviricinin fiziksel boyutlarını büyütür hem de maliyeti yükseltir. Bundan dolayı dalga şekli mümkün olduğu kadar az harmonik ihtiva edecek şekilde oluşturulmalıdır [6].

Yukarıda bahsedilen bu sorunlar, eviricide DGM tekniği kullanılarak çözülebilir. Bunun için eviricinin yapısı değiştirilmez. Eviricideki anahtarlar, Şekil 2.8’de gösterildiği gibi referans bir sinüs dalgası ile taşıyıcı üçgen dalganın karşılaştırılması sonucunda elde edilen sinyaller ile sürülür. Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı ve genliği sabittir. Referans sinüs dalgasının frekansı ile çıkış frekansı, genliği ile de çıkış gerilimi kontrol edilir.

2.3. AC-Link Çeviriciler (Rezonans Çeviriciler)

AC-link çevirici, DC-link çeviriciye bir alternatiftir. AC-link çevirici anahtarlama kayıplarını minimize etmek ve düşük dereceli harmonikleri azaltmak için tasarlanmaktadır. Bu çeviriciler, DC-linkte yüksek frekanslı rezonans LC devresi kullanıldığından dolayı rezonans çeviriciler olarak da bilinir. Rezonans çeviriciler, anahtarlama kayıplarını azaltmak için açma ve kapama sırasında sıfır-gerilim ve/veya sıfır-akım koşulunu kullanırlar [7].

DC-linkteki rezonans devresi seri ya da paralel olabilir. Paralel rezonans durumunda, evirici girişine paralel bağlanan LC rezonans devresi DC-link gerilimi etrafında osilasyon yapar. Böylece giriş gerilimi sınırlı bir süre için sıfırda kalır. Bu süre içerisinde anahtarların konumları değiştirilebilir. Bunun sonucunda sıfır-gerilim anahtarlama elde edilir. Benzer olarak, akımın sıfır geçiş anında da sıfır-akım anahtarlama yapılır. Seri rezonans durumunda ise rezonans devresi eviricinin girişine seri bağlanır.

Rezonans çeviricinin dezavantajları; çift yönlü güç akışı kontrolünün karmaşık olması ve çok sayıda rezonans bileşenlerine ve anahtarlama elemanlarına ihtiyaç duymasıdır. Bu nedenle günümüz piyasasında rezonans çeviricilerin DC-link çeviricilerle yarışması mümkün değildir.

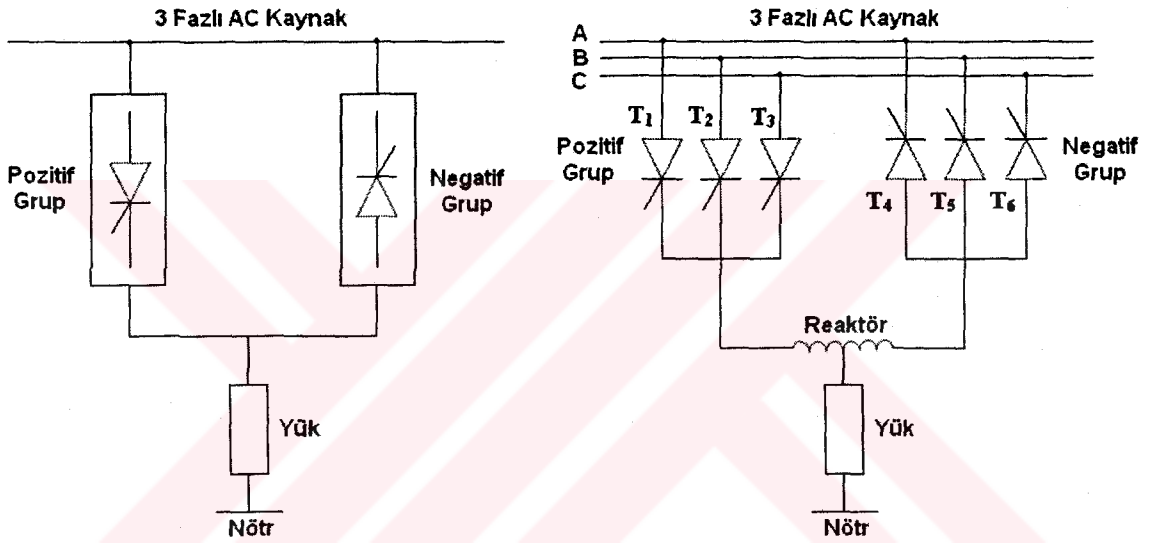
2.4. Direkt Bağlı AC-AC Çeviriciler

Ara enerji depolamaya ihtiyaç duymadan AC-AC dönüşüm yapan çeviricilere direkt bağlı AC-AC çeviriciler denir. Bu çeviricilerde anahtar grubu uygun bir şekilde anahtarlanarak giriş hatları doğrudan çıkış hatlarına bağlanır. Direkt bağlı AC-AC çeviriciler çok sayıda anahtara ihtiyaç duyarlar ve kontrolleri zordur. Bununla birlikte motor kontrol uygulamalarında DC-link çeviricilere göre bir çok avantaja sahiptirler. Direkt bağlı AC-AC çeviriciler üç ana başlık altında incelenebilir:

- 1) Saykıl Çeviriciler,
- 2) Matris Çeviriciler,
- 3) Tek Fazlı AC-AC çeviriciler.

2.4.1. Saykıl Çeviriciler

Saykıl çeviriciler, her çıkış fazı için aynı şebekeye bağlı bir pozitif ve bir de negatif gruptan oluşan direkt bağlı AC-AC çeviricilerdir. Çalışma ilkesi, pozitif ve negatif gruptaki anahtarların belirli bir periyodik düzen altında tetiklenmesi esasına dayanır. Tetikleme açısının periyodik değişimi, genellikle alçak frekanslı bir sinüs eğrisinin tetikleme devresinde referans işareti olarak kullanılması ile sağlanır [6]. Saykıl çeviriciler üç fazlı AC kaynaktan beslenirler. Çıkışları tek ya da üç fazlı olabilir. Gruplardaki anahtar sayısı saykıl çeviricinin darbe sayısını belirler. Şekil 2.9'da üç faz beslemeli tek faz çıkışlı üç darbeli saykıl çeviriciye ait devre şeması görülmektedir. Şekilde de görüldüğü gibi her grupta üç adet tristör vardır.



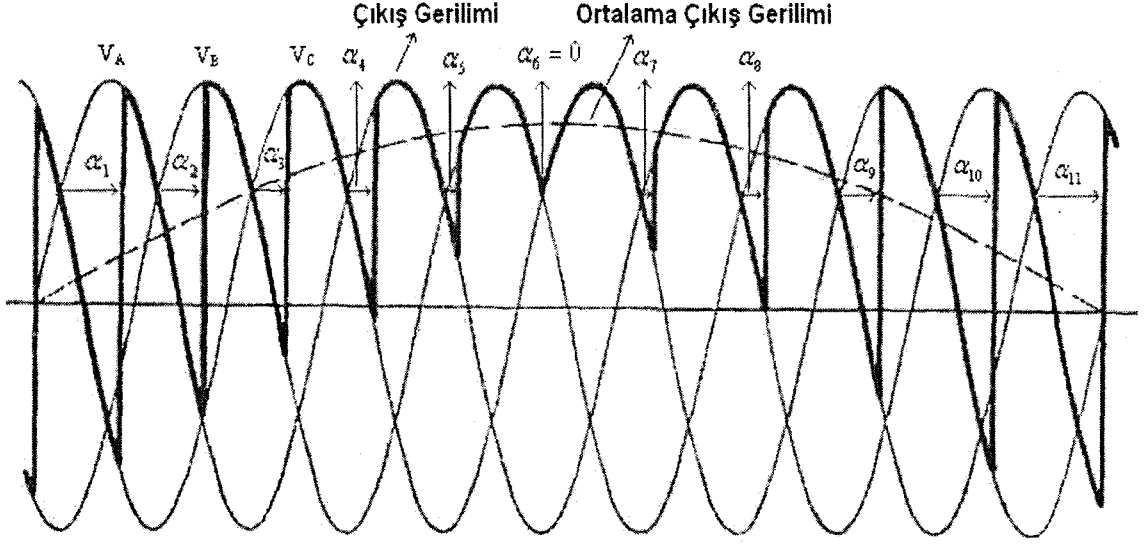
Şekil 2.9. Üç Faz Beslemeli Tek Faz Çıkışlı Üç Darbeli Saykıl Çevirici

İlk önce pozitif grup, daha sonra da negatif grup çalışır. Her grup üç fazlı yarı dalgalarla kontrollü doğrultucu devresi (O3 Devresi) gibi çalışır. Tek fark Şekil 2.10'da da görüldüğü gibi tetikleme açılarının değişken olmasıdır. Ayrıca bu açılar kendi aralarında simetriklerdir. Bu açıların simetrik olmaması durumunda harmonikler artar. Tetikleme açıları aşağıdaki gibi uygun bir şekilde tasarlanırsa düşük frekanslarda oldukça kaliteli çıkış dalga şekilleri elde edilebilir:

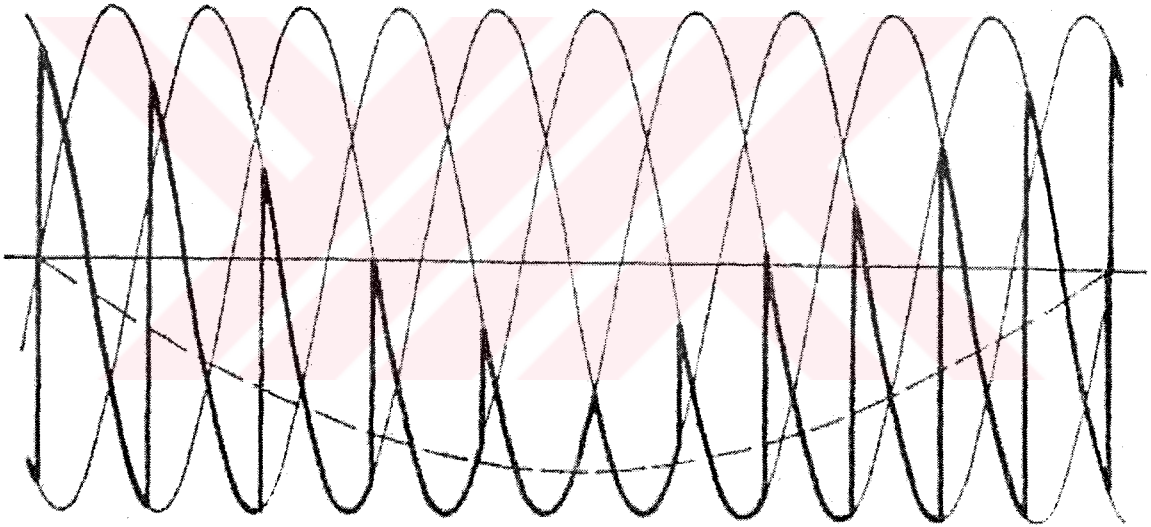
$$\alpha_1 > \alpha_2 > \alpha_3 > \alpha_4 > \alpha_5 > \alpha_6 = 0,$$

$$\alpha_{11} > \alpha_{10} > \alpha_9 > \alpha_8 > \alpha_7 > \alpha_6 = 0,$$

$$\alpha_1 = \alpha_{11} ; \alpha_2 = \alpha_{10} ; \alpha_3 = \alpha_9 ; \alpha_4 = \alpha_8 ; \alpha_5 = \alpha_7.$$

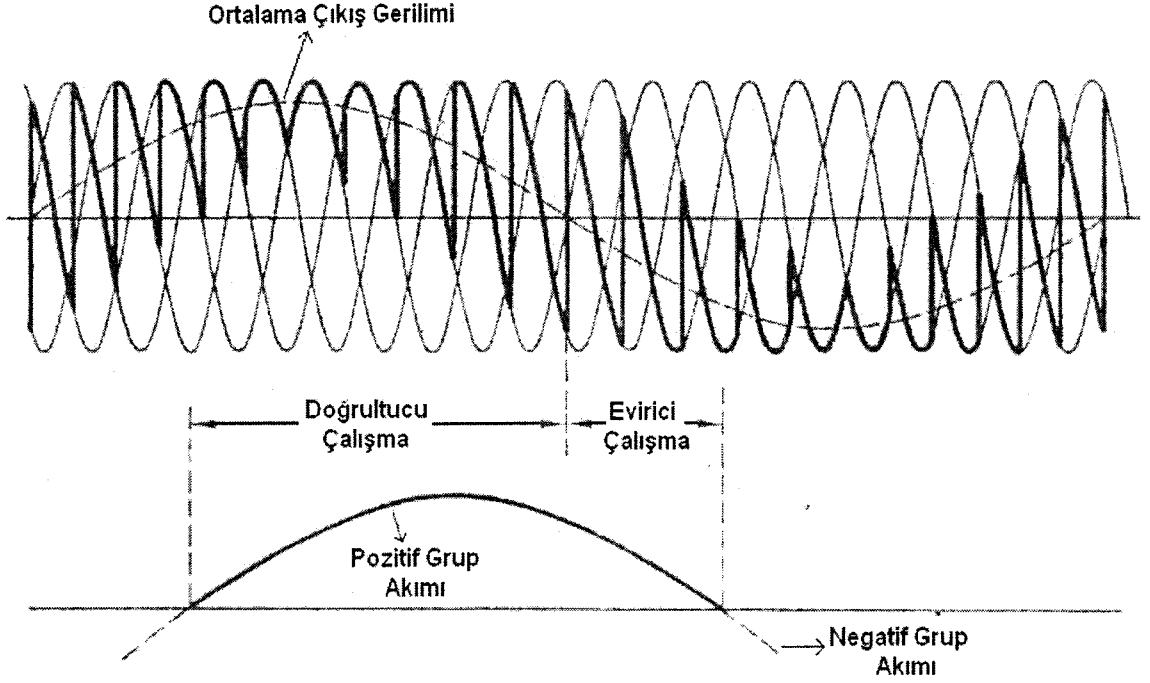


Şekil 2.10. Pozitif Grup İletimdeyken Ortalama Çıkış Geriliminin Sinüsoidal Değişimi



Şekil 2.11. Negatif Grup İletimdeyken Ortalama Çıkış Geriliminin Sinüsoidal Değişimi

Şekil 2.10'da doğrultucunun, negatif çıkış gerilimi aralıklarında ilettiği varsayılmıştır. Yani doğrultucu bu aralıklarda geçici olarak inversiyon modunda çalışır ve enerjiyi yükten AC kaynağa aktarır. Bununla birlikte $0^\circ - 90^\circ$ aralığındaki tetikleme açıları için net güç akışı AC kaynaktan yüke doğrudur. $90^\circ - 180^\circ$ aralığındaki tetikleme açıları ise doğrultucu evirici gibi çalışır ve böylece net güç akışı AC kaynağa doğru olur [8]. Şekil 2.12'de doğrultucu ve evirici çalışma bölgeleri görülmektedir.



Şekil 2.12. Saykıl Çeviricinin İndüktif Bir Yüğü Beslemesi Durumu İçin Pozitif Gruba Ait Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Çıkış frekansında büyük sirkülasyon akımlarından korunmak için ters paralel bağlı pozitif ve negatif grupların ortalama çıkış gerilimleri ters işaretli olmakla beraber genlik olarak birbirlerine eşit olmak zorundadırlar [8]. Bunun için tetikleme açıları uygun bir şekilde düzenlenir. Bununla birlikte iki grubun ani çıkış gerilimleri oldukça farklıdır. Dolayısıyla büyük harmonik akımları düşük empedanslı devreden akabilir. Bu durum Şekil 2.9'da görüldüğü gibi çıkışları birleştiren orta tıkaçlı bir bobinin (reaktör) kullanılmasıyla önlenabilir. Bu bobinin diğer görevi ise herhangi bir arıza nedeniyle pozitif ve negatif grupların her ikisindeki anahtarların iletimde kalmasıyla oluşabilecek bir kısa devreyi önlemektir. Bu çözüme alternatif olarak; bir grup iletimdeyken, diğerinin iletime girmemesi için bir tetikleme denetleme devresi tasarlanabilir.

Saykıl çeviricilerde frekans sadece α açısının değişim oranıyla belirlenir ve kaynak frekansından bağımsızdır. Ortalama çıkış gerilimi ise tetikleme açılarının uygun olarak değiştirilmesiyle bir periyot boyunca sinüsoidal olarak değiştirilebilir. Örneğin tetikleme açısının artırılmasıyla çıkış gerilimi azaltılabilir. Şekil 2.12'de düşük frekanslı çıkış dalga şeklinin tam bir periyodu görülmektedir.

Saykıl çevirici temel olarak bir anahtarlama düzeneğidir. Her bir anahtar uygun zamanlarda iletime ve kesime sokularak çıkışta giriş dalga şeklinin parçalarından oluşan bir çıkış dalga şekli elde edilir.

Saykıl çeviricilerde çıkış gerilimi dalga şeklinin harmonik içeriği üç şekilde azaltılabilir:

- 1) Çıkış frekansının giriş frekansına olan oranının düşürülmesiyle,
- 2) Kaynak fazlarının sayısının artırılmasıyla,
- 3) Gruplardaki anahtar sayısının artırılmasıyla (Darbe sayısının artırılmasıyla),

Saykıl çeviricilerin avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- 1) Saykıl çeviricilerde frekans/gerilim dönüşümü tek bir adımda yapılır. DC-link çeviriciler ise kaskat bağlı iki güç çeviricisinden oluşur. Bu da kayıpları artırır.
- 2) Saykıl çeviriciler ara enerji depolamadan dönüşüm yaptıkları için yapılarında büyük reaktif elemanlar (indüktans, kapasite) içermezler. Dolayısıyla boyutları DC-link çeviricilere göre küçüktür.
- 3) Saykıl çeviriciler düşük çıkış frekanslarında çok kaliteli sinüsoidal çıkış dalga şekilleri üretirler. Çünkü düşük frekanslarda bir çıkış periyodu girişin bir çok parçasından oluşur. DC-link çeviricilerin çoğu ise düşük frekanslarda kalitesiz çıkış gerilimi üretirler. Bu yüzden saykıl çeviriciler, düşük frekanslarda DC-link çeviricilere göre oldukça üstündürler.
- 4) Saykıl çeviriciler güç transferini her iki yönde de yapabilirler. Böylece generatör çalışma durumunda enerjiyi kaynağa geri verebilirler. DC-link çeviricilerdeki generatör çalışmada enerjinin kaynağa geri verilebilmesi için DC-linkte kullanılan doğrultucunun kontrollü olması gerekir. Saykıl çeviriciler bu özelliklerinden dolayı devir yönünün sıkça değiştiği ve hızlı ivmelenmenin (hızlanma, yavaşlama) olduğu yerlerde kullanılırlar. Böylelikle enerji AC kaynağa geri verilebilir.
- 5) Doğal komutasyonlu saykıl çeviricilerde anahtar olarak tristör kullanılabilir ve bu sayede büyük güçlere çıkılabilir. Doğal komutasyon tekniği kullanıldığından zorlamalı komutasyona gerek kalmaz ve böylece zorlamalı komutasyonda ortaya çıkan kayıpların da önüne geçilmiş olur. Bu nedenle doğal komutasyonlu saykıl çeviriciler hem daha kompakt bir güç devresine sahiptirler hem de yüksek güçlü sürücülerde kullanılabilirler.
- 6) Saykıl çeviricilerde komutasyon başarısızlığı AC kaynağın kısa devre olmasına sebep olabilir. Fakat her bir anahtara sigorta bağlanırsa, herhangi bir arıza anında sadece ilgili elemanın sigortası attığı için devrenin çalışması bütünüyle durmaz. Çıkışta biraz bozuk gerilim üretilse de çevirici çalışmasına devam eder. Böylece süreklilik korunmuş olur.

Saykıl çeviricilerin dezavantajları ise şöyle sıralanabilir:

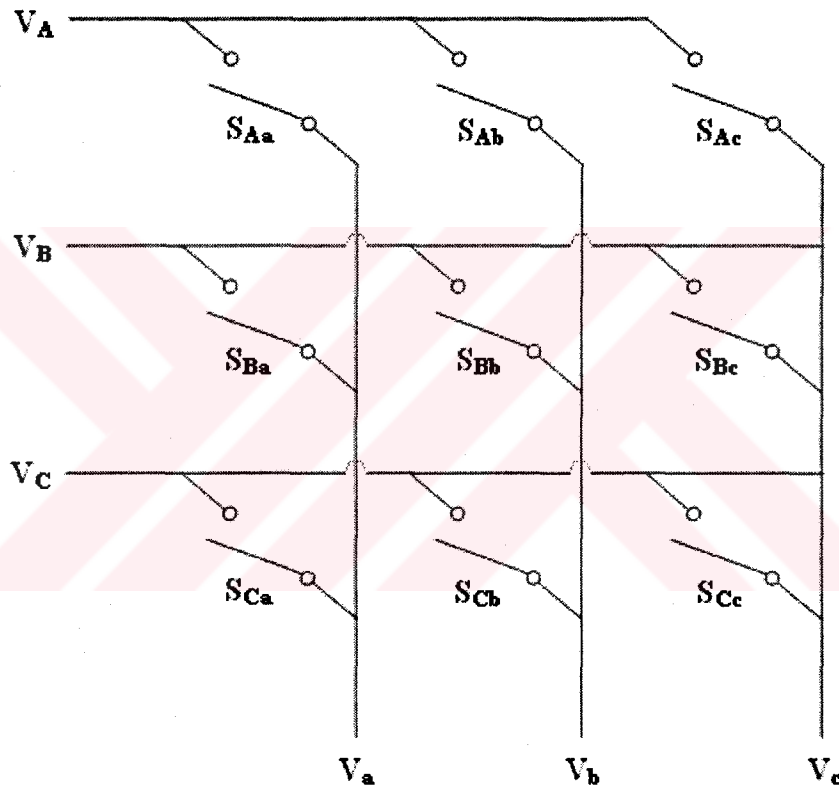
- 1) Saykıl çeviricilerde verimli ve kaliteli bir çıkış sağlamak için çıkış frekansı giriş frekansının $0 - 1/3$ katı arasında sınırlandırılır. Çünkü yüksek frekanslara çıkıldığında harmonikler artar. Daha geniş frekans aralığı için zorlamalı komutasyon ya da yük komutasyon tekniğini kullanan saykıl çeviriciler kullanılabilir. Fakat bu çeviricilerde yapı daha da karmaşıktır. Onun için çok cazip değildir. Bu yüzden DC-link çeviriciler yüksek frekanslı endüstri uygulamalarında saykıl çeviricilere göre oldukça avantajlıdır.
- 2) Saykıl çeviriciler çok sayıda anahtara ihtiyaç duyduklarından dolayı kompleks bir yapıya sahiptirler. Örneğin üç darbeli bir saykıl çeviricinin üç fazlı bir yükü beslemesi durumunda tek yönlü çıkış için 18, çift yönlü çıkış için ise 36 anahtara ihtiyaç vardır. Altı darbeli saykıl çeviricide kullanılan anahtar sayısı ise bu rakamların iki katıdır. Bu anahtarların kontrol devreleri de komplekstir. Bu durum küçük güçlü uygulamalarda maliyeti oldukça artırır. Örneğin DC-link çeviricilere kıyasla 100 kVA'in altındaki güçlerde kullanılması maliyet yönünden uygun değildir. Bu yüzden saykıl çeviriciler 100 kVA ve daha üstü güçlerde kullanılırsa daha ekonomik olur.
- 3) Saykıl çeviricilerin anahtarlama düzeninde, anahtarlar arasında boşluk bırakılmaz. Yani boşluk çalışma yoktur. Bu yüzden anahtarlama işlemi sırasında, akımı bir anahtardan diğer bir anahtara geçirirken dikkatli olunmalıdır. DC-link çeviricilerde ise boşluk diyotları olduğundan akım serbest dolaşım yollarından akabilir.
- 4) Hat komutasyonlu saykıl çeviriciler düşük giriş güç faktörüne sahiptir. DC-link çeviricilerde ise özellikle düşük çıkış gerilimlerinde tüm çalışma koşullarında yüksek güç faktörü elde edilebilir. Bunun için DC-linkte kullanılan doğrultucunun kontrollü olmasına da gerek yoktur.

Saykıl çeviricilerin kullanıldığı başlıca uygulamalar şunlardır:

- 1) Yüksek güçlü ve düşük hızlı motor sürücüleri,
- 2) Devir yönünün sıkça değiştiği ve hızlı ivmelenmenin (hızlanma, yavaşlama) olduğu uygulamalar,
- 3) İletim ve dağıtım hatlarının gerilim stabilizesi,
- 4) Sürücü güç faktörünün düzeltilmesi,
- 5) Statik dönüşüm aygıtları,
- 6) Gerilim titreşimlerinin azaltılması,
- 7) Ark fırınlarının gerilim regülasyonu.

2.4.2. Matris Çeviriciler

Direkt bağlı AC-AC çeviriciler ailesinin en güncel üyesidir. Matris çevirici, bir tür zorlamalı komutasyonlu saykıl çeviricidir [9,10]. Giriş ve çıkış hatları arasında bağlanan matris şeklinde düzenlenmiş çift yönlü anahtarlardan oluşur. Bu anahtarlar giriş gerilimini farklı modülasyon algoritmaları ile anahtarlayarak çıkışta değişken genlik ve frekansta bir gerilim elde edilmesini sağlarlar. Girişin kısa devre, çıkışın açık devre olmasından sakınılarak, matrisin herhangi bir girişi herhangi bir çıkışa bağlanabilir. Şekil 2.3'de üç faz çıkışlı matris çeviricinin yapısı ve anahtarların düzenlenme biçimi gösterilmektedir [11].



Şekil 2.13. 3 Faz Çıkışa Sahip Matris Çeviricinin Yapısı ve Anahtarların Düzenlenme Biçimi

Matris çeviricinin herhangi bir çıkış fazı, üç giriş fazının anahtarlama periyodu içerisinde sırayla anahtarlanarak çıkışa aktarılması ile elde edilir. Çıkış geriliminin genliği ve frekansı anahtarların iletimde kalma sürelerine bağlıdır. Örneğin Şekil 2.13'de V_A , V_B , V_C giriş fazları ise V_a çıkış fazı şu şekilde elde edilir; S_{Aa} anahtarı t_{Aa} süresince kapalı kalarak V_A fazı çıkışa aktarılır, ardından S_{Ba} anahtarı t_{Ba} süresince kapalı kalarak V_B fazı çıkışa aktarılır ve son olarak da, S_{Ca} anahtarı t_{Ca} süresince kapalı kalarak V_C fazı çıkışa aktarılır. Böylece V_a çıkış fazı elde edilir. Sabit bir anahtarlama periyodu boyunca anahtarların bu işlemi sırayla tekrarlamasıyla çeviricinin çıkış gerilimi elde edilir [11].

Matris çeviricilerin avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir [12]:

- 1) Matris çeviricilerde frekans/gerilim dönüşümü tek bir adımda yapılır.
- 2) Matris çeviriciler, girişin üç fazlı bir AC kaynak ile beslenme durumu haricinde normal bir eviriciye benzerler. Fakat burada geleneksel evirici temelli çeviricilerde kullanılan büyük reaktif enerji depolama bileşenlerine (indüktans, kapasite) gerek yoktur. Yani DC-link çeviricilerde olduğu gibi enerji depolamak için herhangi bir ara devre kullanılmaz. Bu sayede matris çeviricinin boyutları oldukça küçülür.
- 3) Matris çeviriciler çift yönlü anahtarlardan oluştukları için çift yönlü güç akışına olanak tanırırlar. Bu yüzden generatör çalışmada enerjiyi kaynağa geri verebilirler.
- 4) Modülasyon tekniğine bağlı olarak giriş ve çıkışta sinüsoidal akım dalga şekilleri sağlarlar. Harmonikler sadece anahtarlama frekansı civarındadır.
- 5) Girişte, yükten bağımsız olarak kontrol edilebilir güç faktörü sağlarlar. Yük indüktif olsa bile girişte ileri, geri ve birim güç faktörü elde edilebilir.
- 6) Girişte filtre gereksinimleri minimumdur.
- 7) Dört bölgeli çalışmaya müsaittirler.
- 8) Sınırsız çıkış frekansı elde edilebilir.

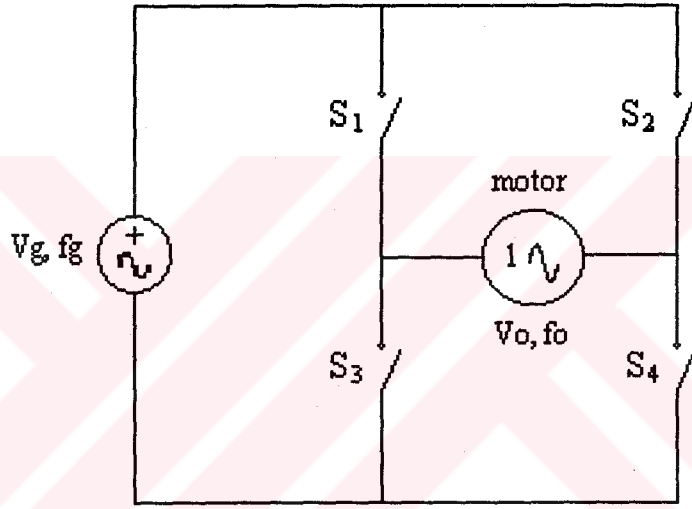
Matris çeviricilerin dezavantajları ise şöyle sıralanabilir:

- 1) Matris çeviricilerde diğer AC-AC çeviricilere göre çok sayıda anahtar kullanılır. Çok sayıda anahtar kullanılması hem topolojinin gerçekleştirilmesini zorlaştırır hem de anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur.
- 2) Matris çeviricinin çıkışından elde edilen maksimum gerilim, giriş geriliminin % 86.6'sı kadardır. Bu yüzden matris çeviricilerin, standart şebekeden beslenen indüksiyon motorları ile kullanımı uygun değildir. Bu da matris çeviricilerin endüstriyel kabulünü frenlemektedir. Ancak bu sorun % 86.6'lık gerilim oranına göre tasarlanacak standart motorlar ile aşılabılır.
- 3) Serbest dolaşım yolları bulunmadığı için akımın bir anahtardan diğerine güvenli bir şekilde geçmesini sağlamak zordur.

Matris çeviricilerin çok sayıda anahtardan oluşması ve uygun bir çift yönlü anahtar paketinin olmaması sorunu ise son zamanlarda güç devresi modelleri sayesinde ortadan kalkmıştır [13].

2.4.3. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciler

Saykıl ve matris çeviriciler üç fazlı AC kaynaktan beslenerek dönüşüm yapan çeviricilerdir. Bunun yanında tek fazlı AC kaynaktan beslenen direkt bağlı çeviriciler de mevcuttur. Bunlara ise tek fazlı AC-AC çeviriciler denir. Tek fazlı çevirici, girişindeki sabit genlik ve frekanslı bir AC gerilimi yüksek frekansta anahtarlayarak kıyar ve çıkışında istenen genlik ve frekansta tek fazlı bir AC gerilim sağlar. Tek fazlı AC-AC çeviricilerin güç devresi değişik yöntemlerle elde edilebilir. Bu tezde incelenen tek fazlı çevirici, köprü şeklinde düzenlenmiş çift yönlü anahtarlardan oluşmaktadır [1]. Bu çeviriciye ait güç devresi Şekil 2.14'de görülmektedir. Bu güç devresi, asenkron motor gibi tipik bir yükü besleyebilir. Bu devrenin çalışması üçüncü bölümde anlatılacaktır.



Şekil 2.14. Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Güç Devresi

Tek fazlı çeviriciler, düşük çıkış frekanslarında çok kaliteli sinüsoidal akım dalga şekilleri üretirler. Çünkü düşük frekanslarda giriş gerilimi daha fazla kıyılır. Frekans yükseldikçe akım dalga şekilleri bozulur, harmonikler artar. Bunun için yüksek frekanslı sürücülerde bu çeviriciler kullanılamaz.

Tek fazlı çeviriciler diğer direkt bağlı çeviriciler gibi enerji depolamadan tek bir adımda dönüşüm yaptıkları için herhangi bir ara devreye ihtiyaç duymazlar. Böylece güç devresinin boyutları küçülür. Güç devresi çift yönlü anahtarlardan oluştuğu için enerji transferi iki yönlü olarak gerçekleştirilebilir.

Tek fazlı çeviriciler, tek fazlı asenkron motorların hız kontrolü ve ev aletleri uygulamaları gibi bir çok uygulama potansiyeline sahiptir.

2.5. Direkt Bağlı AC-AC eviriciler ile DC-Link eviricilerin Karşılaştırılması

Direkt bağlı AC-AC eviriciler DC-link çeviricilere göre çeşitli avantaj ve dezavantajlara sahiptir. Her bir direkt bağlı çeviricinin avantaj ve dezavantajları ilgili bölümde maddeler halinde verilmiştir. Bu bölümde ise sadece genel bir karşılaştırma yapılacaktır.

Genel olarak direkt bağlı AC-AC eviricilerin DC-link çeviricilere göre avantajları şunlardır:

- 1) Direkt bağlı AC-AC eviricilerde frekans/gerilim dönüşümü herhangi bir ara devre kullanılmadan tek bir adımda yapılır. DC-link çeviriciler ise kaskat bağlı iki güç çeviricisinden oluşur. Dolayısıyla giriş göçü iki kez dnüştürölerek çıkışa verilir. Bu da kayıpların artmasına neden olur.
- 2) Direkt bağlı çeviriciler ara enerji depolamadan doğrudan AC-AC dönüşüm yaparlar. Bundan dolayı yapılarında minimum derecede reaktif depolama elemanı (indüktans, kapasite) ihtiva ederler. Oysa gerilim kaynaklı DC-link çeviricilerin giriş kısımlarında düzgün bir gerilim elde etmek amacıyla büyük bir kapasite kullanılır. Bu kapasite evirici hacminin yaklaşık üçte birini kaplar. Bu sebepten dolayı direkt bağlı eviriciler DC-link çeviricilere göre daha küçük bir hacime sahiptirler.
- 3) Direkt bağlı çeviricilerde güç transferi her iki yönde de yapılabilir. Yani generatör çalışma durumunda enerjiyi kaynağa geri verebilirler. Bunun sebebi ise saykıl çeviricilerde kontrollü anahtarların, diğer direkt bağlı çeviricilerde ise çift yönlü anahtarların kullanılmasıdır. DC-link çeviricilerde ise giriş tarafı kontrollü yapılmadan çift yönlü güç transferi yapılamaz. Çift yönlü güç transferi için girişte kontrollü doğrultucu kullanılmalıdır.
- 4) Tek fazlı ve saykıl çeviriciler düşük çıkış frekanslarında yüksek kalitede sinüsoidal dalga şekilleri üretirler. Çünkü bu frekanslarda giriş gerilimi daha fazla kısıılır. Bunun yanında gerilim ve akım kaynaklı DC-link çeviricilerin bir çoğu 10 Hz'in altında kalitesiz bir çıkış gerilimi üretirler. Bu kalitesiz çıkış gerilimi asenkron motorların düzensiz dönmelerine sebep olur. Bu yüzden tek fazlı ve saykıl çeviriciler düşük hızlı endüstri uygulamalarında DC-link çeviricilere göre oldukça stndrlir.

Bu avantajlara ek olarak her bir direkt bağlı eviricinin DC-link çeviriciye göre farklı avantajları vardır ve bunlar ilgili bölümlerde verilmiştir.

Genel olarak direkt bağı AC-AC çeviricilerin DC-link çeviricilere göre dezavantajları ise şunlardır:

- 1) Direkt bağı çeviricilerde DC-link çeviricilere göre çok sayıda anahtar kullanılır. Çok sayıda anahtar kullanılması hem kontrolü zorlaştırır hem de anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur.
- 2) Direkt bağı çeviricilerde boşluk çalışma olmadığı için anahtarlama algoritmalarında, anahtarlar arasında boşluk bırakılmaz. Bu yüzden akımın bir anahtardan diğer bir anahtara güvenli olarak geçmesini sağlamak zordur. Bu dezavantaja çok sayıda anahtar kullanılması da eklenince direk bağı çeviricilerin anahtarlama algoritmaları DC-link çeviricilere göre oldukça zorlaşır.
- 3) Tek fazlı ve saykıl çeviricilerde verimli ve kaliteli bir çıkış sağlamak için çıkış frekansı giriş frekansından küçük olacak şekilde sınırlandırılır. Çıkış frekansı düştükçe çıkış dalga şekillerinin kalitesi artar. Yüksek frekanslara çıkıldığında ise harmonikler artar. Harmonikler ise motorların gürültülü ve düzensiz çalışmasına neden olurlar. Bu yüzden DC-link çeviriciler yüksek frekanslı endüstri uygulamalarında tek fazlı ve saykıl çeviricilere göre oldukça avantajlıdır.

Sonuç olarak; değişken genlikli gerilim ve frekans, ucuz ve kolay olması nedeniyle genellikle DC-link çeviriciler ile elde edilir. Ancak direkt bağı çeviriciler, motor kontrol uygulamalarında DC-link çeviricilerle karşılaştırıldığında hızlı dinamik cevap, büyük güç/ağırlık oranı ve büyük güç/hacim oranı gibi avantajlara sahiptir. Buna ek olarak direkt bağı çeviricilerin yapım ve bakım maliyetlerinde azalma potansiyeli vardır. Bu yüzden direkt bağı çeviriciler motor kontrol uygulamalarında DC-link çeviricilere göre oldukça iyi bir alternatiftir.

3. TEK FAZLI DİREKT BAĞLI AC-AC ÇEVİRİCİLER

3.1. Giriş

Tek fazlı AC kaynaktan beslenerek frekans/gerilim dönüşümü yapan direkt bağlı çeviricilere tek fazlı AC-AC çeviriciler denir. Tek fazlı AC-AC çevirici, girişindeki sabit genlik ve frekanslı gerilimi yüksek frekansta anahtarlayarak çıkışta istenen genlik ve frekansta tek fazlı bir çıkış dalga şekli elde edilmesini sağlar. Tek fazlı çıkış, matris veya saykıl çeviriciler ile de elde edilebilir. Ancak bu çeviriciler üç fazlı kaynaktan beslenirler.

Tek fazlı asenkron motorlar endüstride ve ev aletleri uygulamalarında geniş kullanım alanı bulan motorlardır. Bu motorların değişken hızlı uygulamalarda kullanılabilmesi için değişken genlik ve frekansta gerilim üreten kaynaklar tarafından beslenmesi gerekir. Maliyet ve kolaylık yönüyle akla hemen DC-link çeviriciler gelebilir. Fakat tek fazlı çeviriciler bu tür uygulamalarda DC-link çeviricilere göre oldukça avantajlıdır.

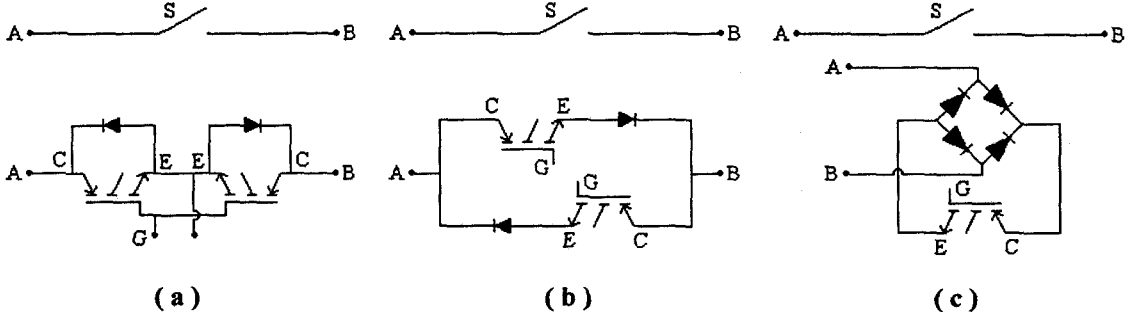
Tek fazlı AC-AC çeviricilerin DC-link çeviricilere göre en büyük avantajı düşük çıkış frekanslarında kaliteli çıkış dalga şekillerine sahip olmasıdır. Çünkü DC-link çeviricilerin çoğu düşük frekanslarda kalitesiz çıkış dalga şekilleri üretirler. Dolayısıyla tek fazlı çeviriciler düşük hızlı sürücülerde oldukça üstündürler. Tek fazlı çeviricilerin DC-link çeviricilere göre en büyük dezavantajı ise yüksek frekanslara çıkıldığında çıkış dalga şeklinin bozularak harmoniklerin artmasıdır. Bu yüzden yüksek frekanslı endüstri uygulamalarında tercih edilmezler.

Bu bölümde tek fazlı çeviricilerin yapısı, çalışması ve modülasyon algoritmaları anlatılacaktır. Fakat bu konulara geçmeden önce çift yönlü anahtarlardan kısaca bahsetmek faydalı olacaktır.

3.2. Çift Yönlü Anahtarlar

Akımı her iki yönde de iletebilen anahtara çift yönlü anahtar denir. Çift yönlü anahtarlar yakın zamana kadar mevcut anahtarların (MOSFET, IGBT v.s..) uygun şekilde bağlanmasıyla oluşturulmaktaydı. Günümüzde ise modül olarak üretilebilmektedir. Bu bölümdeki çift yönlü anahtarlar IGBT kullanılarak tasarlanmıştır. Başlıca üç tip çift yönlü anahtar konfigürasyonu vardır [14]:

- a) Seri yapılı çift yönlü anahtar
- b) Paralel yapılı çift yönlü anahtar
- c) Köprü yapılı çift yönlü anahtar



Şekil 3.1. Çift Yönlü Anahtar Yapıları

3.2.1. Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Bu yapı Şekil 3.1.a'da görüldüğü gibi iki diyot ve iki IGBT anahtarından oluşur. Eğer son teknoloji IGBT anahtarları kullanılırsa gövde diyotları yapıdaki ilave diyotların kullanımını ortadan kaldırır. Bu yapı tek bir noktadan kontrol edilir. Yani tek bir sürme devresi yeterlidir. Dolayısıyla sürülmesi kolaydır. Her periyotta bir kontrollü anahtar ve bir diyot iletimdedir. Köprü yapılı anahtarda ise her periyotta iletimde olan eleman sayısı daha fazladır. Bu nedenle iletim kayıpları köprü yapılı anahtara göre daha azdır. Maliyeti ise köprü yapılı konfigürasyona göre daha fazladır. Çünkü bu yapıda daha fazla kontrollü anahtar bulunur. Çift yönlü anahtarlar içinde en yaygın kullanılan konfigürasyon bu yapıdır.

3.2.2. Paralel Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Paralel yapılı çift yönlü anahtar Şekil 3.1.b'de görüldüğü gibi ters paralel bağlı iki diyot ve iki IGBT anahtarından oluşur. Diyotların görevi çift yönlü anahtarın ters yönde dayanabileceği gerilimi arttırmaktır. Çünkü IGBT anahtarlarının ters dayanma gerilimleri küçüktür. Bunun için anahtarlara iletim yönünde seri olarak birer diyot bağlanır. Bu yapıda iki ayrı sürme devresine ihtiyaç vardır. Dolayısıyla sürülmesi diğer çift yönlü anahtar konfigürasyonlarına göre daha zordur. Ancak iki ayrı sürme devresine ihtiyaç olması, bazı uygulamalarda (yumuşak-anahtarlama) avantaj sağlar. Bu yapının ileri yöndeki gerilim düşümü köprü yapılıya göre düşüktür. Dolayısıyla iletim kayıpları daha az olacaktır. İçerdiği kontrollü anahtar sayısının fazla olmasından dolayı maliyeti köprü yapılı konfigürasyona göre daha yüksektir.

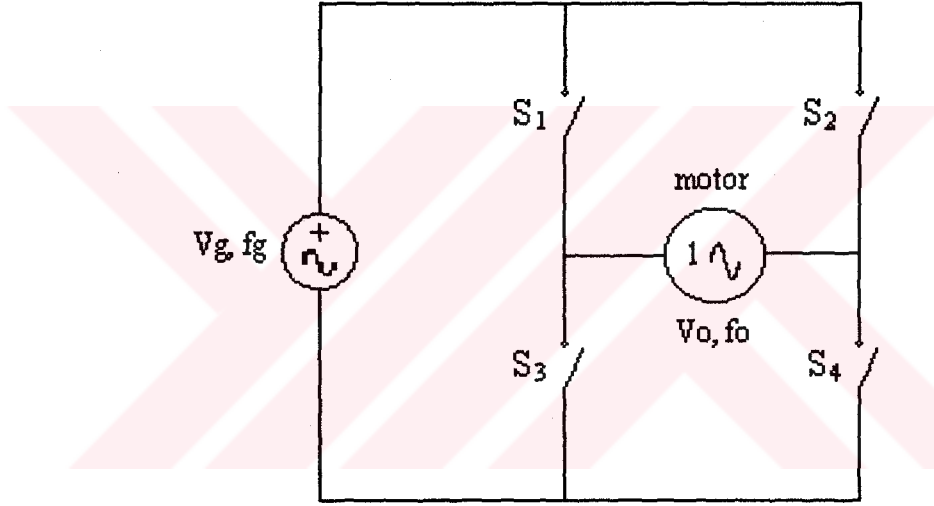
3.2.3. Köprü Yapılı Çift Yönlü Anahtar

Bu konfigürasyon da Şekil 3.1.c'de görüldüğü bir IGBT ve bir diyot köprüsünden oluşur. Tek bir kontrollü anahtar kullanıldığı için sürülmesi kolay ve maliyeti düşüktür. Fakat bu anahtar her iki alternansta da iletimde olduğu için diğer yapıdaki anahtarlara göre daha güçlü

ve dayanıklı seçilmelidir. Her alternansta bir anahtar ve iki diyot olmak üzere toplam üç eleman iletimdedir. Bu da konfigürasyonun ileri yöndeki gerilim düşümünü artırır. Bu yüzden iletim kayıpları diğer yapılara göre daha fazladır. Bir diğer önemli husus da anahtarlama frekansıdır. Eğer yüksek anahtarlama frekansında çalışılıyorsa diyotların hızlı düzelme zamanına sahip olmaları gerekir.

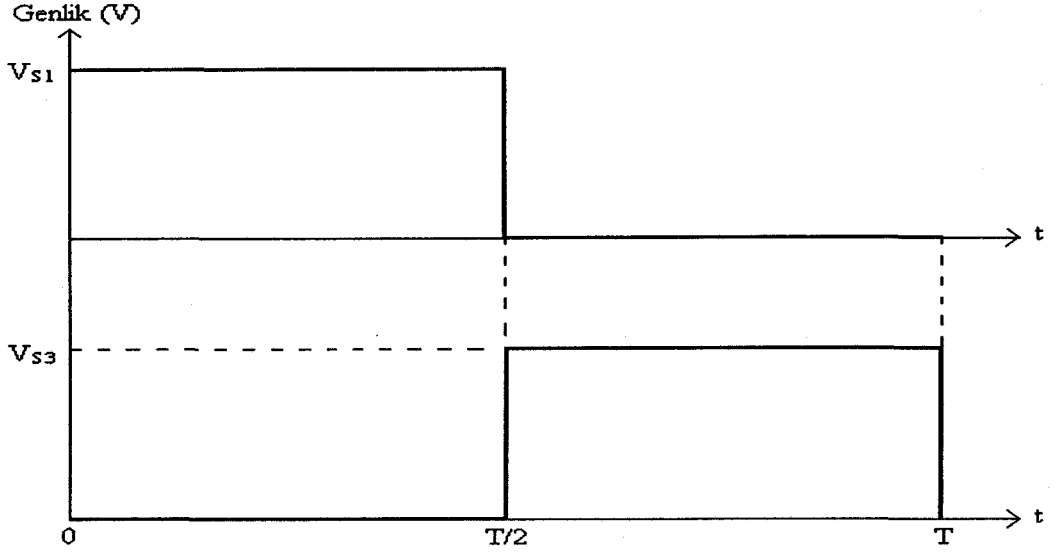
3.3. Tek Fazlı AC-AC Çeviricilerin Yapısı ve Çalışması

Tek fazlı AC-AC çeviricilerin güç devresi değişik yöntemlerle elde edilebilir. Bu tezde incelenen tek fazlı çevirici, köprü şeklinde düzenlenmiş çift yönlü anahtarlardan oluşur.[1] Bu çeviriciye ait güç devresi Şekil 3.2’de verilmiştir. Bu güç devresi asenkron motor gibi tipik bir yükü besleyebilir.



Şekil 3.2. Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Güç Devresi

Güç devresindeki S_1 , S_2 , S_3 , S_4 anahtarları, akımı her iki yönde de iletebilen çift yönlü anahtarlardır. S_1 ve S_3 anahtarlarına uygulanan sinyaller Şekil 3.3 de gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi S_1 ve S_3 anahtarlarına uygulanan sinyaller lojik olarak birbirinin tersi olduğu için her iki anahtarın aynı anda iletimde kalması önlenmiştir. Böylece AC kaynak herhangi bir kısa devre tehlikesine karşı korunmuş olur. S_2 ve S_4 anahtarlarına ise lojik olarak birbirinin tersi olan PWM sinyalleri uygulanır. PWM sinyali elde edilirken kullanılan referans sinyalinin frekansı Şekil 3.3’de gösterilen sürme sinyalinin frekansına eşittir. PWM sinyalinin frekansı ise referans sinyalinin frekansına eşittir. Böylelikle S_1 , S_2 , S_3 , S_4 anahtarlarının tümüne eşit frekanslı sinyaller uygulanmış olur.



Şekil 3.3. S_1 ve S_3 Anahtarlarına Uygulanan Sinyaller

Devrenin çalışması şöyle açıklanabilir; $0 - T/2$ aralığında, yani sürme işaretinin ilk yarı periyodunda, S_1 anahtarı iletimde, S_3 anahtarı kesimdedir. S_2 ve S_4 anahtarları ise PWM sinyaline göre iletime veya kesime girerler. S_4 anahtarına uygulanan PWM sinyali pozitif olduğunda S_4 anahtarı iletime geçer ve $V_0 = V_g$ olur. PWM sinyali sıfır olduğunda ise S_4 anahtarı kesime girer, S_2 anahtarı iletime geçer ve $V_0 = 0$ olur. $T/2 - T$ aralığında S_1 anahtarı kesimde S_3 anahtarı iletimdedir. Buna göre PWM sinyali pozitif olduğunda S_4 anahtarı iletime, S_2 anahtarı da kesime gireceğinden $V_0 = 0$ olur. PWM sinyali sıfır olduğunda ise S_4 kesime girer, S_2 iletime geçer ve $V_0 = -V_g$ olur [1]. Eğer;

$$V_g = V_m \cdot \cos \omega_i \cdot t \quad (3.1)$$

ise,

$$V_0 = V_s \cdot V_m \cdot \cos \omega_i \cdot t \quad (3.2)$$

olur.

Eğer referans sinyalinin frekansı f_s , çıkış gerilimi V_0 'ın frekansı f_0 ve giriş gerilimi V_g 'nin frekansı f_g ise;

$$f_0 = f_s - f_g \quad (3.3)$$

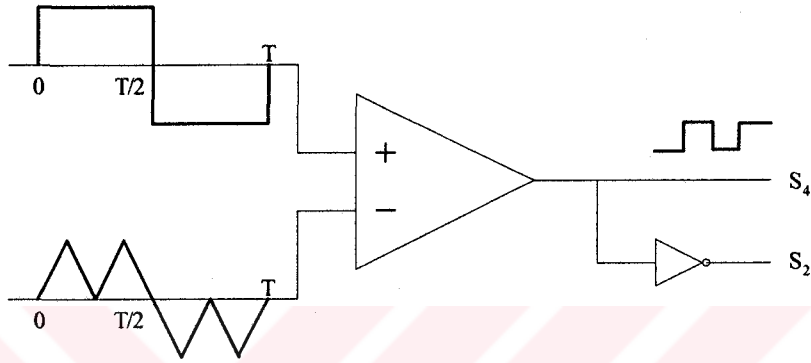
dir.

Denklem (3.3)'de görüldüğü gibi çıkış frekansı, referans sinyalinin frekansı ile giriş geriliminin frekansı arasındaki farka eşittir. Giriş geriliminin frekansı sabit olduğuna göre çıkış frekansı referans sinyalinin frekansı ile kontrol edilebilir. Örneğin 50 Hz'lik bir şebekeden beslenen tek fazlı çeviriciden 10 Hz'lik çıkış elde etmek için referans sinyalinin frekansı 60 Hz seçilmelidir.

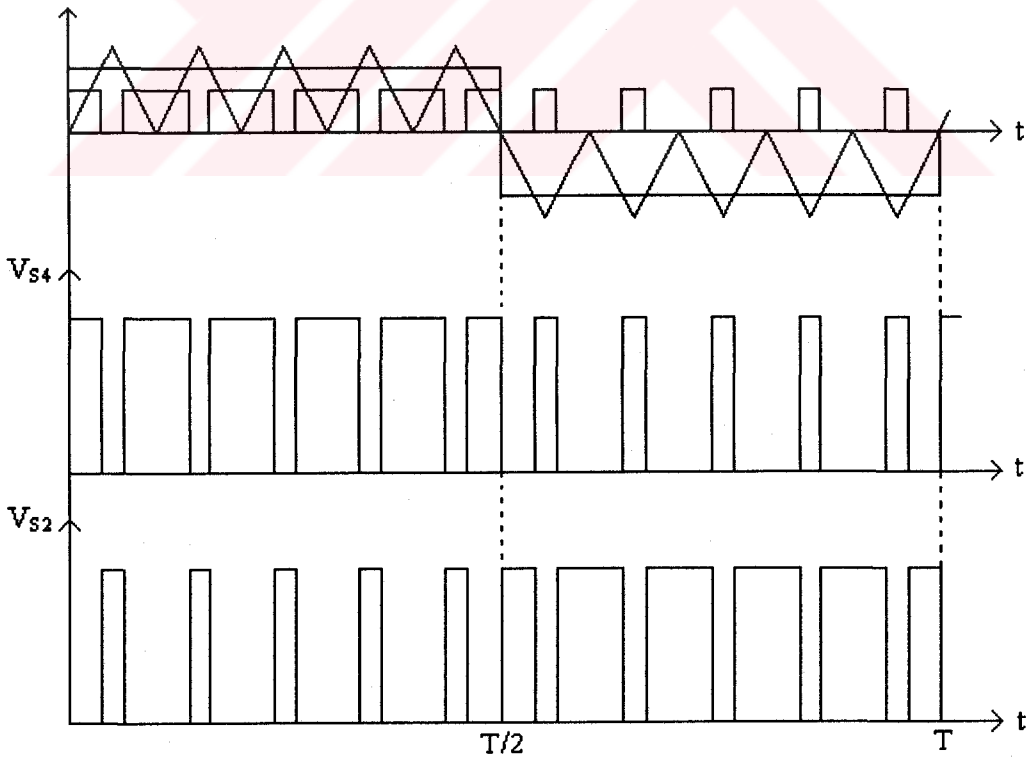
3.4. Tek Fazlı Çeviricinin Modülasyon Algoritmaları

3.4.1. Kare Dalga PWM

Bu yöntemde S_2 ve S_4 anahtarlarına uygulanan PWM anahtarlama sinyali Şekil 3.4’de görüldüğü gibi referans kare dalga ile yüksek frekanslı bir üçgen dalganın karşılaştırılması sonucu elde edilir [1]. Bu karşılaştırma sonucu elde edilen sürme sinyallerinin dalga şekilleri ise Şekil 3.5’de gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Kare Dalga PWM'in Elde Edilmesi



Şekil 3.5. Kare Dalga PWM ile S_2 ve S_4 Anahtarlarına Uygulanan Sürme Sinyallerinin Elde Edilişi

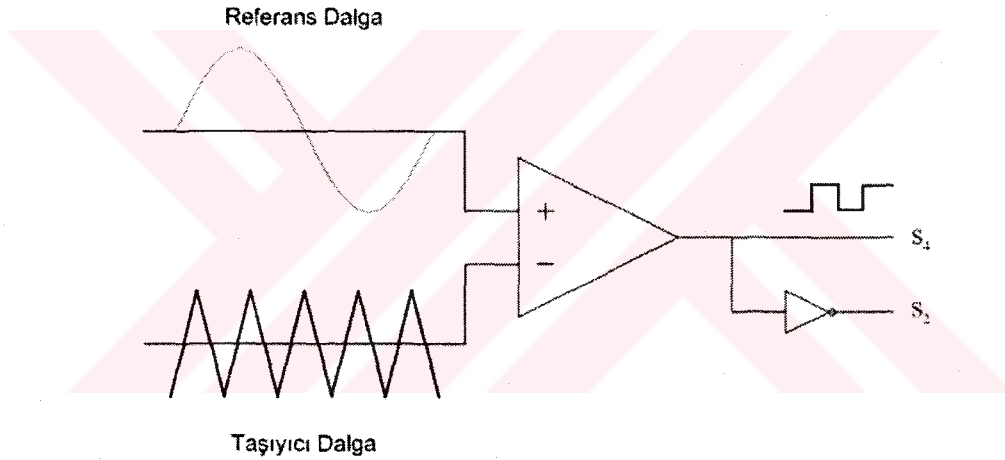
3.4.2. Sinüs Ağırlıklı PWM

S_2 ve S_4 anahtarlarına uygulanan anahtarlama sinyalleri sinüs ağırlıklı PWM yöntemi ile de elde edilebilir. Bu yöntem referans sinüs dalga ile yüksek frekanslı taşıyıcı üçgen dalga'nın karşılaştırılması esasına dayanır. Sinüs ağırlıklı PWM iki şekilde gerçekleştirilebilir:

- 1) Doğal örneklemeli PWM
- 2) Düzenli örneklemeli PWM

Doğal örneklemeli PWM yönteminde, referans sinüs dalga ile yüksek frekanslı taşıyıcı üçgen dalga Şekil 3.6'de görüldüğü gibi analog olarak karşılaştırılır. Bu yöntem kendi arasında ikiye ayrılır:

- i) İki seviyeli PWM
- ii) Üç seviyeli PWM



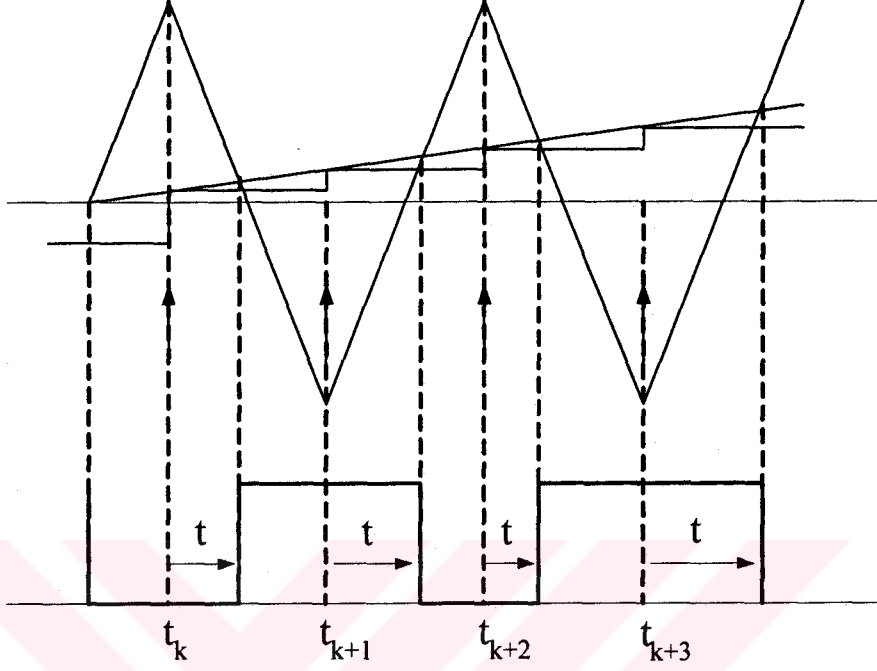
Şekil 3.6. İki Seviyeli Doğal Örneklemeli PWM'in Elde Edilmesi

Doğal örneklemeli PWM metodu günümüzde pek kullanılmamaktadır. Çünkü bu metodun dijital uygulaması olmadığından sadece analog olarak uygulanabilir.

Düzenli örneklemeli PWM yönteminde, referans sinüs işaretiyle taşıyıcı üçgen dalga mikroişlemci ya da mikrokontrolörde sanal olarak karşılaştırılır. Sinüs işareti her anahtarlama periyodunda ya da her yarım anahtarlama periyodunda örneklenir ve her periyotta bir darbe üretilir. Bu metod iki şekilde gerçekleştirilebilir:

- i) Simetrik Düzenli Örnekleme
- ii) Asimetrik Düzenli Örnekleme

Simetrik düzenli örnekleme yönteminde referans sinüs işareti her anahtarlama periyodunda, asimetrik düzenli örneklemede ise her yarım anahtarlama periyodunda örneklenir. Şekil 3.7’de asimetrik düzenli örnekleme PWM’in elde edilmesi gösterilmiştir.



Şekil 3.7. Asimetrik Düzenli Örnekleme PWM

Asimetrik örnekleme PWM’in çalışması şöyle açıklanabilir; Bu metotta iki sayıcı kullanılır ve bunlar uygun şekilde işletilerek PWM sinyali elde edilir. Bu sayıcılardan ilki devamlı olarak yarım anahtarlama periyoduna eşdeğer süreyi sayar. Sayma işlemini bitirdiğinde kesme üretir ve yeniden aynı süreyi saymaya başlar. Diğer sayıcı ise t süresini sayar. Sayma işlemi tamamlandığında üretilen kesme PWM sinyalinin lojik olarak terslenmesini sağlar. Her iki sayıcı da saymaya aynı anda başlar. Her yarım anahtarlama periyodunda bir sonraki periyotta kullanılacak t süresi hesaplanır. Taşıyıcı dalganın pozitif alternansında sayılacak t süresi,

$$t = \frac{T_s}{4} \cdot (1 - M \cdot \sin \omega t_k) \quad (3.4)$$

ifadesiyle hesaplanır. Taşıyıcı dalganın negatif alternansında sayılacak t süresi ise

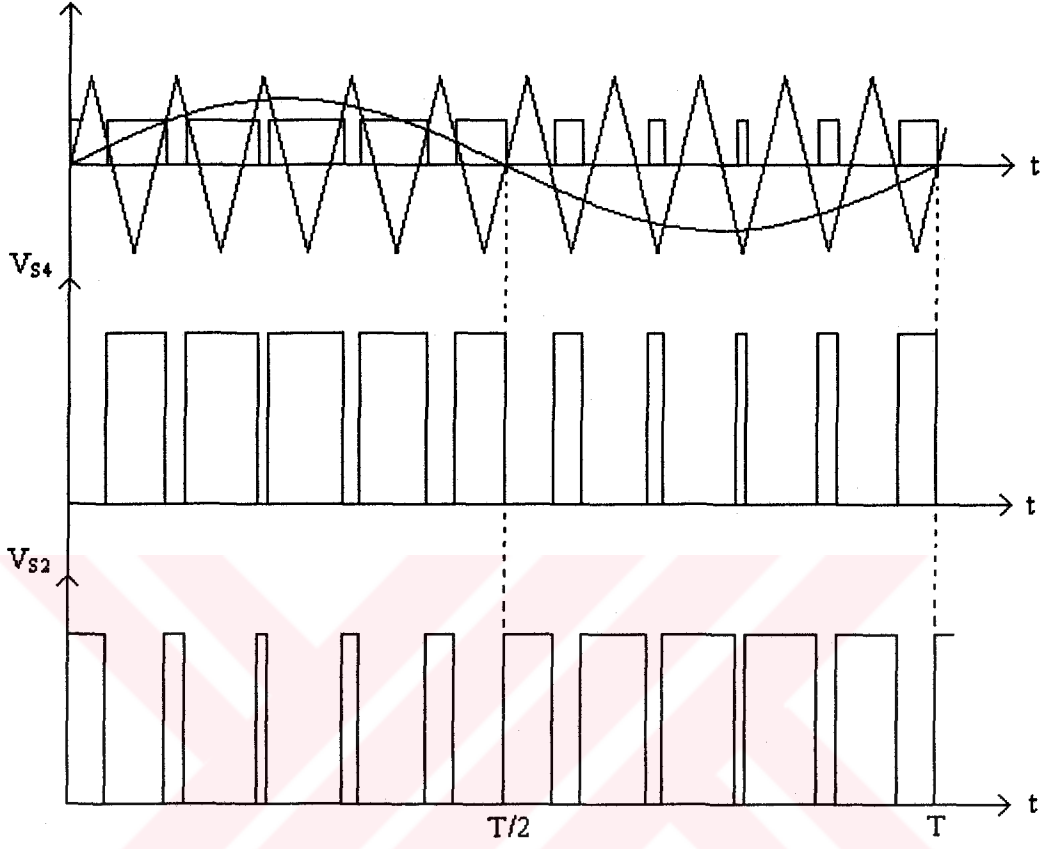
$$t = \frac{T_s}{4} \cdot (1 + M \cdot \sin \omega t_{k+1}) \quad (3.5)$$

ifadesiyle hesaplanır. Burada,

T_s : Anahtarlama periyodu

M : Modülasyon indeksi’dir.

Tek fazlı AC-AC çeviricilerde sinüs ağırlıklı PWM kullanılarak, S_2 ve S_4 anahtarlarına uygulanan anahtarlama sinyallerinin elde edilmesine ilişkin dalga şekilleri Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8. Sinüs Ağırlıklı PWM ile S_2 ve S_4 Anahtarlarına Uygulanan Sürme Sinyallerinin Elde Edilişi

4. TEK FAZLI DİREKT BAĞLI AC-AC ÇEVİRİCİNİN SİMLINK BENZETİMİ

4.1. Giriş

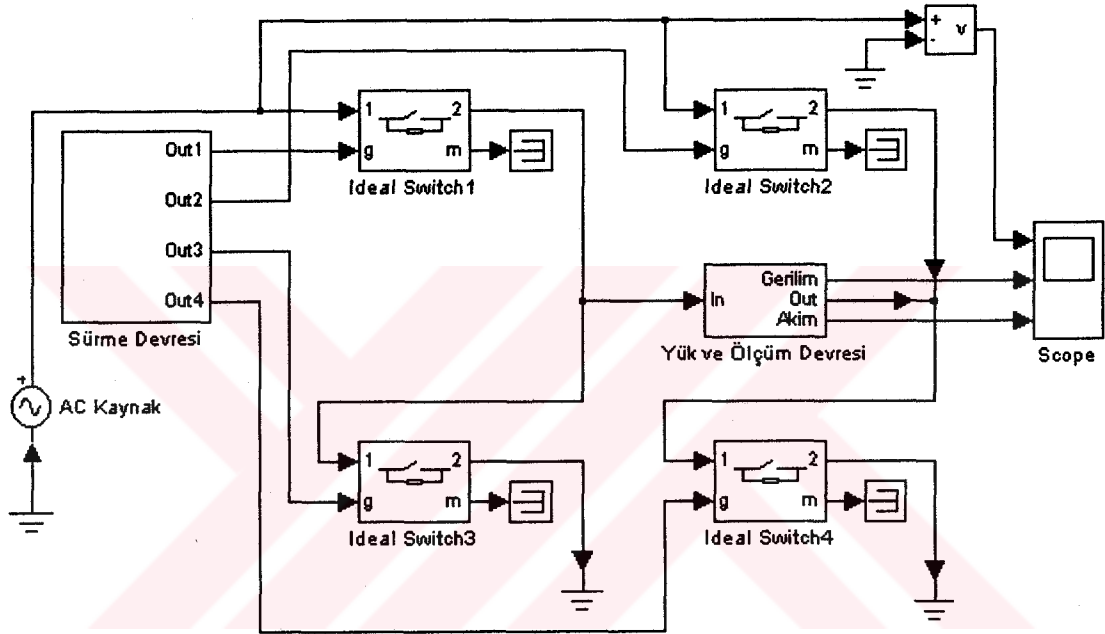
Bu bölümde bir önceki bölümde anlatılan çift yönlü anahtar yapıları ve modülasyon algoritmaları kullanılarak tek fazlı direkt bağlı AC-AC çeviricinin Simulink benzetimi gerçekleştirilmiştir. Bunun için ilk aşamada RL ve motor yükünü besleyen tek fazlı direkt bağlı AC-AC çevirici, bilgisayar ortamında MATLAB 5.3 yazılım paketi altında çalışan Simulink programı kullanılarak modellenmiştir. Daha sonra çeşitli frekans değerleri için, oluşturulan bu modelin benzetimi yapılarak çıkışa ait akım ve gerilim dalga şekilleri elde edilmiştir. Ayrıca elde edilen dalga şekillerinin harmonik analizi yapılarak çıkış frekansı ile harmonik içeriği arasındaki ilişki incelenmiştir.

MATLAB (MATrix LABoratory) ilk defa 1985'de C.B. Moler tarafından geliştirilmiş olup özellikle matris esaslı matematik ortamında kullanılabilen etkileşimli bir paket programlama dilidir [15]. Geniş grafik özelliklerine sahip olmakla beraber başlangıçta sayısal hesaplamalarda kullanılmak için geliştirilmiştir. MATLAB yazılımı Elektrik-Elektronik Mühendisliği başta olmak üzere bir çok mühendislik alanında matematiksel işlemlerin kolaylıkla yapılabilirdiği bir yazılım olarak yaygın kullanım alanı bulmuştur. İlk sürümleri FORTRAN diliyle yazılmış olmakla beraber son sürümleri C dilinde hazırlanmıştır. Bugün için farklı alanlarda kullanılabilen çok geniş bir ürün yelpazesine sahip olan MATLAB yazılımı, teknik hesaplamalarda yüksek başarımlı bir dil olarak tanımlanmaktadır.

MATLAB yazılımının kullanım yelpazesini genişletmek için ek olarak bazı araç kutuları ve yazılımlar tasarlanmıştır. Bunlardan biri de Simulink programıdır. Simulink, dinamik sistem modellerinin kurulması, benzetimi ve çözümlemesinde kullanılan MATLAB yazılımına ait eklenti bir paket programdır. Simulink programında işlemleri temsil eden işlem kutularının grafik olarak birbirleriyle birleştirilmesi suretiyle matematiksel modelin benzetime dönüştürülmesi mümkün olmaktadır. Simulink geniş bir blok kütüphanesine sahiptir. Bununla beraber kullanıcı kendi bloklarını da oluşturabilir. Simulink programı kullanılarak oluşturulan model tamamlandıktan sonra herhangi bir integral hesaplama yöntemi seçilerek modelin benzetimi yapılabilir. Benzetim programı çalışırken osiloskop ve diğer görüntü blokları kullanarak benzetim sonuçlarını görmek mümkündür. Ayrıca bu çalışma esnasından parametre değişimleri yaparak bunların sonuçlarını da görmek mümkündür. Benzetim sonuçları daha sonraki çalışmalarda kullanılmak üzere MATLAB çalışma ortamına aktarılabilir.

4.2. Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Simulink Modelinin Elde Edilmesi

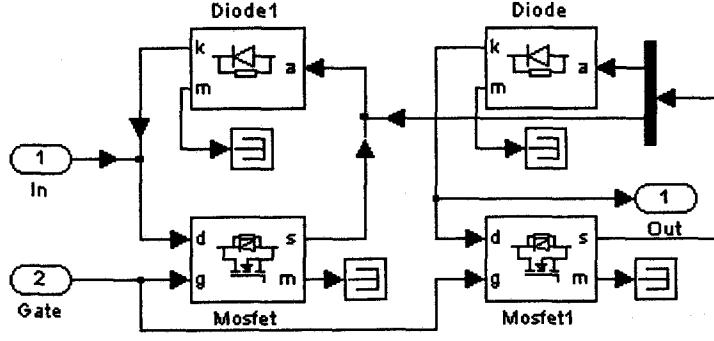
Bu bölümde tek fazlı AC-AC çevirici, simulink programında Power System Blockset araç kutusu yardımıyla modellenmiştir. Bu model güç devresi modeli, sürme devresi modeli ve yük devresi modeli olmak üzere temel olarak üç bileşenden meydana gelir. Şekil 4.1’de bu bileşenlerin tümünü içeren tek fazlı AC-AC çeviricinin simulink modeli gösterilmiştir. Güç devresi modeli çift yönlü anahtarlardan oluşur. Sürme devresi modeli anahtarları kontrol eden sürme sinyallerini üretir. Yük devresi modeli ise çeviricinin çıkışına bağlanan bir RL yükü modeli ya da tek fazlı asenkron motor modelinden oluşur.



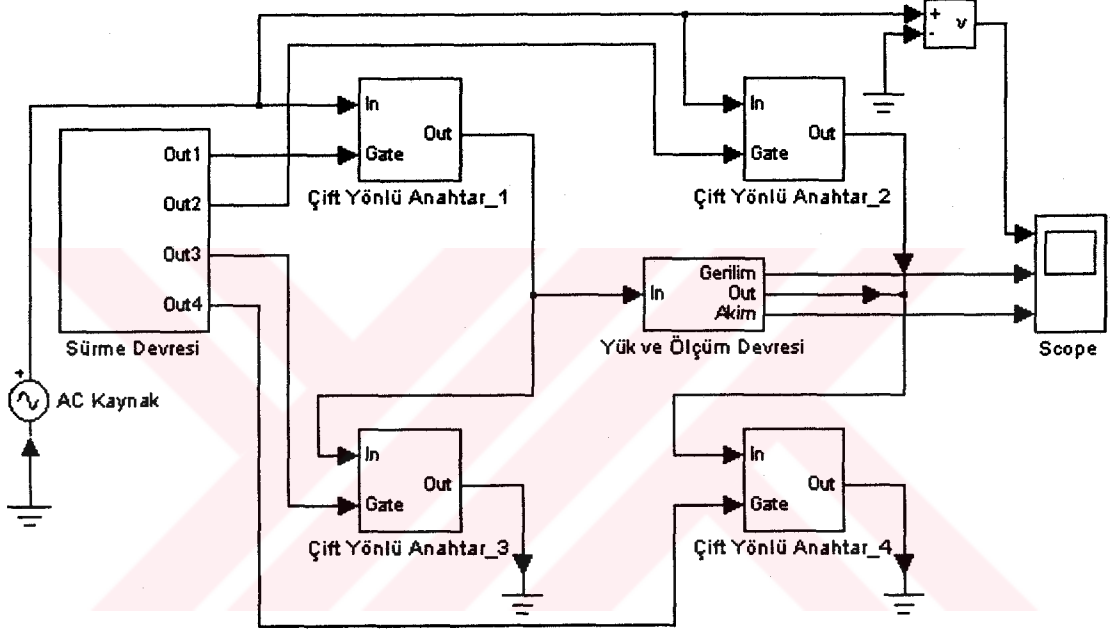
Şekil 4.1. Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Simulink Modeli

4.2.1. Güç Devresinin Simulink Modeli

Tek fazlı AC-AC çeviricinin güç devresi Şekil 4.1’de görüldüğü gibi dört adet çift yönlü anahtarın köprü şeklinde bağlanmasıyla modellenebilir. Çift yönlü anahtar olarak basit olması nedeniyle Power System Blockset araç kutusunda bulunan ideal switch bloğu kullanılabilir. Çünkü ideal switch bloğu akımı her iki yönde de iletebilir. Diğer bir alternatif ise Power System Blockset araç kutusunda bulunan kontrollü anahtar ve diyot bloklarını kullanarak çift yönlü anahtar modeli tasarlamaktır. Şekil 4.2’de mosfet ve diyot blokları kullanılarak oluşturulan seri yapılı çift yönlü anahtar modeli gösterilmiştir. Bu çift yönlü anahtar modeli kullanılarak gerçekleştirilen tek fazlı AC-AC çeviricinin simulink modeli ise Şekil 4.3’de görülmektedir.



Şekil 4.2. Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtarın Simulink Modeli

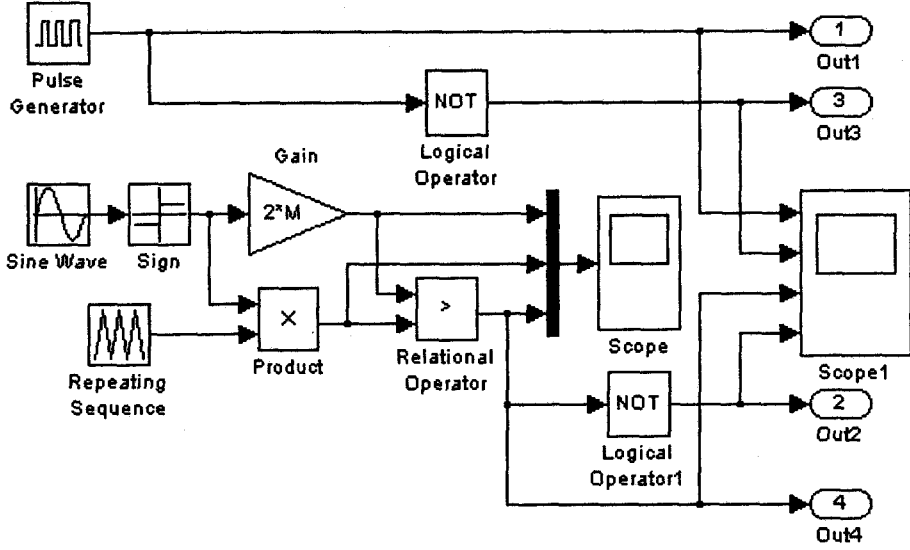


Şekil 4.3. Seri Yapılı Çift Yönlü Anahtar Modeli Kullanılarak Oluşturulan Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Simulink Modeli

4.2.2. Sürme Devresinin Simulink Modeli

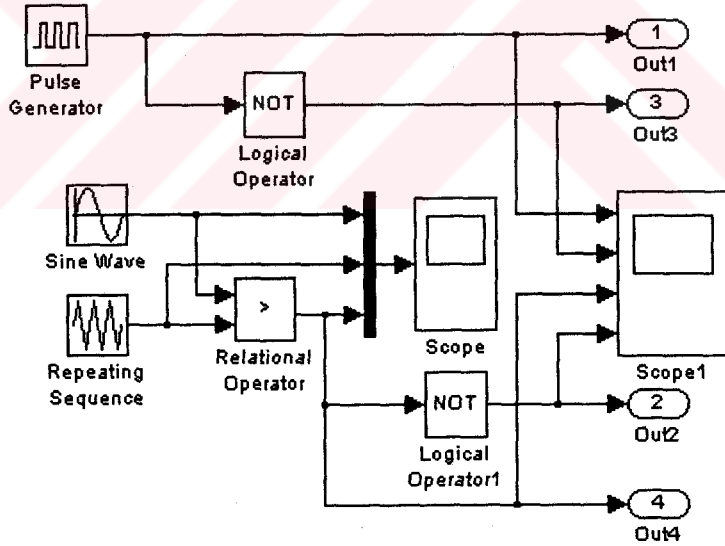
Tek fazlı AC-AC çeviricinin simulink modelindeki çift yönlü anahtarlar, sürme devresi modeli tarafından üretilen sürme sinyalleri ile kontrol edilir. Sürme devresi modeli üçüncü bölümde anlatılan modülasyon algoritmaları çerçevesinde oluşturulmuştur. Buna bağlı olarak üç çeşit sürme devresi tasarlanmıştır:

- Kare dalga PWM sinyalinin üretildiği sürme devresi modeli,
- Doğal örnekleme iki seviyeli PWM sinyalinin üretildiği sürme devresi modeli,
- Asimetrik düzenli örnekleme PWM sinyalinin üretildiği sürme devresi modeli.



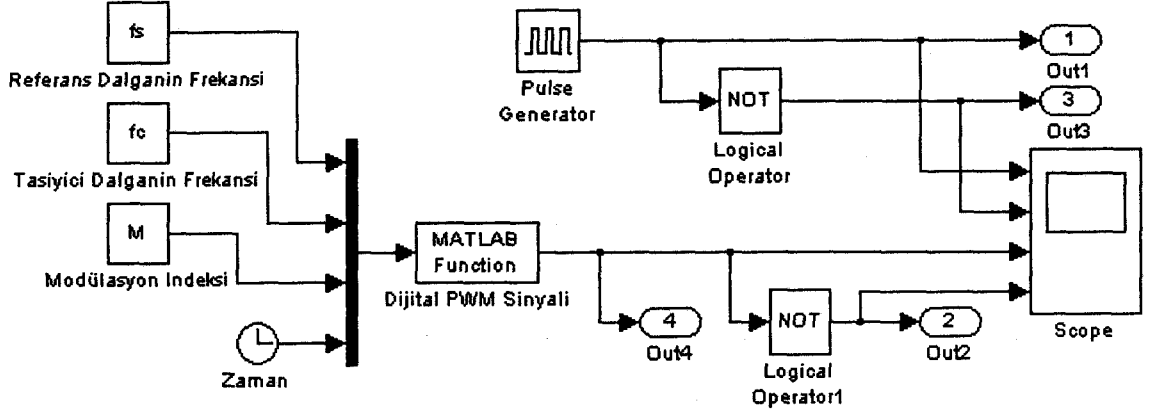
Şekil 4.4. Kare Dalgı PWM Sinyalinin Üretildiği Sürme Devresinin Simulink Modeli

Şekil 4.4’de kare dalgı PWM sinyali üreten sürme devresinin simulink modeli görölmektedir. Bu modelde PWM sinyali, referans kare dalgı ile yüksek frekanslı üçgen dalganın karşılaştırılması sonucu elde edilir.



Şekil 4.5. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli PWM Sinyalinin Üretildiği Sürme Devresinin Simulink Modeli

Şekil 4.5’de doğal örneklemeli iki seviyeli PWM sinyali üreten sürme devresinin simulink modeli görölmektedir. Bu sürme devresi modelinde PWM sinyali elde edilirken referans işareti olarak bir sinüs dalgası kullanılır.



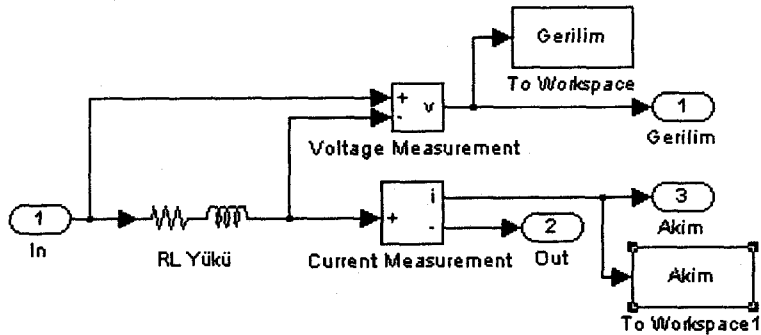
Şekil 4.6. Asimetrik Düzenli Örnelemeli PWM Sinyalinin Üretildiği Sürme Devresinin Simulink Modeli

Şekil 4.6’da asimetrik düzenli örnelemeli PWM sinyali üreten sürme devresinin simulink modeli görülmektedir. Bu modelde ise PWM sinyali MATLAB ortamında oluşturulan bir yazılım yardımıyla gerçek zamanlı olarak elde edilir.

4.2.3. Yük Devresinin Simulink Modeli

4.2.3.1. RL Yükünün Simulink Modeli

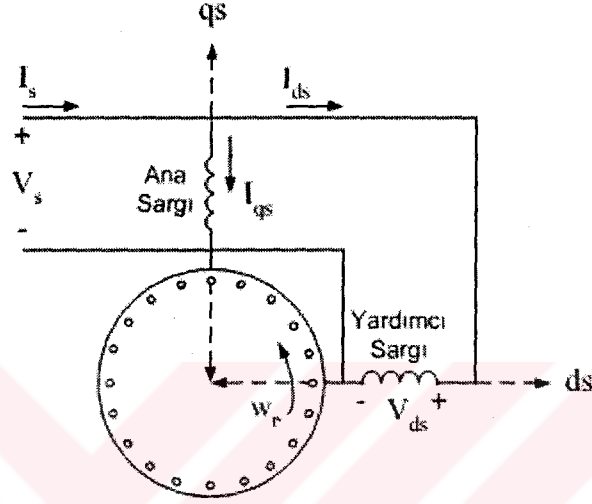
RL yükünün simulink modeli, simulink programındaki Power System Blockset araç kutusu içerisinde bulunan hazır yük modelleri kullanılarak kolayca oluşturulabilir. Ayrıca bu modele çevirici çıkışındaki gerilim ve akım dalga şekillerini görmek için izleme elemanları yerleştirilmiştir. Bu elemanlar sayesinde çevirici çıkışındaki gerilim ve akım dalga şekilleri simülasyon çalışırken eş zamanlı olarak görülebilir. Bunun yanında modele veri kaydetme elemanları da ilave edilmiştir. Bu sayede çevirici çıkışındaki akım ve gerilim verileri önceden belirlenen bir isim altında MATLAB çalışma ortamına kaydedilir. Bu veriler kullanarak çeviriciye ait çıkış dalga şekilleri üzerinde fourier analizi veya benzeri analizler yapılabilir. Şekil 4.7’de RL yükü ve veri izleme/kaydetme elemanlarını içeren yük ve ölçüm devresinin simulink modeli görülmektedir.



Şekil 4.7. RL Yükü ve Ölçüm Devresinin Simulink Modeli

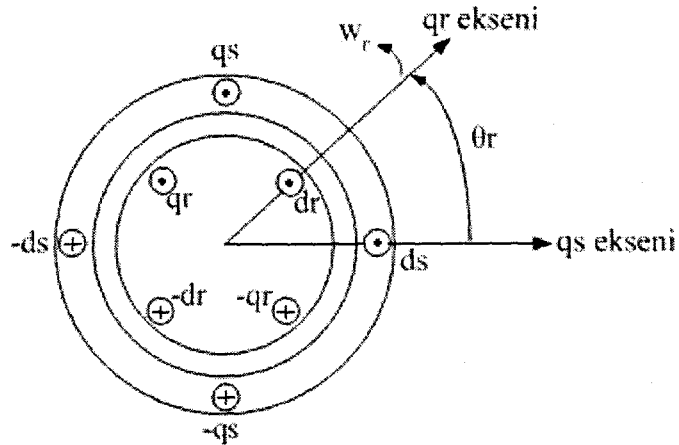
4.2.3.2. Tek Fazlı Asenkron Motor Yükünün Simulink Modelinin Elde Edilmesi

Tek fazlı asenkron motorlar günümüzde en sık kullanılan motor türlerinden biridir. Stator sargısında, aralarında 90° faz farkı olacak şekilde yerleştirilmiş bir ana sargı ve bir de yardımcı sargı bulunur. Ana sargının tel kesiti kalın ve sipir sayısı fazladır. Yardımcı sargının ise tel kesiti ince ve sipir sayısı azdır. Şekil 4.8'de rotoru kısa devreli tek fazlı asenkron motorun devre şeması görülmektedir.



Şekil 4.8. Tek Fazlı Asenkron Motor

Tek fazlı asenkron motorun ana ve yardımcı sargı eksenleri ortogonal bir yapıya sahip olduğundan dolayı analiz oldukça basittir. Şekil 4.8'de görüldüğü gibi duran dq eksenlerinden q eksenini ana sargı üzerine, d eksenini de yardımcı sargı üzerine gelecek şekilde yerleştirilebilir. Aynı şekilde rotor sargıları da dq referans çatıda gösterilebilir. Şekil 4.9'da magnetik olarak kuplajlı olan stator ve rotor devreleri görülmektedir.



Şekil 4.9. 4 Kutuplu Tek Fazlı Asenkron Motorun Toplu Parametrelili Gösterimi

Tek fazlı asenkron motor denklemleri, statorda duran dq referans çatıda elde edilebilir. Buna göre dq referans çatı denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} V_{qs} &= I_{qs} R_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\ V_{ds} &= I_{ds} R_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\ V_{qr} &= I_{qr} R_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \\ V_{dr} &= I_{dr} R_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Referans çatıdaki halkalama akı ifadeleri ise aşağıdaki gibi yazılır:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qsqs} & 0 & L_{qsqr} \cos \theta_r & L_{qsdr} \sin \theta_r \\ 0 & L_{dsds} & -L_{dsqr} \sin \theta_r & L_{dsdr} \cos \theta_r \\ L_{qrqs} \cos \theta_r & -L_{qrds} \sin \theta_r & L_{qrqr} & 0 \\ L_{drqs} \sin \theta_r & L_{drds} \cos \theta_r & 0 & L_{drdr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Efektif sarım sayıları N_{qs} , N_{ds} , N_{qr} , N_{dr} ve hava aralığının permeansı P_g olmak üzere sargı indüktanslarının ifadeleri aşağıdaki gibi verilir:

$$\begin{aligned} L_{qsqs} &= L_{lqs} + N_{qs}^2 \cdot P_g & L_{sqs} &= L_{lds} + N_{qs}^2 \cdot P_g \\ L_{qsqr} &= N_{qs} N_{qr} P_g & L_{qsdr} &= N_{qs} N_{dr} P_g \\ L_{dsqr} &= N_{ds} N_{qr} P_g & L_{dsdr} &= N_{ds} N_{dr} P_g \\ L_{qrqr} &= L_{lqr} + N_{qr}^2 \cdot P_g & L_{drdr} &= L_{ldr} + N_{dr}^2 \cdot P_g \end{aligned} \quad (4.3)$$

Yukarıdaki ifadelerde kullanılan L_{lqs} , L_{lds} , L_{lqr} ve L_{ldr} sabitleri stator ve rotor sargılarının kaçak indüktanslarıdır. Simetrik kafesli bir rotor için, $N_{qr} = N_{dr}$ ve $L_{lqr} = L_{ldr}$ olduğundan dolayı bundan sonra bu ifadelerin yerine N_r ve L_{lr} ifadeleri kullanılacaktır.

Rotor sargısı büyüklüklerini (ω_r açısal hızında dönen rotor büyüklüklerini) referans olarak seçilen çatıya yani statorda duran dq referans çatı eksenine dönüştürmek için aşağıdaki dönüşüm matrisi kullanılır:

$$\begin{bmatrix} f_{qr}^s \\ f_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qr}^r \\ f_{dr}^r \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Denklem (4.4)'deki f değişkeni, q_r ve d_r sargılarının faz gerilimleri, faz akımları veya akı bağları olabilir. θ_r ise q_s ve q_r eksenleri arasındaki açıyı gösterir. Buna göre dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi olur:

$$K_{qd}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$[K_{qd}(\theta_r)]$ 'nin inversi ise,

$$[K_{qd}(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

olur.

Yukarıdaki dönüşüm matrisi kullanılarak rotor sargısı parametreleri statorda duran dq referans çatısına dönüştürülür. q_s ve d_s sargılarının birbirine eşit olmamasından dolayı d_s sargısı (yardımcı sargı) değişkenleri de q_s sargısına (ana sargı) göre dönüştürülür. Bundan sonra üst indis olarak kullanılacak "s" duran referans çatıyı ifade etmektedir. Buna göre akı bağı ifadeleri şöyle olur:

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_{lqs} I_{qs} + L_{mq} (I_{qs} + I_{qr}^{'s}) \\ \lambda_{ds} &= L_{lds} I_{ds} + L_{md} (I_{ds} + I_{dr}^{'s}) \\ \lambda_{qr}^{'s} &= L_{lq} I_{qr}^{'s} + L_{mq} (I_{qs} + I_{qr}^{'s}) \\ \lambda_{dr}^{'s} &= L_{ld} I_{dr}^{'s} + L_{md} (I_{ds} + I_{dr}^{'s}) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Dönüştürülen q_s ve d_s stator sargılarının gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_{qs} I_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\ V_{ds} &= R_{ds} I_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Rotora ait q_r ve d_r gerilim eşitlikleri için $[K_{qd}(\theta_r)]$ dönüşüm matrisi uygulanırsa,

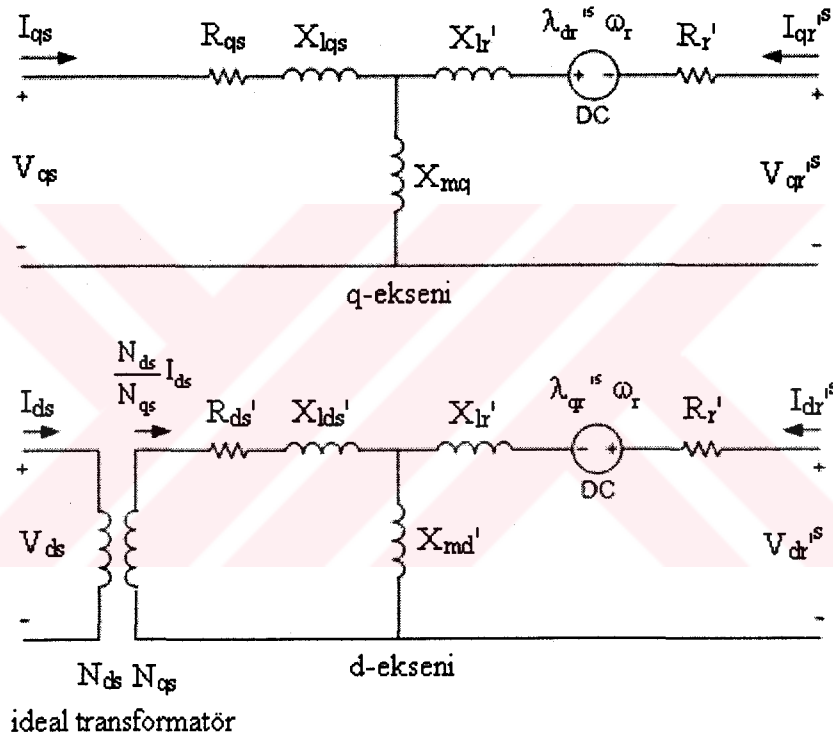
$$\begin{bmatrix} V_{qr}^s \\ V_{dr}^s \end{bmatrix} = [K_{qd}(\theta_r)] \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} [K_{qd}(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{qr}^s \\ I_{dr}^s \end{bmatrix} + [K_{qd}(\theta_r)] p [K_{qd}(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

olur. Buradan,

$$p[K_{qd}(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r \\ -\cos \theta_r & -\sin \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^s \frac{d\theta_r}{dt} \\ \lambda_{dr}^s \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} + [K_{qd}(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} \\ \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

olur. Denklem (4.10) denklem (4.9)'da yerine koyulursa,

$$\begin{aligned} V_{qr}^s &= R_r^s I_{qr}^s - \lambda_{dr}^s \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} \\ V_{dr}^s &= R_r^s I_{dr}^s + \lambda_{qr}^s \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} \end{aligned} \quad (4.11)$$



Şekil 4.10. Tek Fazlı Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi

Şekil 4.10'da tek fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi görülmektedir. Bu devredeki büyüklükleri qs sargılarına dönüştürmek için,

$$V_{ds}' = \frac{N_{qs}}{N_{ds}} V_{ds}$$

$$I_{ds}' = \frac{N_{ds}}{N_{qs}} I_{ds}$$

$$L_{mq} = N_{qs}^2 P_g$$

$$L_{md}' = \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 N_{ds}^2 P_g = L_{mq}$$

$$\begin{aligned}
L_{lds}' &= \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 L_{lds} & R_{ds}' &= \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 R_{ds} \\
L_{lr}' &= \left(\frac{N_{qs}}{N_r} \right)^2 L_{lr} & R_r' &= \left(\frac{N_{qs}}{N_r} \right)^2 R_r \\
V_{qr}' &= \frac{N_{qs}}{N_r} V_{qr}^s & V_{dr}' &= \frac{N_{qs}}{N_r} V_{dr}^s \\
I_{qr}' &= \frac{N_r}{N_{qs}} I_{qr}^s & I_{dr}' &= \frac{N_r}{N_{qs}} I_{dr}^s \\
\lambda_{qr}' &= \frac{N_{qs}}{N_r} \lambda_{qr}^s & \lambda_{dr}' &= \frac{N_{qs}}{N_r} \lambda_{dr}^s
\end{aligned} \tag{4.12}$$

denklemleri kullanılabilir.

Motorun moment ifadesi,

$$T_{em} = \frac{P}{2} (\lambda_{qr}' I_{dr}' - \lambda_{dr}' I_{qr}') \tag{4.13}$$

dir.

Rotorun hareket denklemi ise,

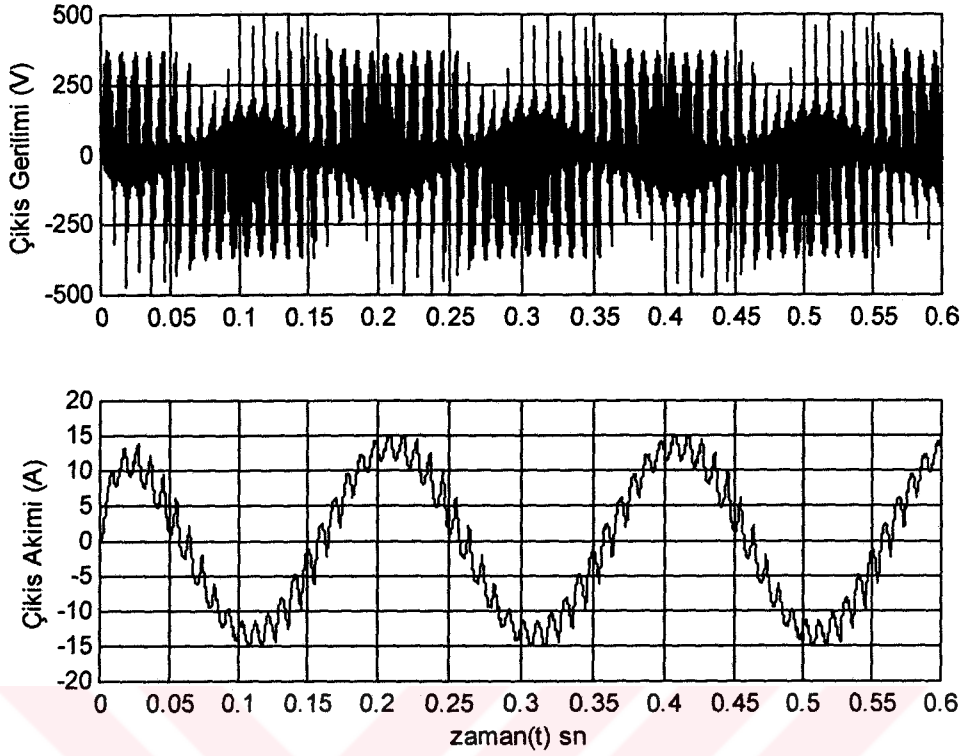
$$j \frac{d\omega_r}{dt} = T_{em} - T_{mec} - T_{damp} \tag{4.14}$$

dir.

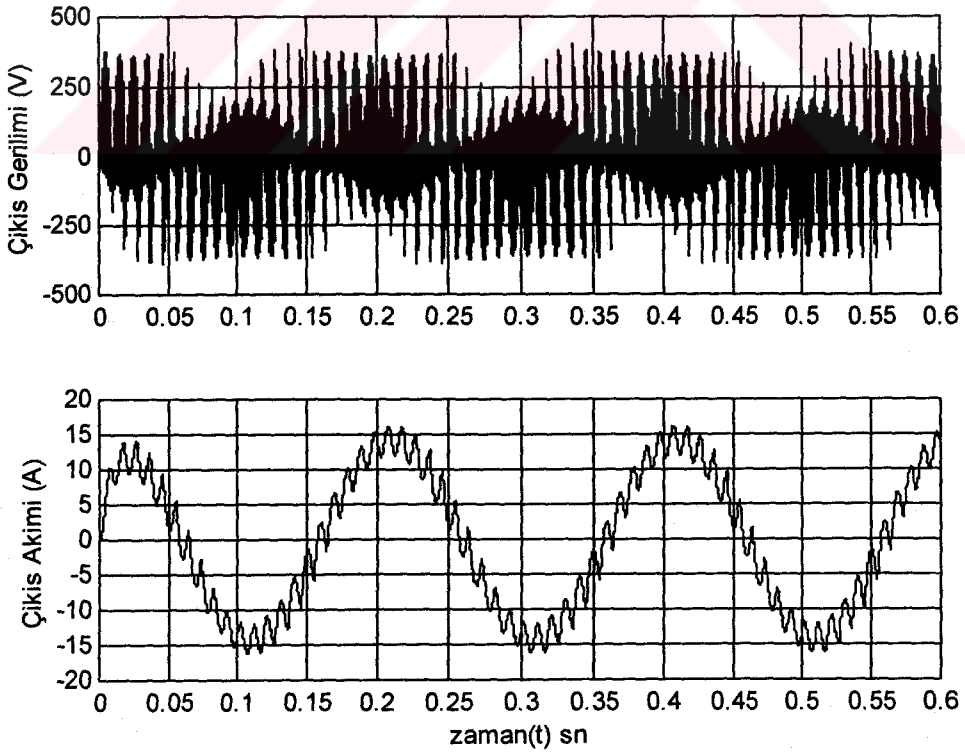
4.3. Benzetim Sonuçları

4.3.1. RL Yüğü İçin Elde Edilen Çıkış Dalga Şekilleri

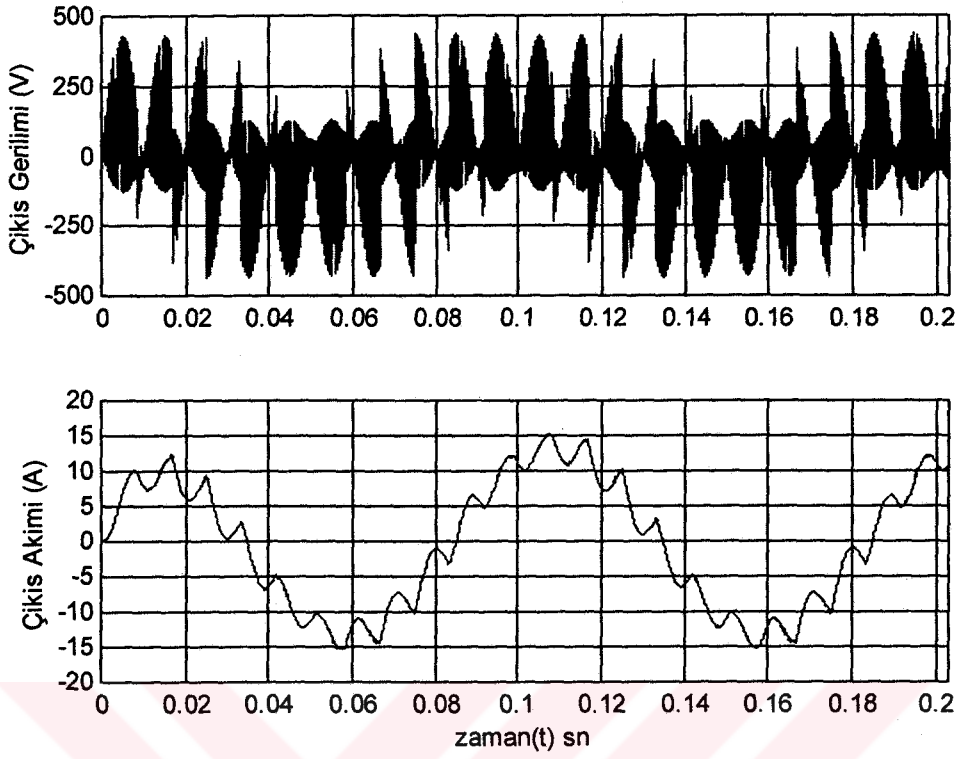
Bu bölümde tek fazlı AC-AC çeviricinin simulink modeli, $R=10\Omega$ $L=0.1H$ değerindeki pasif bir RL yüküyle yüklenerek farklı frekanslar için çıkışa ilişkin gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Bu dalga şekilleri elde edilirken asimetrik düzenli örnekleme PWM sinyali üreten sürme devresi modeli için Şekil 4.1'de gösterilen simulink modeli kullanılmıştır. Diğer sürme devresi modelleri için ise Şekil 4.3'de gösterilen simulink modeli kullanılmıştır. Tek fazlı çevirici modelinin girişinde tepe değeri 311V, frekansı 50 Hz olan bir gerilim vardır. Ayrıca bu bölümde tek fazlı AC-AC çeviricinin RL yükünü beslemesi durumu için harmonik analizi yapılmıştır.



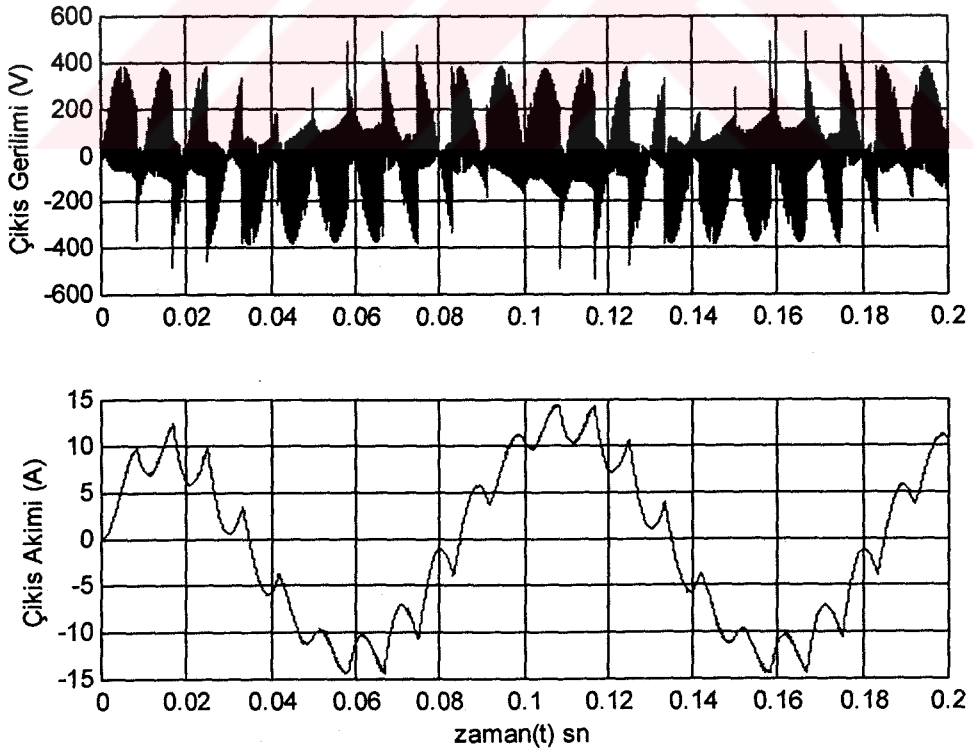
Şekil 4.11. Kare Dalgı PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=5\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



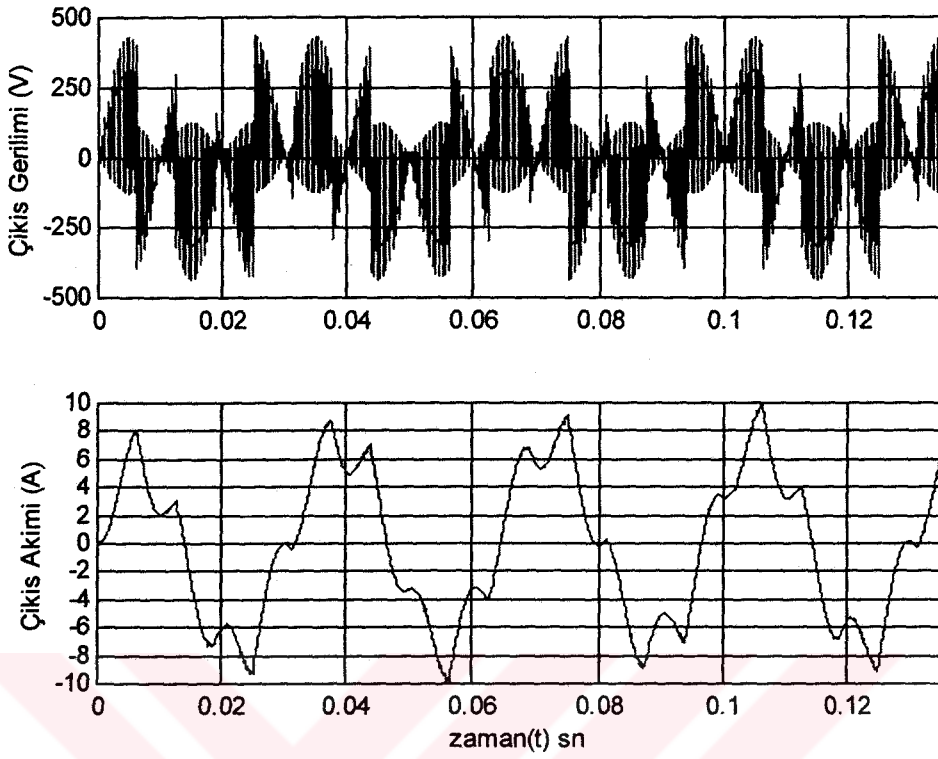
Şekil 4.12. Doğal Örnekleme İki Seviyeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=5\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



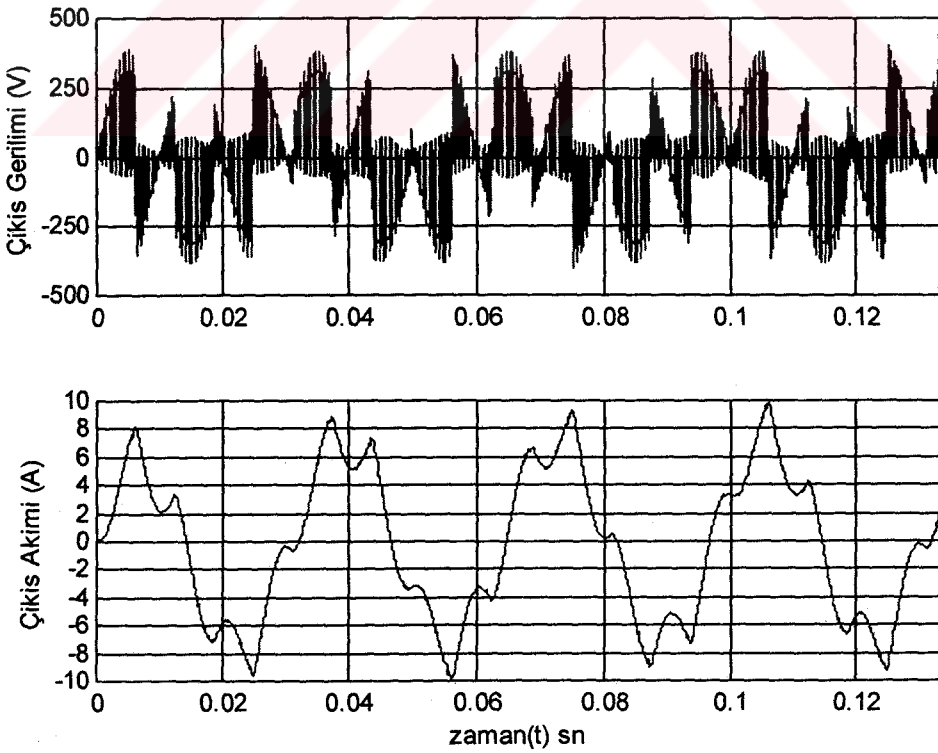
Şekil 4.13. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



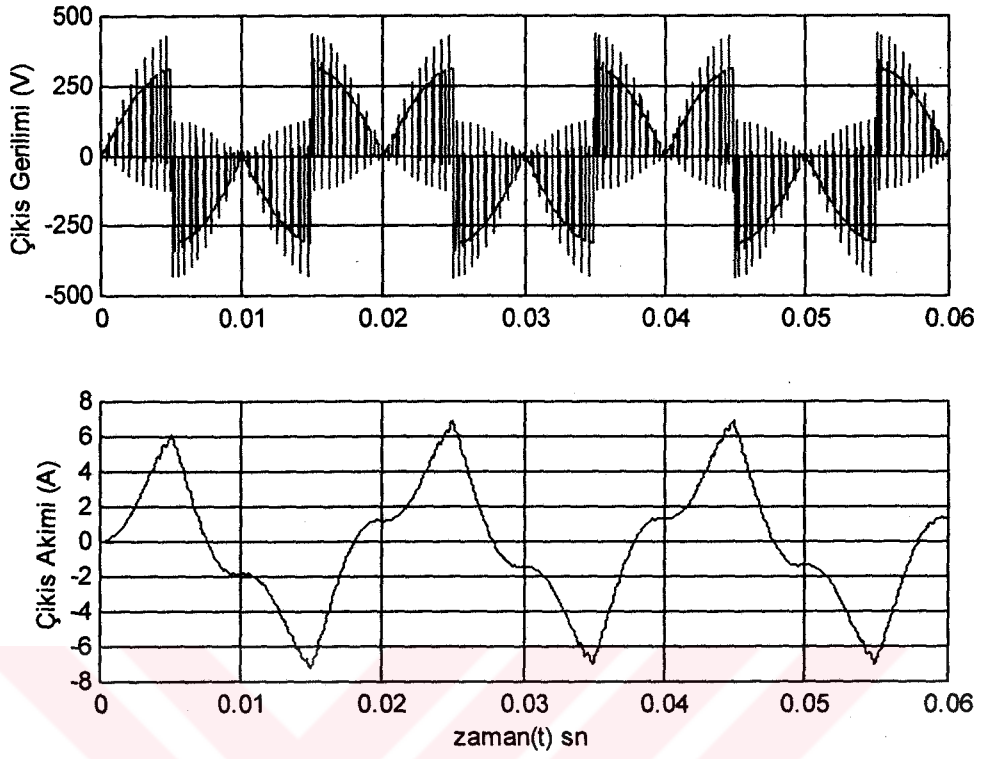
Şekil 4.14. Kare Dalga PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



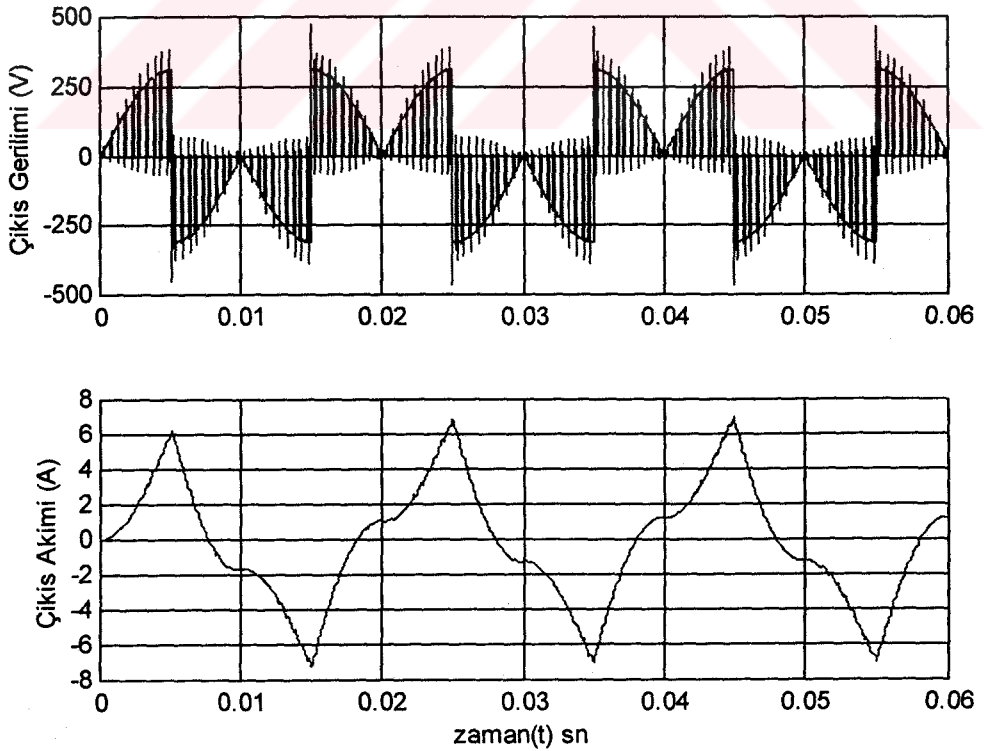
Şekil 4.15. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=30\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



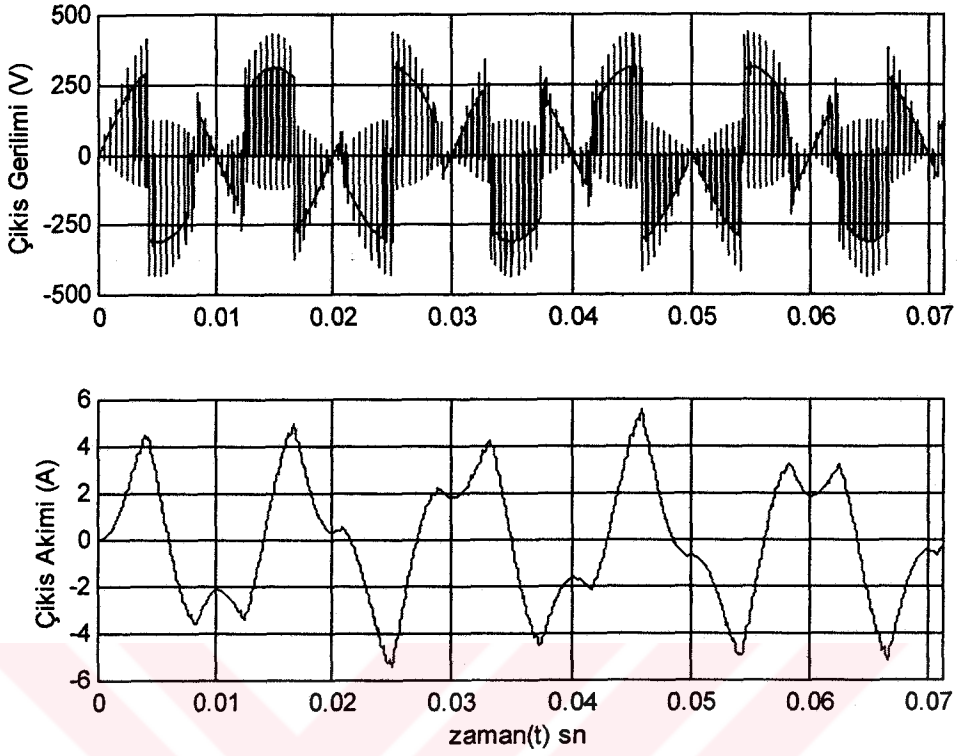
Şekil 4.16. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=30\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



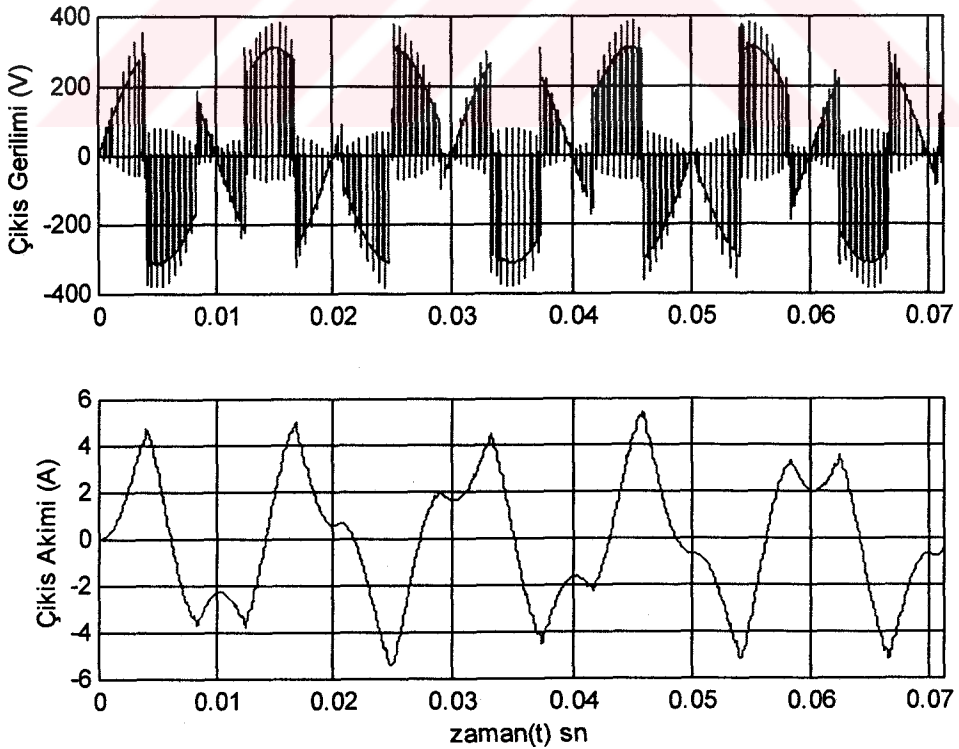
Şekil 4.17. Asimetrik Düzenli Örnekleme PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



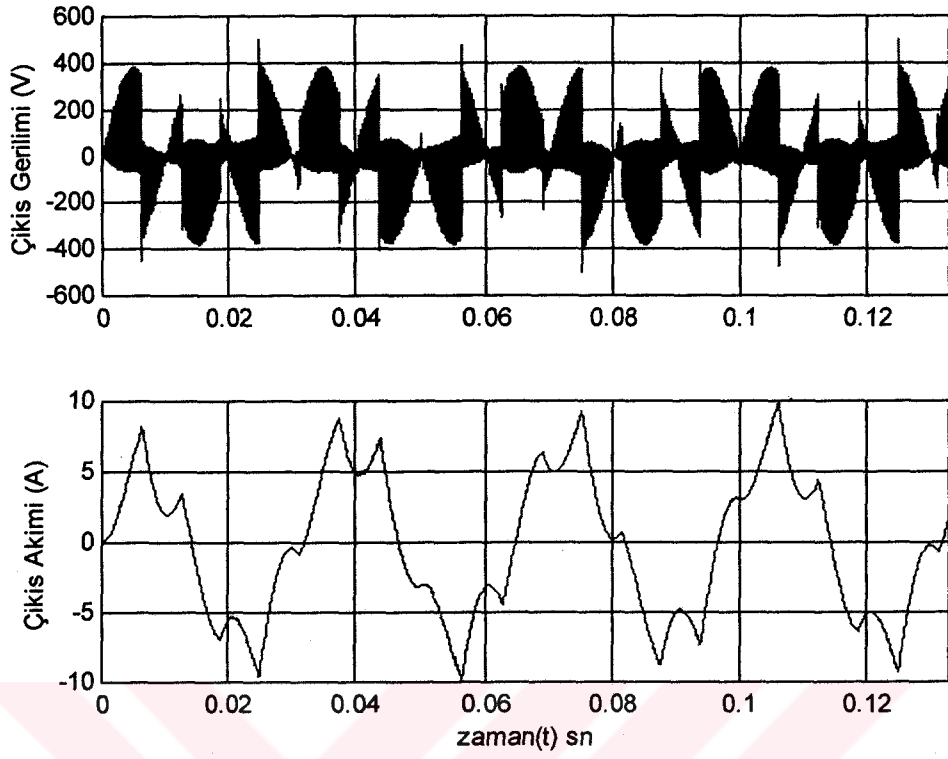
Şekil 4.18. Kare Dalga PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



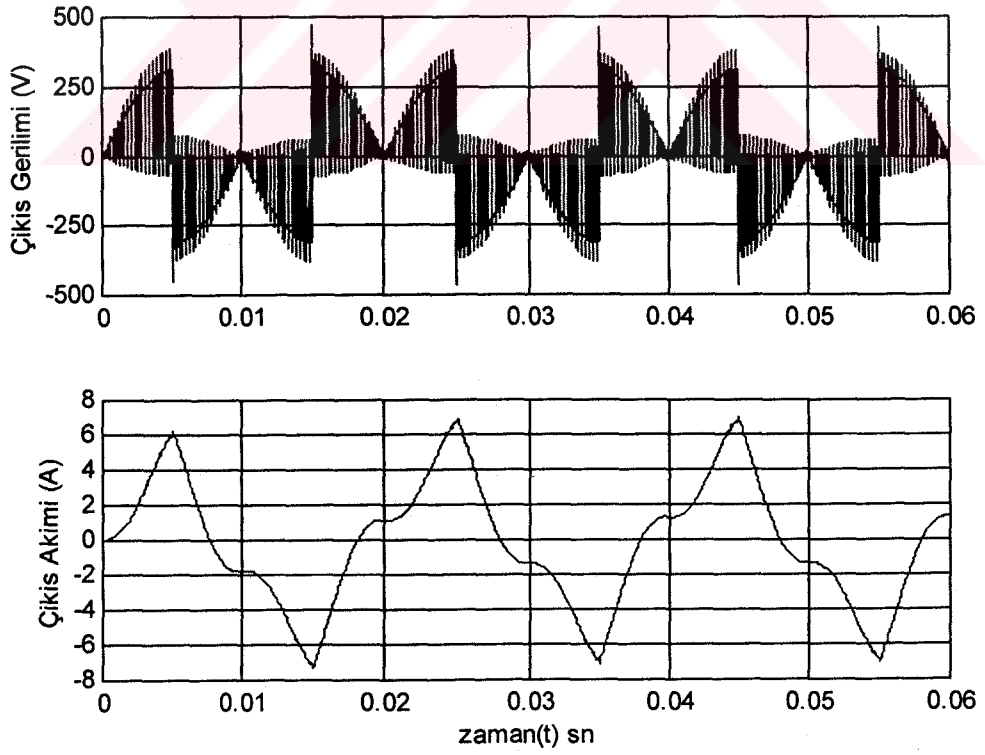
Şekil 4.19. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=70\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



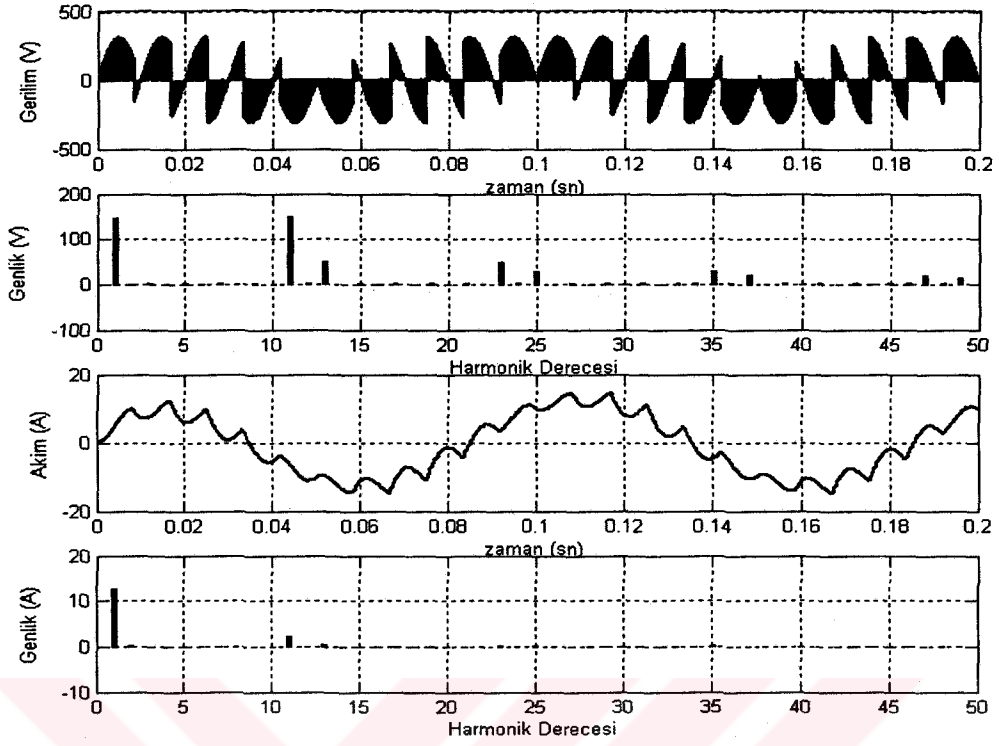
Şekil 4.20. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=70\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



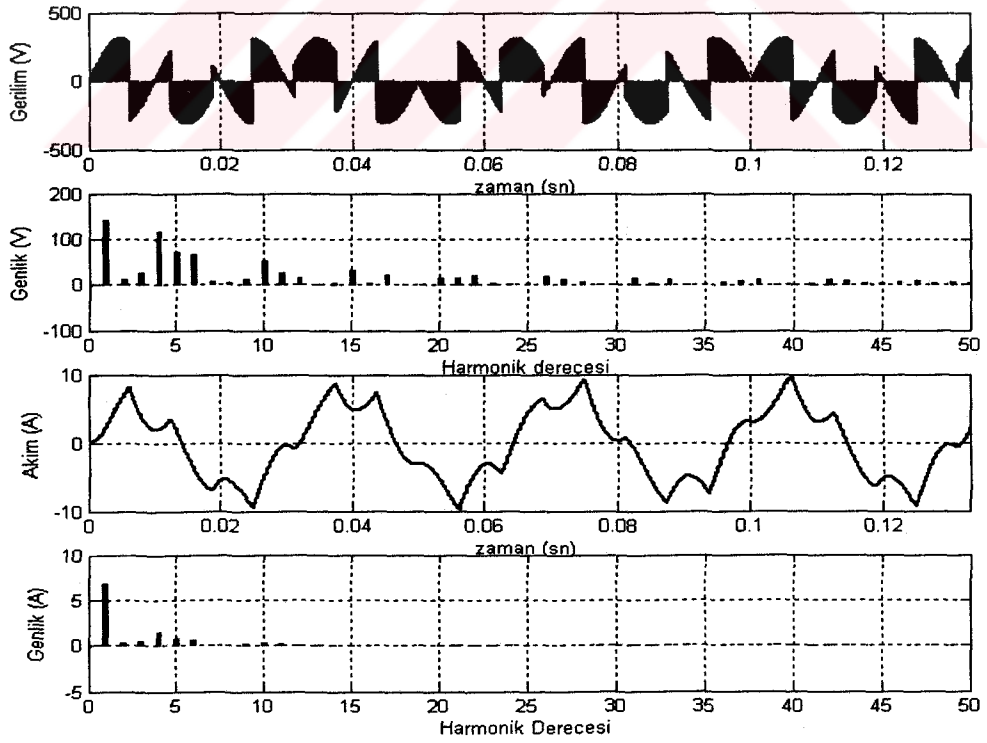
Şekil 4.21. Kare Dalga PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=30\text{Hz}$, $f_s=4\text{kHz}$)



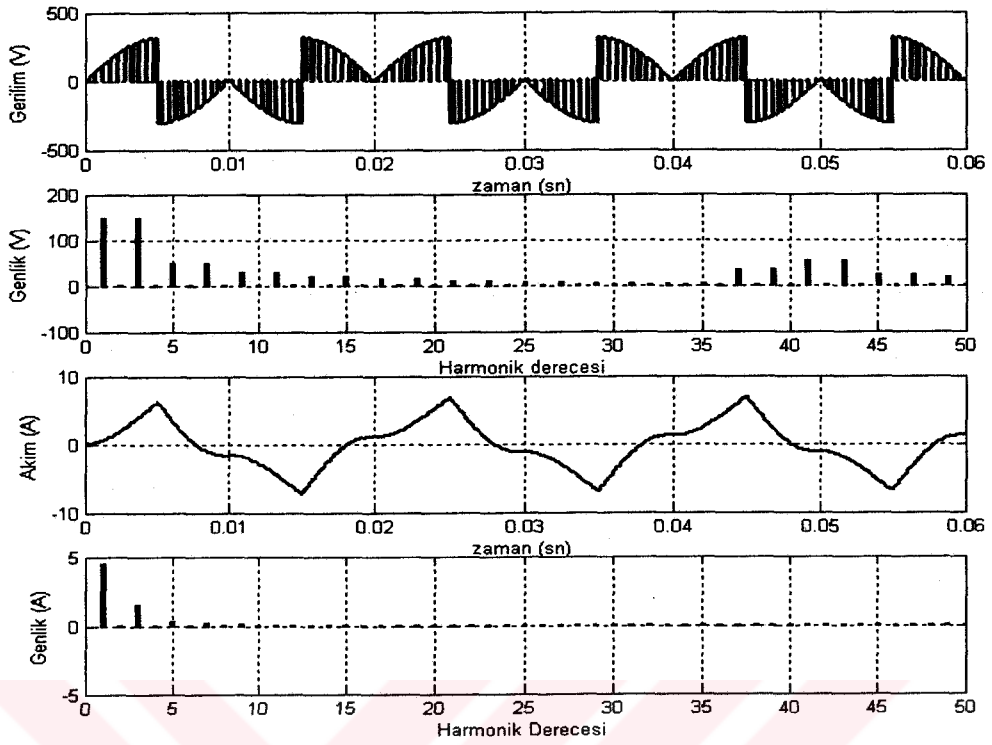
Şekil 4.22. Doğal Örneklemeli İki Seviyeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=4\text{kHz}$)



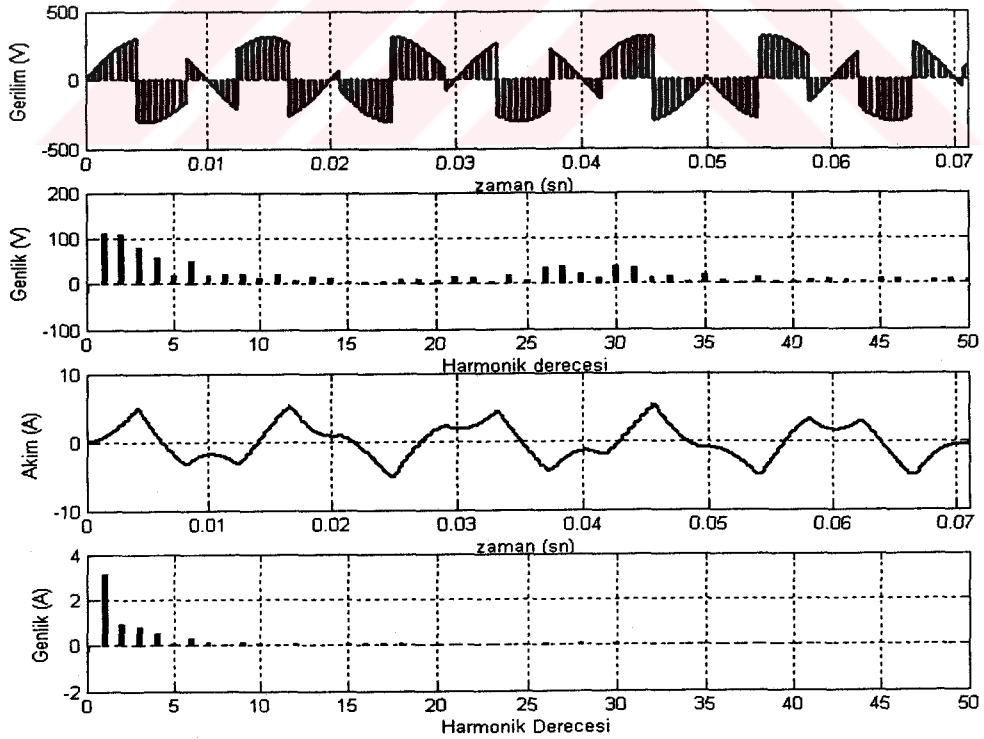
Şekil 4.23. RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



Şekil 4.24. RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=30\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



Şekil 4.25. RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

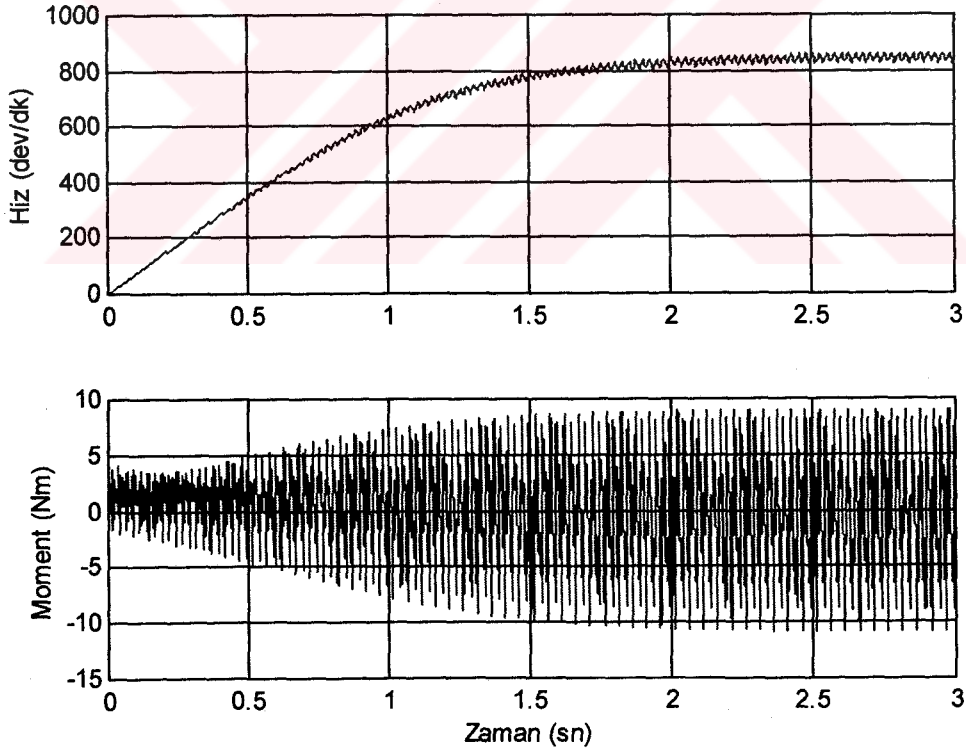


Şekil 4.26. RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Çıkış Gerilimi, Çıkış Akımı ve Bunlara İlişkin Harmonik Dalga Şekilleri ($f_0=70\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

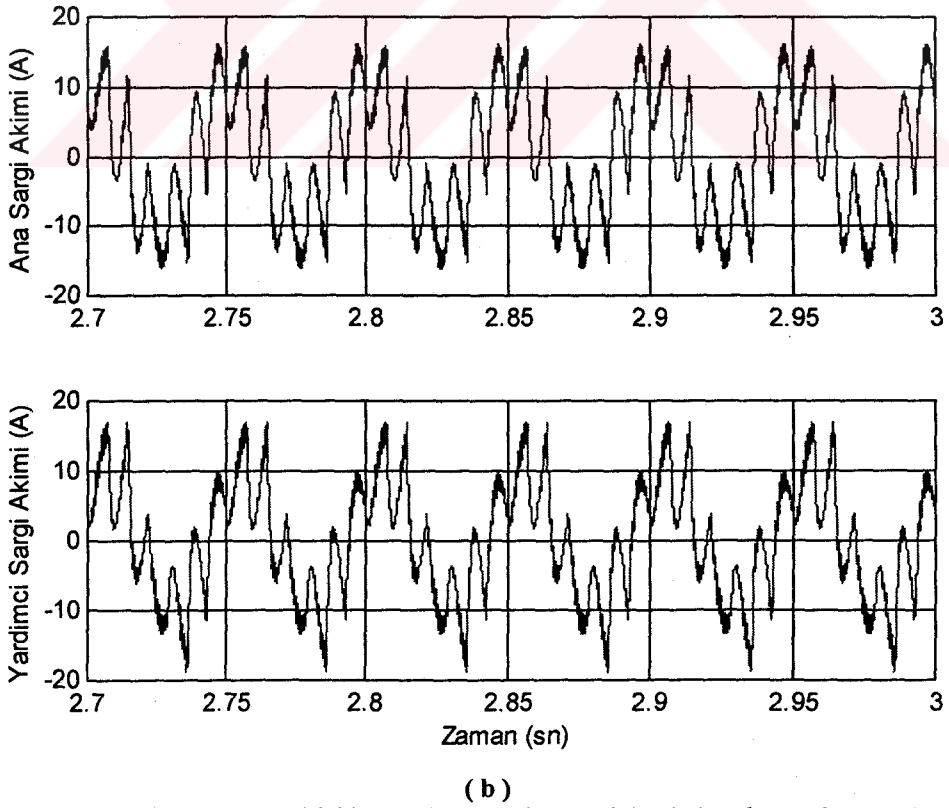
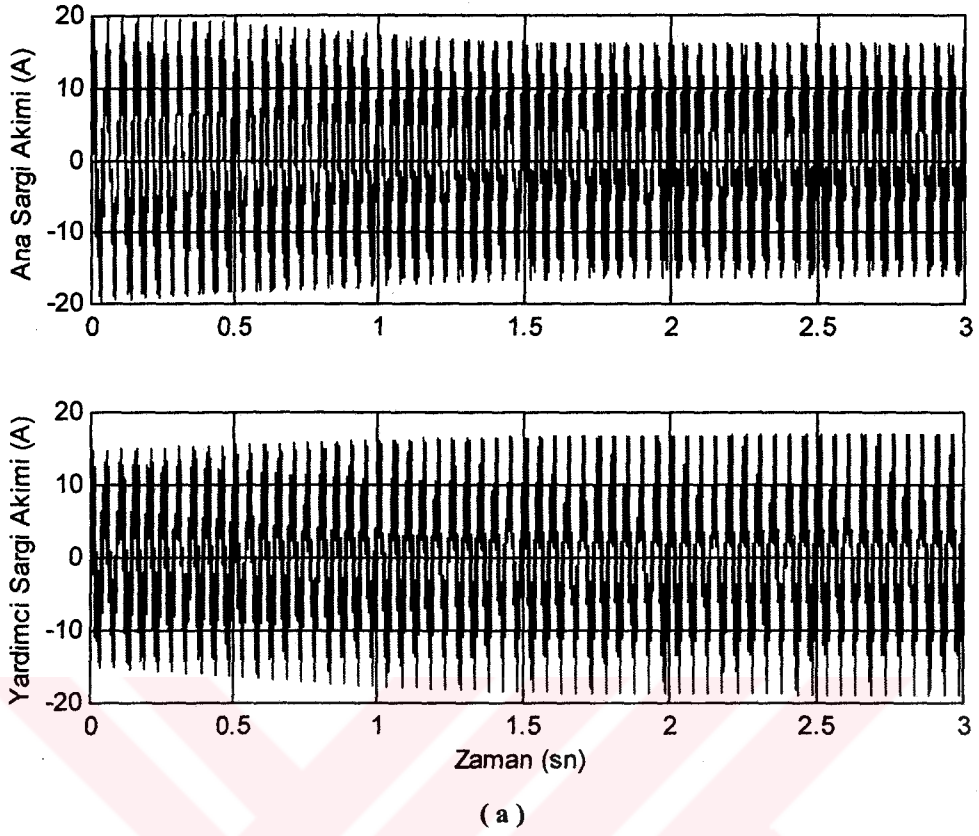
RL yüklü tek fazlı AC-AC çeviricinin çıkışına ilişkin akım dalga şekilleri incelendiğinde, düşük çıkış frekanslarında akımın sinüsoidal bir dalga şeklinde sahip olduğu görülür. Ancak çıkış frekansı arttıkça, akım dalga şekillerinin giderek bozulduğu görülmektedir. Harmonik dalga şekilleri de bu sonucu desteklemektedir. 10 Hz için elde edilen akım dalga şeklinin harmonik ihtivası oldukça düşüktür. Ancak frekans arttıkça paralel olarak akım dalga şeklinin harmonik ihtivası da artmaktadır. Harmoniklerin artması sonucu akım sinüsoidal dalga şeklinden uzaklaşır.

4.3.2. Tek Fazlı Asenkron Motor Yüğü İçin Elde Edilen Çıkış Dalga Şekilleri

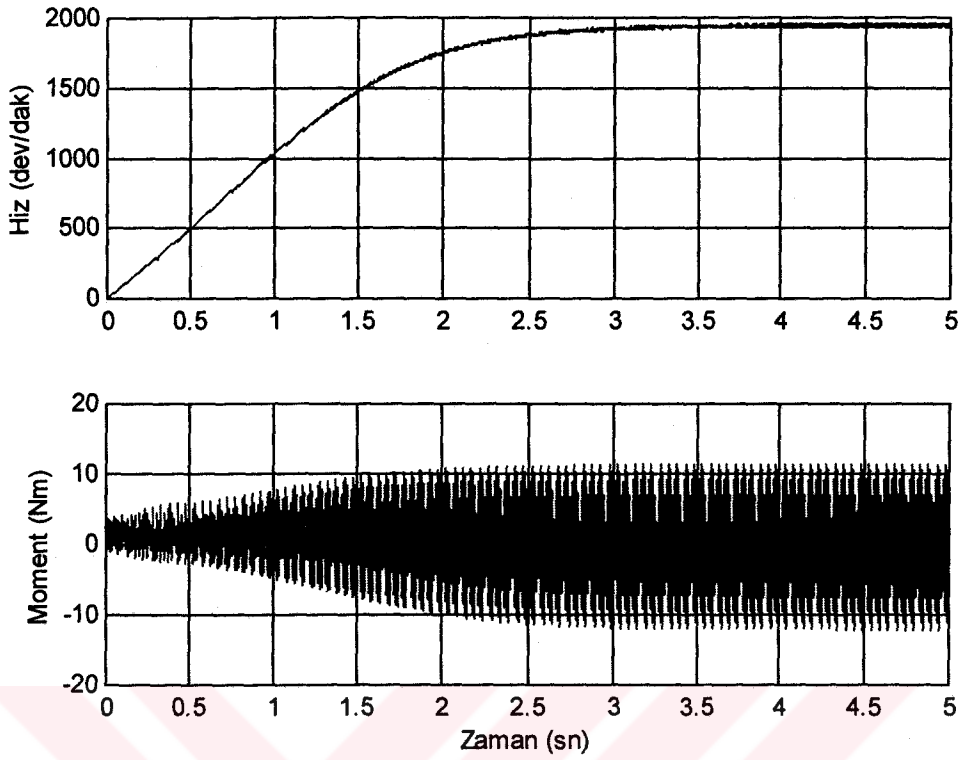
Bu bölümde tek fazlı AC-AC çeviricinin simulink modeline yük olarak tek fazlı asenkron motor modeli bağlanarak benzetim yapılmış ve çeşitli frekanslar için çıkışa ilişkin gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Bu dalga şekilleri elde edilirken Şekil 4.1'de gösterilen simulink modeli kullanılmıştır. Benzetimde kullanılan tek fazlı asenkron motorun yardımcı sargısı sürekli devrededir. Bu motora ait parametreler Ek-1'de verilmiştir. Tek fazlı çevirici modelinin girişinde tepe değeri 311V, frekansı 50 Hz olan bir gerilim vardır.



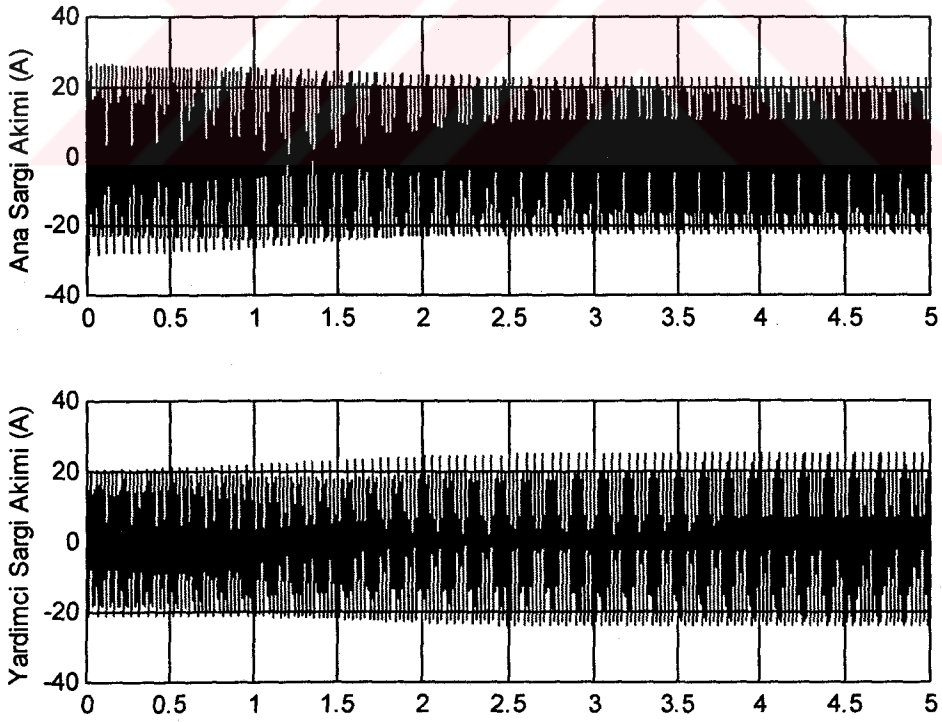
Şekil 4.27. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Çıkışına İlişkin Hız ve Moment Dalga Şekilleri ($f_0=20\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



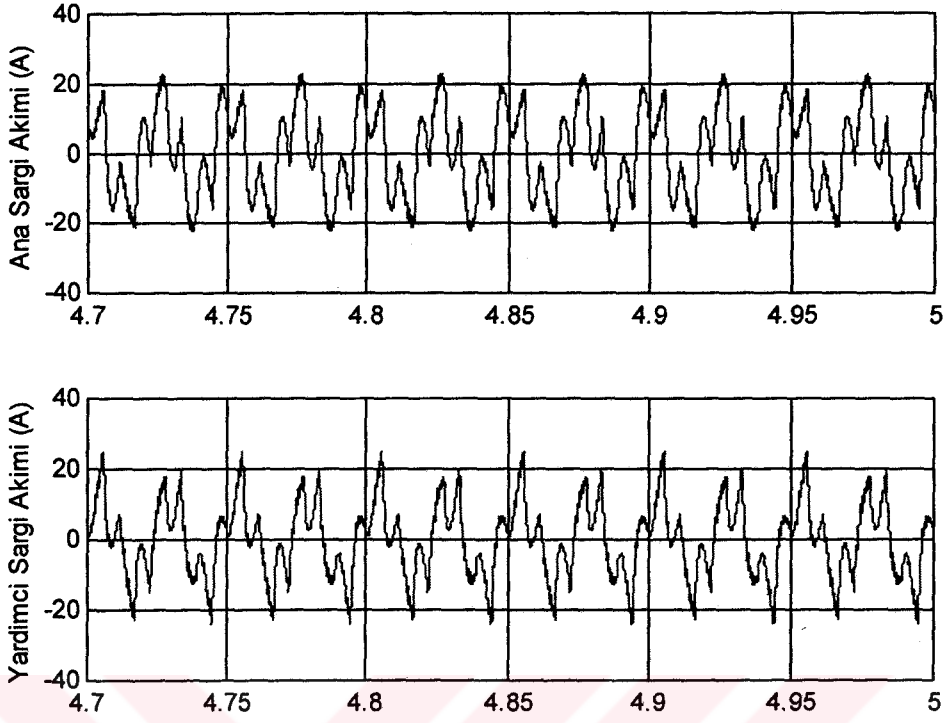
Şekil 4.28. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Ana Sargı ve Yardımcı Sargı Akımlarının Zamanla Değişimi ($f_0=20\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



Şekil 4.29. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Çıkışına İlişkin Hız ve Moment Dalga Şekilleri ($f_0=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

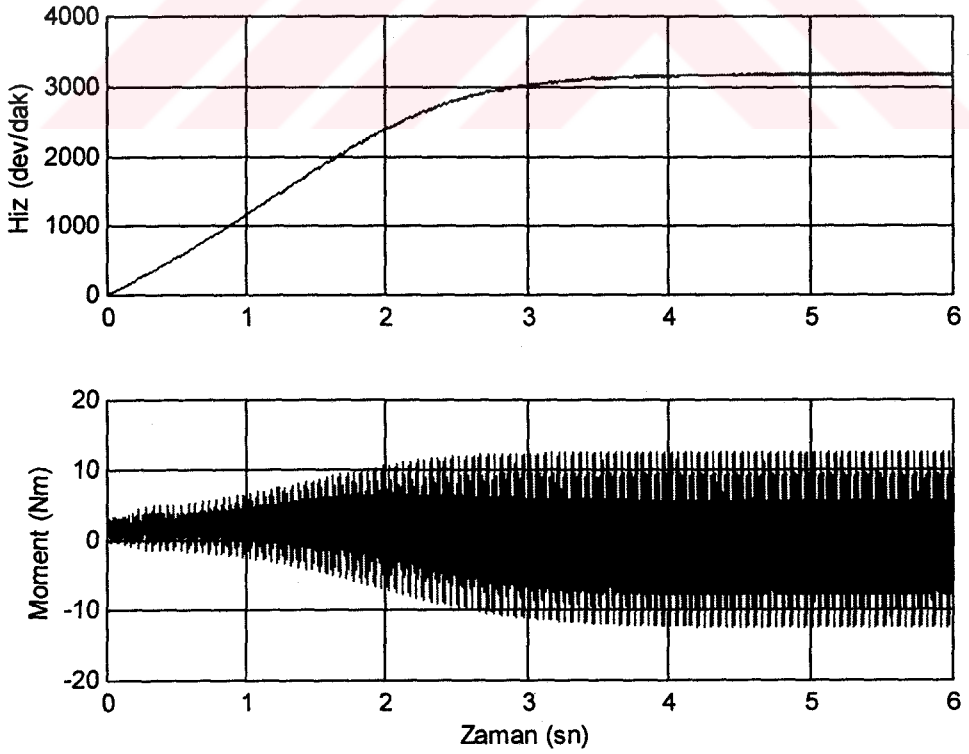


(a)

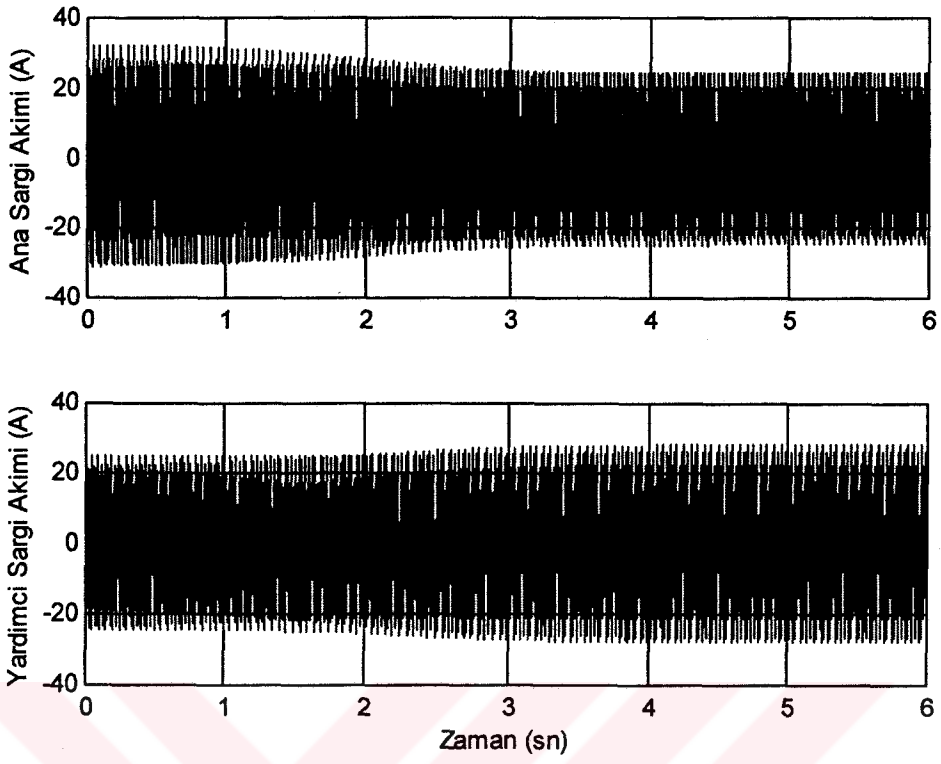


(b)

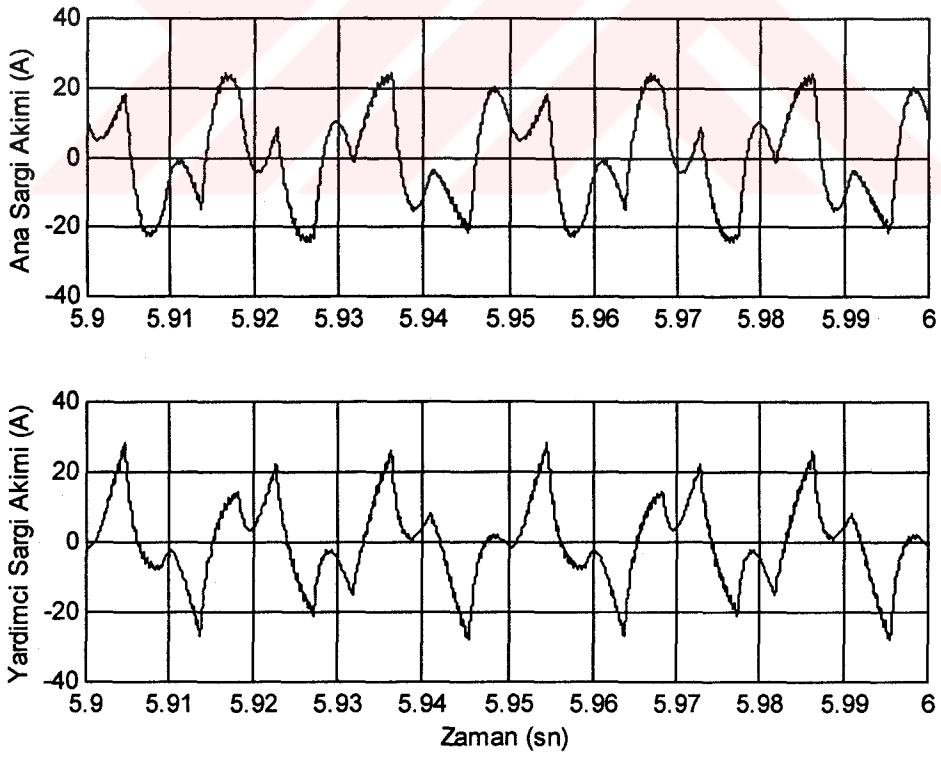
Şekil 4.30. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Ana Sargı ve Yardımcı Sargı Akımlarının Zamanla Değişimi ($f_0=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



Şekil 4.31. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Çıkışına İlişkin Hız ve Moment Dalga Şekilleri ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



(a)



(b)

Şekil 4.32. Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Yüksüz Tek Fazlı Asenkron Motorun Ana Sargı ve Yardımcı Sargı Akımlarının Zamanla Değişimi ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

5. TEK FAZLI DİREKT BAĞLI AC-AC ÇEVİRİCİNİN PROTOTİP TASARIMI

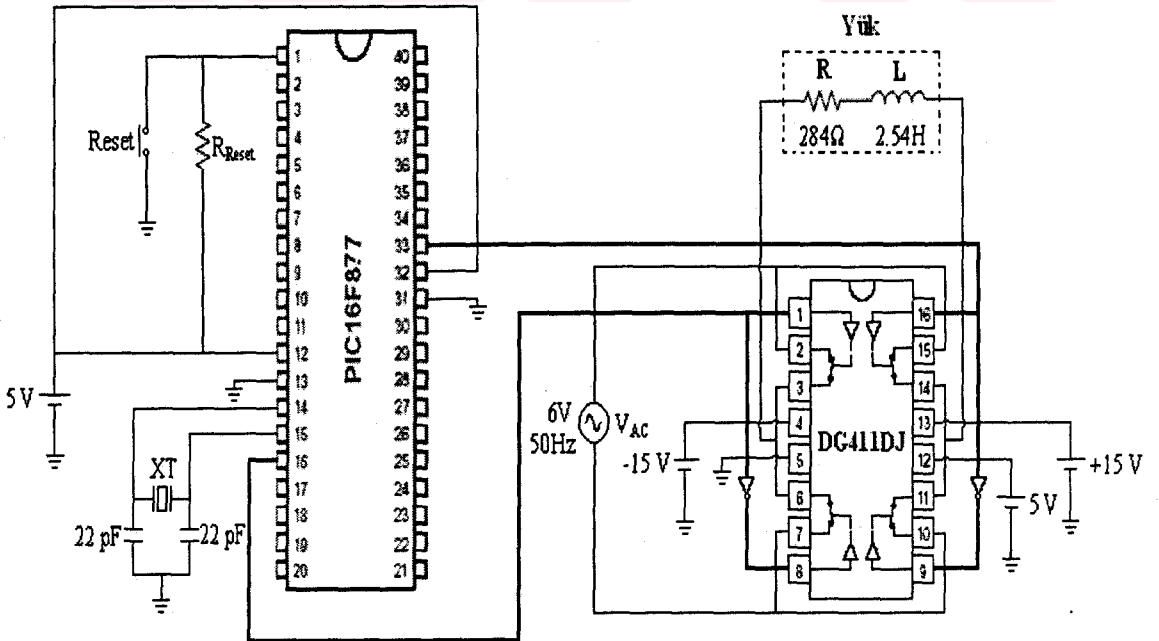
5.1. Giriş

Bu bölümde tek fazlı direkt bağlı AC-AC çeviricinin prototip olarak tasarımı anlatılacaktır. Şekil 5.1'de laboratuvar ortamında gerçekleştirilen tek fazlı AC-AC çevirici prototipinin devre şeması görülmektedir. Bu çeviriciye bir RL yükü bağlanarak osiloskop yardımıyla akım ve gerilim dalga şekilleri elde edilmiştir. Ayrıca aynı şartlar altında (Aynı AC kaynak ve aynı yük için) 10 Hz'lik çıkış frekansı için benzetim ve deney sonuçları birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Bu prototip iki modül halinde tasarlanabilir:

- 1) Güç Devresi Modülü
- 2) Kontrol Devresi Modülü

5.2. Güç Devresi Modülü

Prototipin güç devresini DG411DJ isimli bir entegre oluşturur. Bu entegre içerisinde dört adet analog anahtar vardır. Bu anahtarlar akımı iki yönde de iletebilme özelliğine sahip olduğundan çift yönlü anahtar olarak kullanılabilirler. Tek fazlı AC-AC çevirici prototipinin anahtarları bu entegre içerisindeki analog anahtarlardan oluşur. Anahtarların iletime geçmesi için kontrol pinlerine lojik 0 uygulanmalıdır. Kontrol pinine lojik 1 uygulanması durumunda analog anahtar kesime girer.



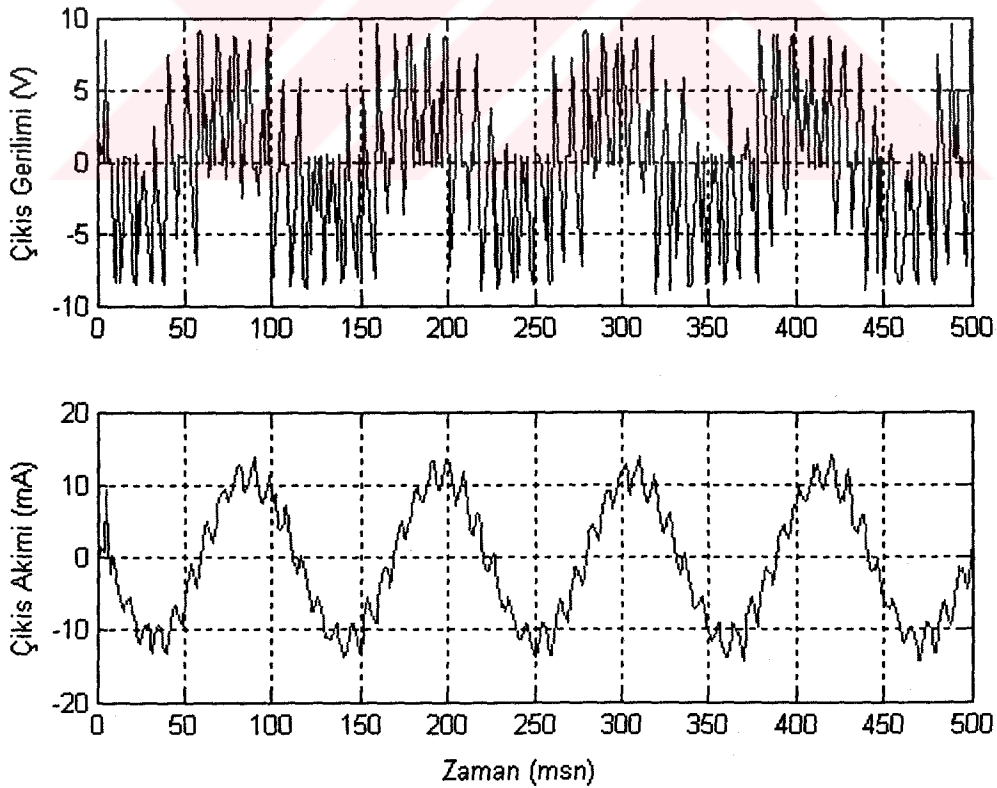
Şekil 5.1. Tek Fazlı AC-AC Çevirici Prototipinin Devre Şeması

5.3. Kontrol Devresi Modülü

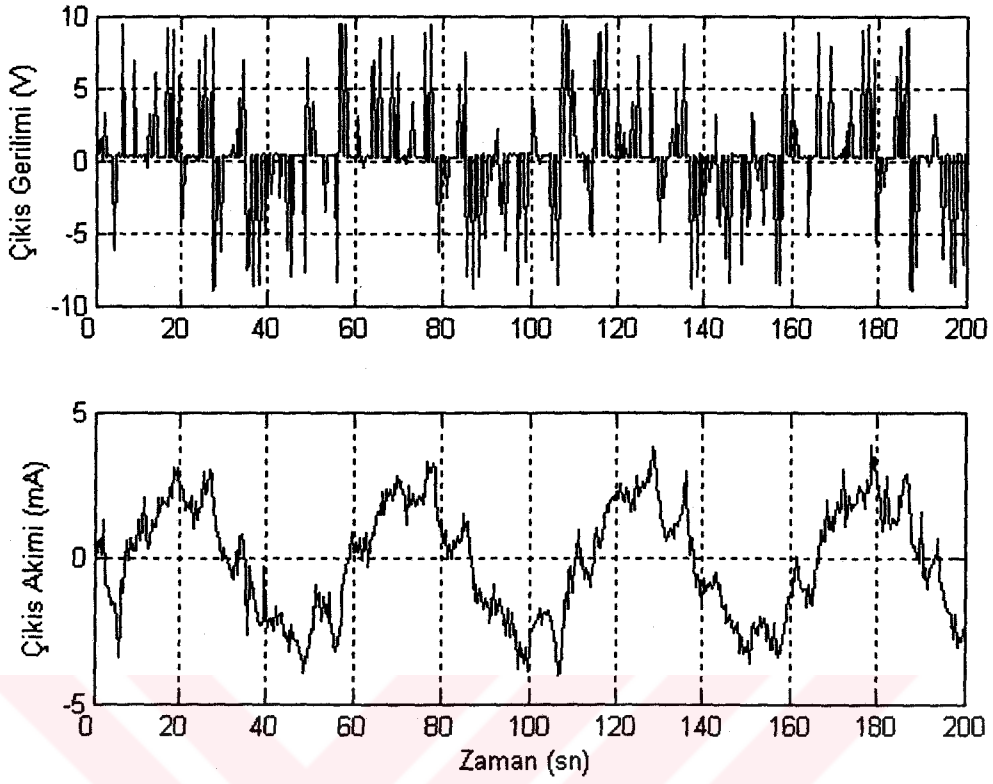
Bu modül bir mikrodenetleyiciden oluşur [16]. Bu mikrodenetleyici Microchip firmasının ürettiği PIC serisinin üyesi olan PIC16F877'dir. Bu denetleyici tarafından üretilen sinyaller DG411DJ entegresinin içindeki analog anahtarları kontrol eder. Kontrol sinyalleri ise PIC16F877 içindeki programın gerçek zamanlı çalışmasıyla elde edilir. Bu program asimetrik düzenli örnekleme algoritmasını kullanarak dijital PWM sinyali üretir. Modülasyon indeksi 0.75 olarak seçilmiştir. Denetleyicinin çalışması için gereken clock sinyali ise 4 MHz'lik bir osilatör ile sağlanır.

5.4. Deney Sonuçları

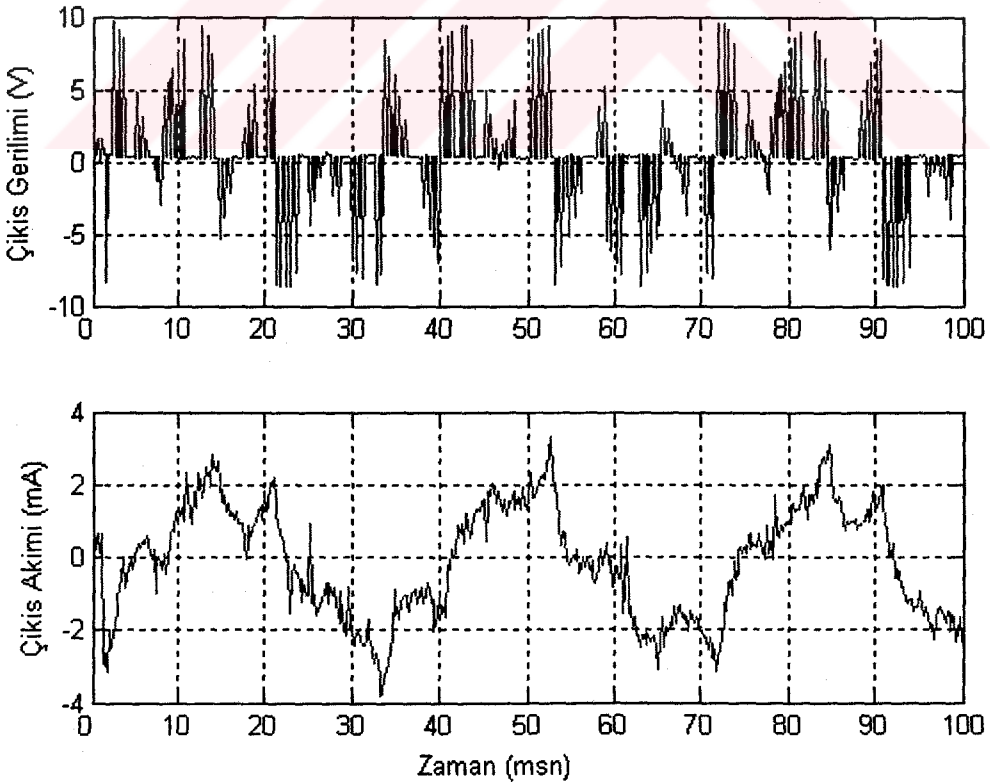
Çıkış frekansının 10 Hz olması durumunda tek fazlı AC-AC çevirici prototipinin çıkışına ilişkin gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 5.2'de gösterilmiştir. Şekil 5.2'de görüldüğü gibi akım sinüsoidal bir dalga şekline sahiptir. Daha sonraki şekiller incelendiğinde ise akım dalga şeklinin bozulduğu görülür. Böylece düşük çıkış frekanslarında tek fazlı AC-AC çeviricinin çıkışına ilişkin akımın sinüsoidal bir dalga şekline sahip olduğu, frekansın artması halinde ise akım dalga şeklinin bozulacağı deneysel olarak gösterilmiştir.



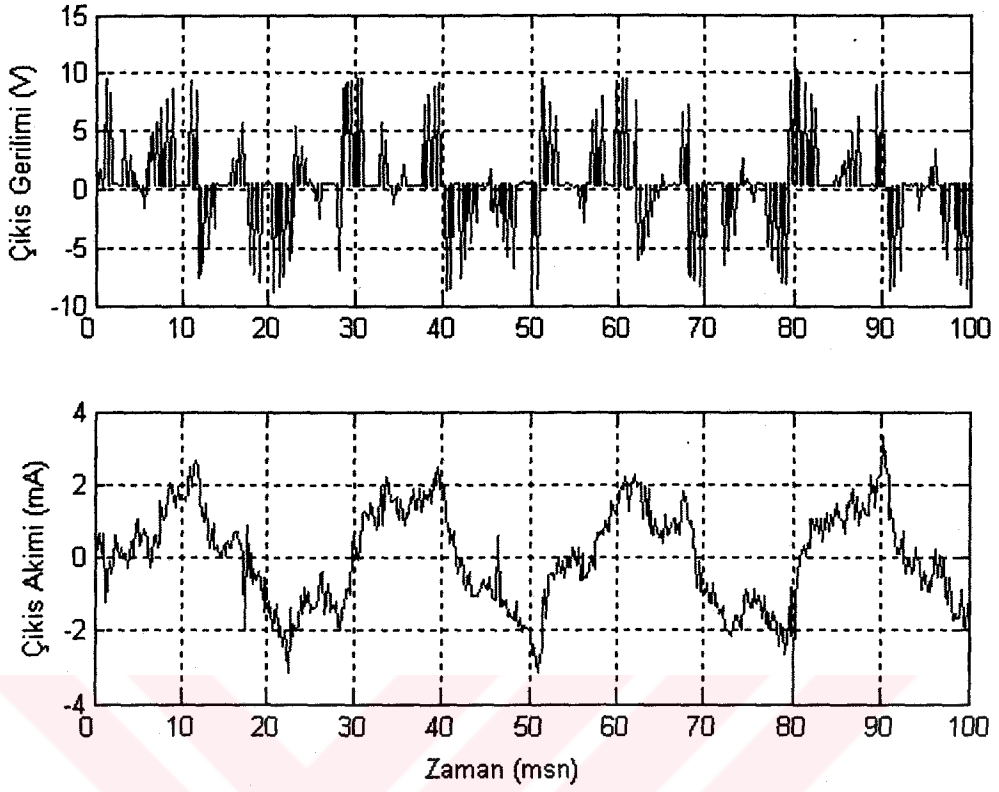
Şekil 5.2. 10 Hz İçin Çıkış İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$)



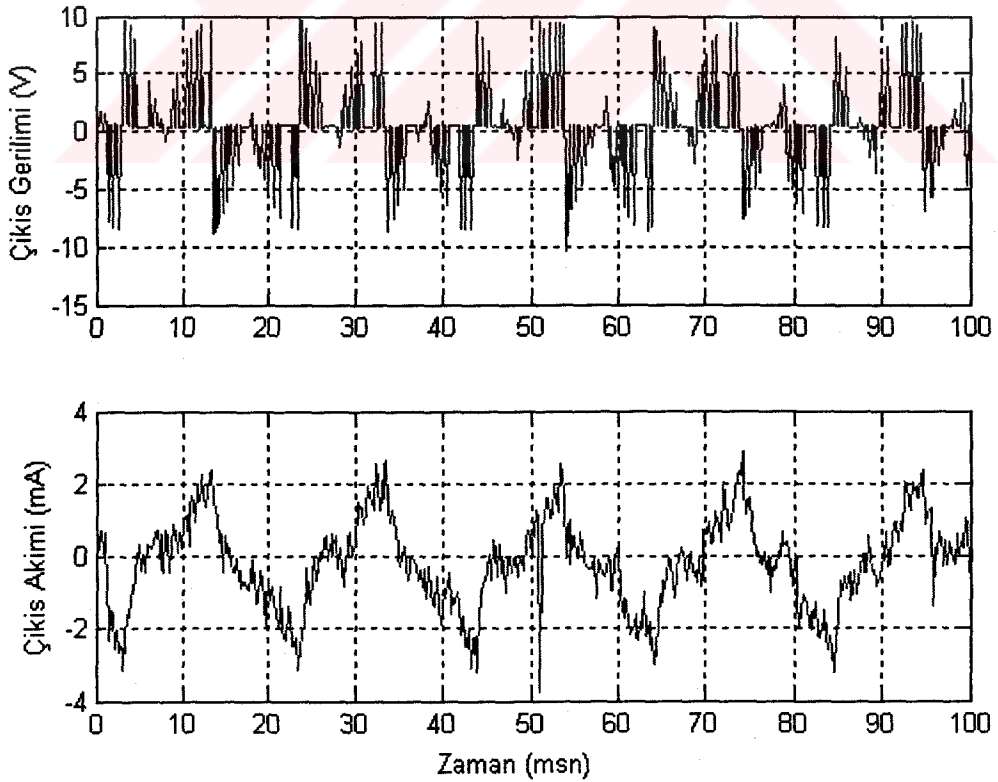
Şekil 5.3. 20 Hz İçin Çıkış İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$)



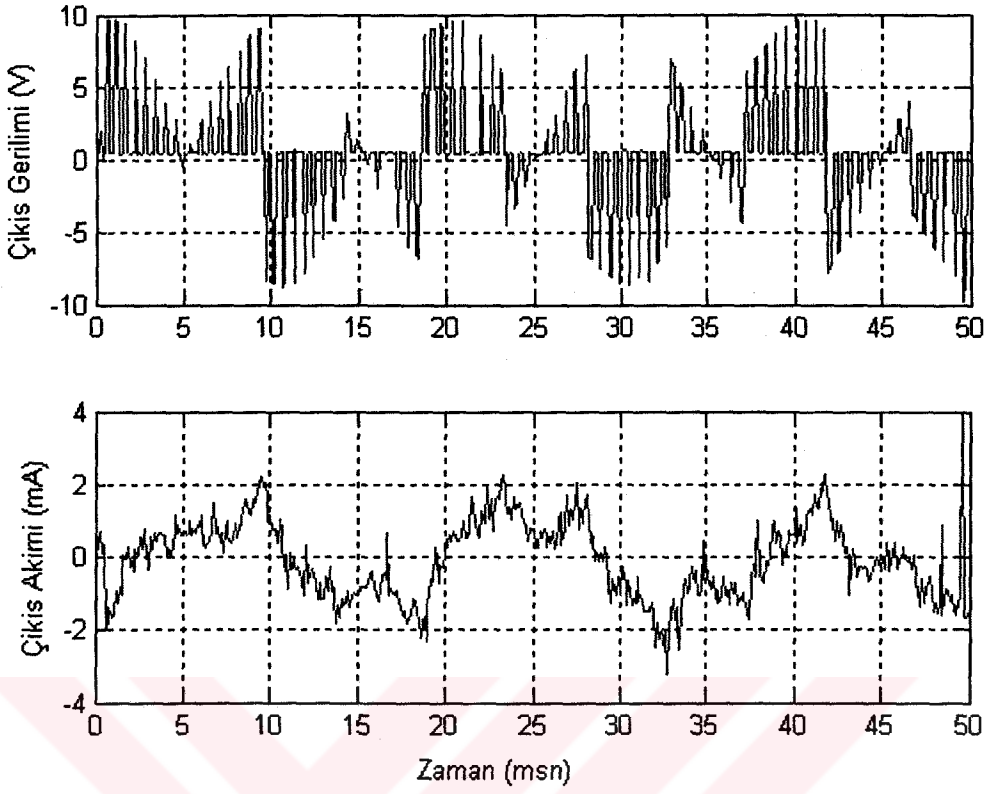
Şekil 5.4. 30 Hz İçin Çıkış İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$)



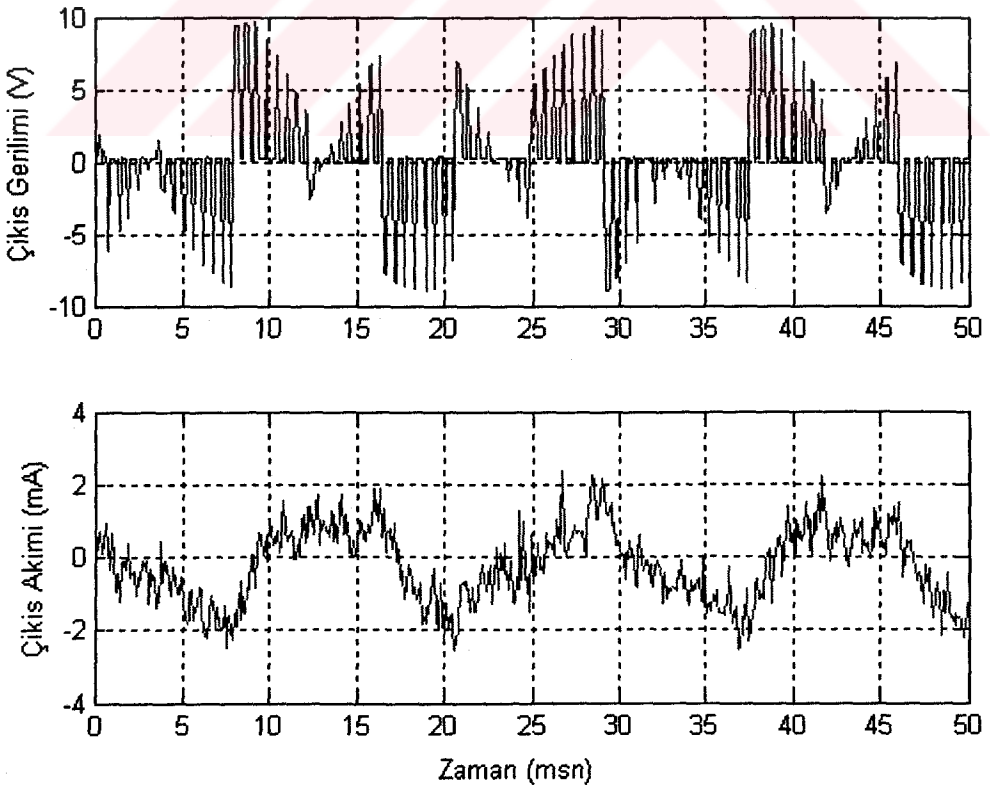
Şekil 5.5. 40 Hz İçin Çıkış İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$)



Şekil 5.6. 50 Hz İçin Çıkış İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$)

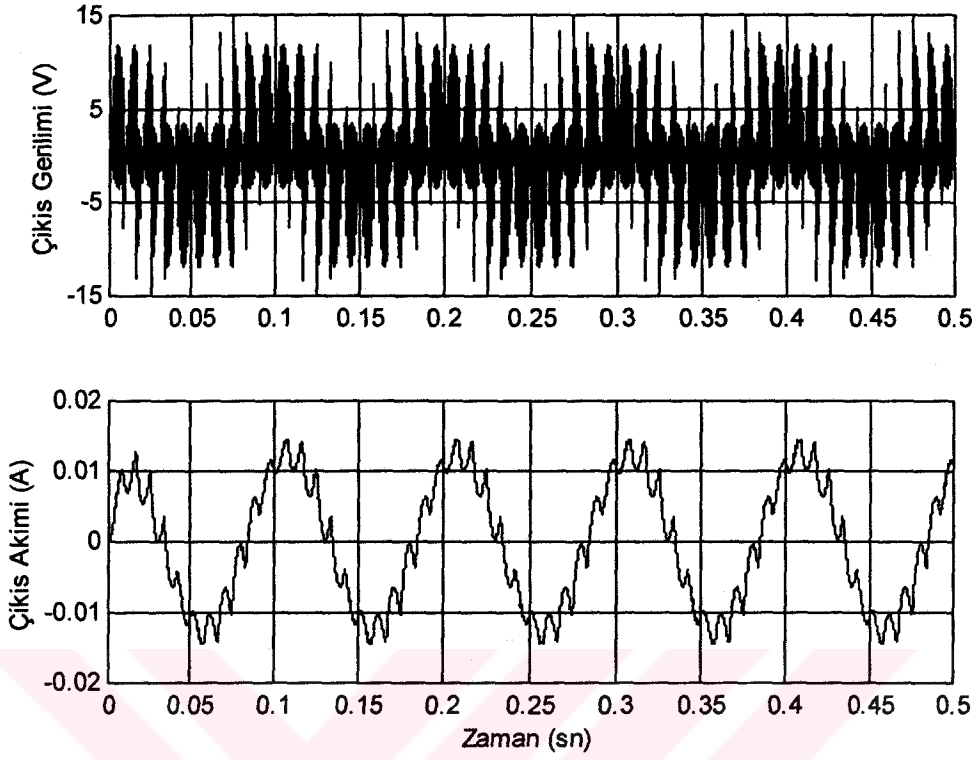


Şekil 5.7. 60 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$)

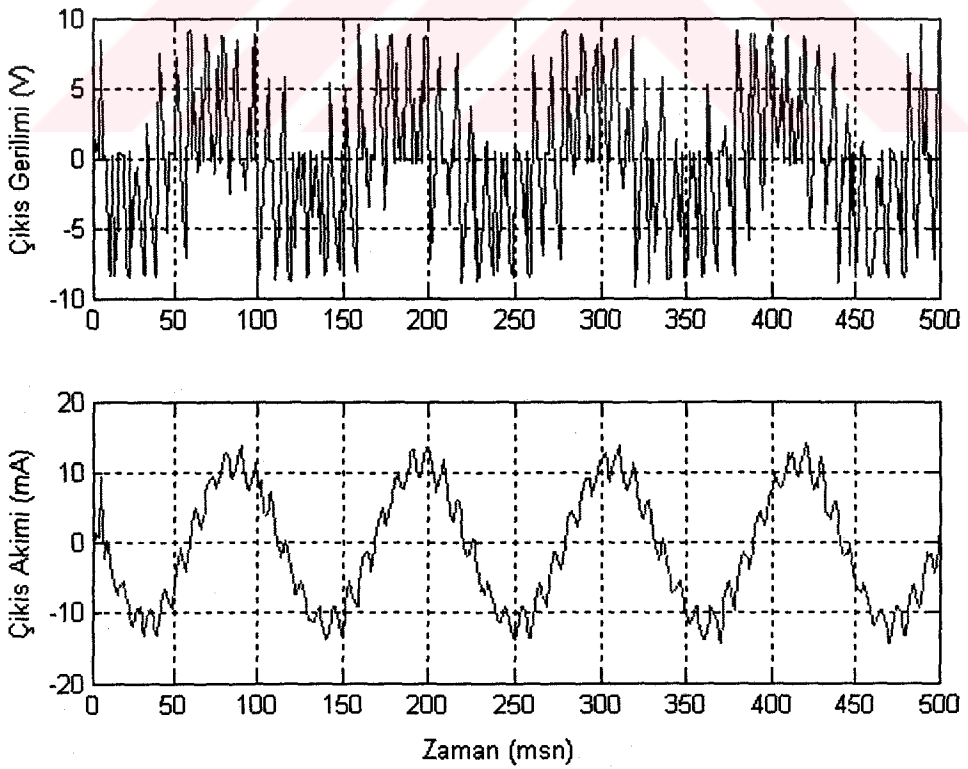


Şekil 5.8. 70 Hz İçin Çıkışa İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_s=1800\text{Hz}$)

10 Hz İçin Benzetim ve Deney Sonuçlarının Karşılaştırılması;



Şekil 5.9. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çeviricinin Benzetimi İle Elde Edilen Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=1800\text{Hz}$)



Şekil 5.10. Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM ile Kontrol Edilen RL Yüklü Tek Fazlı AC-AC Çevirici Prototipinin Çıkışına İlişkin Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri ($f_0=10\text{Hz}$, $f_s=1800\text{Hz}$)

6. SONUÇLAR

Bu tezde ilk olarak MATLAB yazılım paketi altında çalışan simulink programı kullanılarak tek fazlı AC-AC çeviricinin simulink modeli oluşturulmuştur. Daha sonra bu modele RL yükü ve tek fazlı asenkron motor modelleri bağlanarak çeşitli frekanslar için gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Bu dalga şekilleri incelendiğinde, tek fazlı AC-AC çeviricinin düşük çıkış frekanslarında oldukça kaliteli akım dalga şekilleri ürettiği, frekansın artması durumunda ise akım dalga şekillerinin bozulduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca RL yüklü tek fazlı AC-AC çeviricinin harmonik analizi yapılmış ve elde edilen harmonik dalga şekillerinin de bu sonucu desteklediği görülmüştür.

Daha sonra tek fazlı AC-AC çevirici laboratuvar ortamında prototip olarak tasarlanmıştır. Bu çevirici prototipine bir RL yükü bağlamak suretiyle çeşitli frekanslar için çıkışa ait gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Elde edilen deney sonuçlarının benzetim sonuçlarını desteklediği görülmüştür.

Benzetim, harmonik ve deney sonuçlarına bakıldığında tek fazlı AC-AC çeviricilerin düşük çıkış frekanslarında oldukça kaliteli çıkış dalga şekilleri üretildikleri gözlemlenmiştir. Oysa DC-link çeviriciler düşük çıkış frekanslarında bu kadar kaliteli çıkış dalga şekilleri üretemezler. Bu yüzden düşük frekanslı endüstriyel uygulamalarda tek fazlı AC-AC çeviriciler oldukça iyi bir alternatiftir.

Bu tez çalışmasında tek fazlı AC-AC çeviricinin giriş tarafı analiz edilmemiştir. Bu çalışmanın devamı olarak tek fazlı AC-AC çeviricinin giriş tarafı simüle edilmek suretiyle analiz edilebilir. Simülasyon sonuçları göz önüne alınarak giriş tarafına ait harmoniklerin azaltımı ya da eliminasyonu konusunda çalışma yapılabilir. Bunun sonucu olarak da birim güç faktöründe çalışabilen tek fazlı AC-AC çevirici tasarlanabilir.

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

KAYNAKLAR

1. KHOEI A., YUVARAJAN S., 1989, "Steady State Performance Of A single Phase Induction Motor Fed By A Direct AC-AC Converter", Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1989 IEEE, pp:128-132.
2. ÖZDEMİR M., SÜNTER S., GÜMÜŞ B., 1998, "The Transient and Steady State Performance Of Single-Phase Induction Motor With Two Capacitor Fed By Matrix Converter", COMPEL , 17/2, pp:296-301.
3. GÜMÜŞ B., 1997, "Matris Konverterden Beslenen Tek Fazlı Asenkron Motorun Sayısal Benzetimi", Yüksek Lisans Tezi, F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 64s.
4. YURTSEVEN B., 2000 "Ac-Ac Konverterden Beslenen Tek Fazlı Asenkron Motorun Pspice Benzetimi", Yüksek Lisans Tezi, F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 85s.
5. ÖZDEMİR M., SÜNTER S., YURTSEVEN B., 1999, "Modelling and Simulation Of A Split-Phase Induction Motor Fed By Single Phase AC-AC Converter", International Journal For Engineering Modelling, 12/1-4, pp:17-23.
6. KAYNAK M.O., 1988, "Güç Elektroniği: Elemanları, Devreler ve Sistemler", Boğaziçi Üniversitesi Yayınları No:445, İstanbul, 225s.
7. MOHAN N., UNDELAND T.M., ROBBINS W.P., 1995, "Power Electronics Converter, Applications and Design", Jofn Wiley&Sons, Inc., Canada, 802p.
8. MURPHY J., TURNBULL F., 1989, "Power Electronic Control of Ac Motors", Pergamon Press, Oxford, England, 524p.
9. VENTURINI M, 1980, "A New Sine Wave In Sine Wave Out Conversion Technique Which Eliminates Reactive Elements", Proc. Powercon 7, San Diego (CA), pp:E3-1,E3-15.
10. ALESINA A., VENTURINI M., 1981, "Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis", Proc.IEEE Transactions on Circuit and Systems, vol. CAS-28, no.4, pp:319-330.
11. SÜNTER S., 1995, "A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive", Phd. Thesis, University of Nottingham, England, 170p.
12. SÜNTER S., CLARE J.C., 2000, "Feedforward Indirect Vector Control Of A Matrix Converter-Fed Induction Motor Drive", COMPEL , 19/4, pp:974-986.

13. WHEELER P., CLARE J., EMPRINGHAM L., APAP M., BLAND M., 2002, "Matrix Converter", Power Engineering Journal, Vol.16, No:6, pp:273-282.
14. SÜNTER S., CLARE J.C., 1994, "Development Of A Matrix Converter Induction Motor Drive", MELECON'94, Antalya-Turkey, pp:833-836.
15. YÜKSEL İ., 2000, "Matlab ile Mühendislik Sistemlerinin Analizi ve Çözümü", VİPAŞ A.Ş. Yayın Sıra No:43, Bursa, 294s.
16. ALTINBAŞAK O., 2001, "Mikrodenetleyiciler ve PİC Programlama", ALTAŞ, İstanbul, 231s.



ÖZGEÇMİŞ

1976 yılı Kilis/Merkez doğumlu olan Abdülcelil KÜLEKÇİOĞLU, ilk ve orta öğrenimini Eskişehir’de lise öğrenimini ise Kilis’te tamamladı. Lisans öğrenimini Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. Bölümünde ‘Elektrik-Elektronik Müh.’ unvanı ile 2000 yılında tamamladı. 2000 yılında Elektrik-Elektronik Müh. Bölümünde yüksek lisans öğrenimine başladı. Halen Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.

T.C. YÖKSEKÖĞRETİM KURULU
BİLİMSEL ARAŞTIRMA MERKEZİ

EK-1

BENZETİMDE KULLANILAN TEK FAZLI ASENKRON MOTORUN PARAMETRELERİ

Güç	$P = 0.25 \text{ Hp}$
Nominal Gerilim	$V = 220 \text{ V}$
Kutup sayısı	$p = 4$
Frekans	$f = 60 \text{ Hz}$
Efektif Sarım Oranı	$N_q/N_d = 1/1.18$
Ana Sargı Direnci	$R_{qs}=2.02 \text{ } \Omega$
Ana Sargı Kaçak İndüktansı	$L_{lqs}=7.4e-3 \text{ H}$
Yardımcı Sargı Direnci	$R_{ds}=5.13 \text{ } \Omega$
Yardımcı Sargı İndüktansı	$L_{lds}=6.13e-3 \text{ H}$
Rotor Sargı Direnci	$R_{rr}=4.12 \text{ } \Omega$
Rotor Sargısı Kaçak İndüktansı	$L_{lr}=5.6e-3 \text{ H}$
Ana Sargı Mıknatıslanma Reaktansı	$L_{mq}=0.177 \text{ H}$
Yardımcı Sargı Mıknatıslanma Reaktansı	$L_{md}= 0.177 \text{ H}$
Eylemsizlik Momenti	$J=1.46e-2$

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ