

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

**TEK FAZLI GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİLERDE
HARMONİK ELİMİNASYONU İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk.-Eln. Müh. Zeliha SÜNTER

(Enstitü No: 102126102)

Anabilim Dalı: Elektrik Eğitimi

Programı: Elektrik Makinaları

Danışman: Prof. Dr. Hüseyin ALTUN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 22 Kasım 2013

KASIM-2013

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**TEK FAZLI GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİLERDE
HARMONİK ELİMİNASYONU İÇİN YENİ BİR YAKLAŞIM**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Zeliha SÜNTER

(102126102)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 22 Kasım 2013

Tezin Savunulduğu Tarih : 12 Aralık 2013

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Hüseyin ALTUN (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM (F.Ü)

Y.Doç. Dr. Abuzer ÇALIŞKAN (F.Ü)



ARALIK-2013

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında bana yardımlarını esirgemeyen kıymetli hocam Prof.Dr. Hüseyin ALTUN'a şükranlarımı sunarım.

Tez çalışmam sırasında bana desteklerini esirgemeyen Y.Doç.Dr. Abuzer ÇALIŞKAN'a teşekkürlerimi sunarım.

Özellikle tez çalışmamda benden manevi desteğini esirgemeyen ve bilgileriyle tezimin her aşamasında bana yardımcı olan eşim Prof.Dr. Sedat SÜNTER'e şükranlarımı sunarım.

Zeliha SÜNTER

Elazığ - 2013

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	IV
SUMMARY.....	V
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VI
TABLolar LİSTESİ.....	X
SEMBOLLER LİSTESİ	XI
KISALTMALAR LİSTESİ	XII
1. GİRİŞ	1
2. EVİRİCİ DEVRELERİ	3
2.1. Tek-Fazlı Eviriciler	4
2.1.1. Tek-Fazlı Eviricilerin Uygulama Alanları	5
2.1.2. Tek-Fazlı Eviricinin Çalışması.....	6
2.2. Tek-Fazlı Köprü Gerilim-Kaynaklı Evirici	8
2.2.1. Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	9
3. FREKANS VE GERİLİM KONTROLÜ İÇİN YÖNTEMLER.....	13
3.1. Kısmi-Kare Dalga Yöntemi	13
3.2. Darbe Genişlik Modülasyon (PWM) Yöntemi	14
3.2.1. İki Seviyeli PWM.....	14
3.2.2. Üç Seviyeli PWM.....	18
3.3. AA ve DA Tarafındaki Harmonikler Arasındaki İlişki.....	21
4. TEK FAZLI EVİRİCİNİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ.....	23
4.1. Kısmi Kare Dalga Modülasyon Algoritmasını Kullanan Tek Fazlı Evirici.....	23
4.2. Darbe Genişlik Modülasyon (PWM) Algoritmasını Kullanan Tek Fazlı Evirici	31
5. TEK FAZLI EVİRİCİ ÇIKIŞ HARMONİKLERİNİN ELİMİNASYONU İÇİN ÖNERİLEN YÖNTEMİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ	40
5.1 Prensip.....	40
5.2 Sistem Modellemesi ve Benzetimi	41
5.3 Benzetim Sonuçları	44
6. SONUÇLAR	63
KAYNAKLAR.....	66
ÖZGEÇMİŞ	68

ÖZET

Bu tez çalışmasında ilk olarak tek fazlı bir eviricinin iki farklı modülasyon algoritması kullanılarak modellenmesi ve benzetimi yapılmıştır. Tek fazlı eviricilerin devre yapısı verilmiş ve çalışması farklı yük karakteristiklerine göre analiz edilmiştir. Frekans ve gerilim yöntemleri olan kısmi kare dalga modülasyon algoritması ve darbe genişlik modülasyon algoritması açıklanarak bu algoritmalar tek fazlı eviriciye uygulanmıştır. Matlab/Simulink kullanılarak evirici modellenmiş ve iki modülasyon algoritmalarına göre benzetim sonuçları alınmıştır. Değişik modülasyon indekslerinde ve çıkış frekanslarında alınan benzetim sonuçları aynı şartlar için kısmi kare dalga ve darbe genişlik modülasyon teknikleri kullanılarak karşılaştırılmıştır.

Bu tezde tek fazlı eviriciler için kısmi kare dalga yönteminin özel bir uygulaması olan yeni bir kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem V/f kontrollü olarak bir çıkış periyodunda minimum anahtarlama ile evirici çıkışında kısmi kare dalga yöntemine kıyasla daha az harmonik içeriğine sahip bir dalga şekli üretmektedir. Önerilen yöntemin ve kısmi kare dalga yönteminin Matlab/Simulink'te modelleri kurulmuş ve aynı şartlarda ve değişik çıkış frekanslarında açık çevrim V/f kontrollü olarak karşılaştırmalı benzetim sonuçları verilmiştir. Önerilen yöntemin üstünlüğü dalga şekilleri ve harmonik spektrumları ile gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Tek Fazlı Evirici, Kısmi Kare Dalga, Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM), Harmonik Spektrumu, Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD).

SUMMARY

A NEW APPROACH FOR HARMONIC ELIMINATION IN SINGLE-PHASE VOLTAGE SOURCE INVERTERS

In this thesis firstly, modeling and simulation of a single-phase inverter has been performed by using two different modulation algorithms. Circuit structure of a single-phase voltage source inverter has been given and its operation has been analyzed for various load characteristics. Quasi square wave and pulse width modulation (PWM) algorithms which are used as voltage and frequency control methods in inverters have been demonstrated and applied to the single-phase inverter. The inverter has been modeled in Matlab/Simulink and simulation results have been taken for two modulation algorithms. Simulation results which are taken for various modulation indexes and output frequencies have been compared for the same operating conditions.

In this thesis, a novel control technique which is a particular implementation of the quasi square wave method has been proposed for the single-phase voltage source inverter. This method produces V/f controlled voltage waveform at the output with low harmonic content comparing to the quasi square wave modulation technique. In addition the semiconductor devices in the inverter turns on and off only once in one output period resulting in minimum switching losses. Matlab/Simulink models of the proposed system and the inverter system with quasi square wave modulation technique have been obtained. The comparative simulation results for both techniques are given at various output frequencies. Open-loop V/f control has been applied to both inverters. Superiority of the proposed technique to the classical quasi square wave modulation technique has been shown with the output waveforms and their spectra.

Key Words: Single-Phase Inverter, Quasi Square Wave, Pulse Width Modulation (PWM), Harmonic Spectrum, Total Harmonic Distortion (THD).

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 Evirici bacağı	3
Şekil 2.2 Tek fazlı evirici yapısı	4
Şekil 2.3 Anahtar Modülleri.....	5
Şekil 2.4 Statik frekans değıştiricisi.....	5
Şekil 2.5 Tek fazlı bir kesintisiz güç kaynağının blok şeması	5
Şekil 2.6 Tek fazlı evirici	6
Şekil 2.7 Yük geriliminin kontrolü	7
Şekil 2.8 Darbe genişlik modülasyon (PWM) sinyali.....	7
Şekil 2.9 Filtre devresi	8
Şekil 2.10 Tek fazlı köprü evirici.....	9
Şekil 2.11 Tek fazlı evirici dalga şekilleri	10
Şekil 2.12 Tek fazlı eviricinin kapasitif bir yükü beslemesi durumuna ait yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri	11
Şekil 3.1 Kısmi kare dalga metoduna ait dalga şekilleri.....	14
Şekil 3.2 Tek fazlı köprü evirici.....	15
Şekil 3.3 Doğal örnekleme ile iki seviyeli PWM'in elde edilmesi	15
Şekil 3.4 İki seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Bir çıkış periyodu için).....	16
Şekil 3.5 İki seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Üç çıkış periyodu için).....	17
Şekil 3.6 İki seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Üç çıkış periyodu ve yüksek anahtarlama frekansı için)	17
Şekil 3.7 Doğal örnekleme ile üç seviyeli PWM'in elde edilmesi	19
Şekil 3.8 Üç seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Bir çıkış periyodu için).....	19
Şekil 3.9 Üç seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Üç çıkış periyodu için).....	20
Şekil 3.10 Üç seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Üç çıkış periyodu ve yüksek anahtarlama frekansı için)	20
Şekil 3.11 Tek fazlı eviricinin harmonik analizine ait blok diyagramı.....	21

Şekil 4.1 Tek fazlı eviricinin Matlab/Simulink modeli.....	23
Şekil 4.2 Kare dalga üreticinin Matlab/Simulink modeli.....	24
Şekil 4.3 $M=0.3$ ve $f=10$ Hz için; üst: S1 anahtarına uygulanan sinyal, orta: S3 anahtarına uygulanan sinyal, alt: evirici çıkış gerilim dalga şekli	25
Şekil 4.4 $M=0.3$ ve $f=10$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli	25
Şekil 4.5 Şekil 4.3’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	26
Şekil 4.6 Şekil 4.4’de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu.....	26
Şekil 4.7 $M=0.5$ ($\beta=46,245^\circ$) ve $f=30$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli.....	27
Şekil 4.8 $M=0.5$ ve $f=30$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli	27
Şekil 4.9 Şekil 4.7’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	28
Şekil 4.10 Şekil 4.8’de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu.....	28
Şekil 4.11 $M=0.75$ ($\beta=72,179^\circ$) ve $f=50$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli.....	28
Şekil 4.12 $M=0.75$ ve $f=50$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli	29
Şekil 4.13 Şekil 4.11’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	29
Şekil 4.14 Şekil 4.12’de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu.....	29
Şekil 4.15 $M=0.9$ ($\beta=89,959^\circ$) ve $f=70$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli.....	30
Şekil 4.16 $M=0.9$ ve $f=70$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli	30
Şekil 4.17 Şekil 4.15’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	30
Şekil 4.18 Şekil 4.16’da verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu.....	31
Şekil 4.19 Tek fazlı eviricinin Matlab/Simulink modeli.....	32
Şekil 4.20 PWM dalga üreticinin Matlab/Simulink modeli	32
Şekil 4.21 $M=0.3$ ve $f=10$ Hz için; üst: S1-S4 anahtarına uygulanan sinyal, orta: S2-S3 anahtarına uygulanan sinyal, alt: evirici çıkış gerilim dalga şekli.....	33
Şekil 4.22 $M=0.3$ ve $f=10$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli	34
Şekil 4.23 Şekil 4.21’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	34
Şekil 4.24 Şekil 4.22’de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu.....	34
Şekil 4.25 $M=0.5$ ve $f=30$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli	35
Şekil 4.26 $M=0.5$ ve $f=30$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli	35
Şekil 4.27 Şekil 4.25’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	36
Şekil 4.28 Şekil 4.26’da verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu.....	36
Şekil 4.29 $M=0.75$ ve $f=50$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli	36
Şekil 4.30 $M=0.75$ ve $f=50$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli	37
Şekil 4.31 Şekil 4.29’da verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	37

Şekil 4.32 Şekil 4.30’da verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu.....	37
Şekil 4.33 $M=0.9$ ve $f=70$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli	38
Şekil 4.34 $M=0.9$ ve $f=70$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli	38
Şekil 4.35 Şekil 4.33’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	38
Şekil 4.36 Şekil 4.34’de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu.....	39
Şekil 5.1 Önerilen Sistemin Komple Matlab/Simulink Modeli.....	41
Şekil 5.2 Şekil 5.1’deki “Anahtar Sinyalleri” bloğunun iç yapısı	41
Şekil 5.3 Kısmi kare dalga kontrol yöntemine sahip sistemin komple Matlab/Simulink modeli.....	43
Şekil 5.4 Şekil 5.3’deki “Anahtar_Sinyalleri” bloğunun iç yapısı	43
Şekil 5.5 $f_0=5$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi.....	44
Şekil 5.6 $f_0=5$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı	45
Şekil 5.7 Şekil 5.5 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	45
Şekil 5.8 Şekil 5.6 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu.....	46
Şekil 5.9 $f_0=5$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalgayöntemini kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi	47
Şekil 5.10 $f_0=5$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalga yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı	47
Şekil 5.11 Şekil 5.9 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	48
Şekil 5.12 Şekil 5.10 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu	48
Şekil 5.13 $f_0=20$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi.....	49
Şekil 5.14 $f_0=20$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı.....	49
Şekil 5.15 Şekil 5.13 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	50
Şekil 5.16 Şekil 5.14 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu	50
Şekil 5.17 $f_0=20$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalgayöntemini kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi	51
Şekil 5.18 $f_0=20$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalga yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı	51
Şekil 5.19 Şekil 5.17 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	52
Şekil 5.20 Şekil 5.18 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu	52

Şekil 5.21 $f_o=50$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi.....	53
Şekil 5.22 $f_o=50$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı.....	53
Şekil 5.23 Şekil 5.21 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	54
Şekil 5.24 Şekil 5.22 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu	54
Şekil 5.25 $f_o=50$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalgayöntemini kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi	55
Şekil 5.26 $f_o=50$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalga yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı	55
Şekil 5.27 Şekil 5.25 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	56
Şekil 5.28 Şekil 5.26 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu	56
Şekil 5.29 $f_o=70$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi.....	57
Şekil 5.30 $f_o=70$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı.....	57
Şekil 5.31 Şekil 5.29 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	58
Şekil 5.32 Şekil 5.30 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu	58
Şekil 5.33 $f_o=70$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalgayöntemini kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi	59
Şekil 5.34 $f_o=70$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalga yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı	59
Şekil 5.35 Şekil 5.33 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu	60
Şekil 5.36 Şekil 5.34 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu	60
Şekil 5.37 Evirici çıkış frekansının rampa şeklinde arttırılması durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi	61
Şekil 5.38 Rampa fonksiyonu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı.....	61
Şekil 5.39 Evirici çıkış frekansının rampa şeklinde arttırılması durumu için kısmi kare dalga kontrol yöntemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi.....	62
Şekil 5.40 Rampa fonksiyonu için kısmi kare dalga kontrol yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı	62

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1 Bir bacağın anahtarlama durumları	4
Tablo 2.2 İki bacağın anahtarlama durumları	6

SEMBOLLER LİSTESİ

- V_d , E: DA bara gerilimi
C: Kapasite
L: İndüktans
Q1, Q2, Q3, Q4: Evirici anahtarları
S1, S2, S3, S4: Evirici anahtarları
D1, D2, D3, D4: Evirici diyotları
I: Akım
X: Evirici çıkış ucu
BNG: Patlama
 I_{dc} : Bara akımı
 I_L : Yük akımı
d: Görev periyodu
T: Periyot
 t_{on} : Evirici anahtarının iletimde kalma süresi
 t_{off} : Evirici anahtarının kesimde kalma süresi
 β : Evirici anahtarları arasındaki gecikme
 M_f : Modülasyon indeksi
 M_d : Modülasyon derinliği
 f_c : Taşıyıcı frekansı
 f_m : Modülasyon frekansı
M(t): Modülasyon sinyali
c(t): Taşıyıcı sinyali

KISALTMALAR LİSTESİ

AA: Alternatif akım

DA: Doğru akım

VSI: Gerilim kaynaklı evirici

CSI: Akım kaynaklı evirici

UPS: Kesintisiz güç kaynağı

IPM: Akıllı güç modülü

SFC: Statik frekans değiştiricileri

PWM: Darbe genişlik modülasyonu

V/f: Gerilim-frekans oranı

THD: Toplam harmonik distorsiyonu

1. GİRİŞ

Eviriciler doğru akım (DA) gücünü alternatif akım (AA) gücüne çevirirler. Bir eviricinin görevi girişindeki bir doğru gerilimi çıkışında istenen genlik ve frekansta simetrik bir alternatif gerilime dönüştürmektir. Eviricinin çıkış frekansı yarıiletken elemanların evirici kontrol devresi tarafından ilettime ve kesime sokulduğu oran tarafından belirlenir [1]. Bununla birlikte eviricinin temel anahtarlama olayı normalde sinüsoidal olmayan gerilim ve akım dalga şekillerine neden olur. Bu da eviricinin çıkışında yük olarak kullanılan motorun performansını etkiler. Harmoniklerin filtrelenmesi çıkış frekansının geniş bir aralıkta değişmesi durumunda yapılabilir olmamaktadır ve bu yüzden düşük harmonik içerikli AA dalga şekillerinin üretimi önem kazanmaktadır. Evirici bir transformatörü veya bir motoru beslediğinde uygun manyetik koşulları sağlamak için çıkış gerilimi frekansla birlikte değiştirilmelidir. Çıkış gerilim kontrolü bu yüzden ayarlanabilir-frekanslı bir sistemin asıl özelliğidir. Gerilim kontrolünü başarmak için değişik teknikler mevcuttur.

Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans değerleri sabit veya değişken olabilir. Girişteki DA gerilimi değiştirilerek ve evirici kazancı sabit tutularak, evirici çıkışında değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Diğer taraftan girişteki DA bara geriliminin sabit olması halinde, evirici kazancı (modülasyon indeksi) değiştirilmek suretiyle değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Modülasyon indeksi; çıkıştaki AA geriliminin ana harmoniğinin girişteki DA gerilimine oranı olarak tarif edilebilir.

Evirici, DA gücünü bir bataryadan alabilir fakat çoğu endüstriyel uygulamalarda evirici bir doğrultucudan beslenir. Bu konfigürasyon DA bara çeviriciler olarak sınıflandırılır. Çünkü çevirici, şebeke frekansındaki AA gücün, ayarlanabilir bir frekansta AA gücüne çevrilmeden önce DA barasında doğrultulduğu ve daha sonra filtre edildiği iki-aşamalı bir statik frekans dönüştürücüsüdür. Doğrultma standart diyot veya tristör çevirici devreleri ile yapılırken evirme işlemi belli teknikler ile gerçekleştirilir.

Eviriciler, gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere iki gruba ayrılır. Gerilim Beslemeli Eviriciler (VSI) sabit DA gerilimiyle beslendiği halde, Akım Beslemeli Eviriciler (CSI) yüksek empedanslı bir akım kaynağından beslenirler [2]. Bir doğru gerilim kaynağına seri olarak bir indüktans bağlanmak suretiyle, bir akım kaynağı elde edilebilir. Gerilim kaynaklı eviricilerde düşük empedanslı DA bara gerilimi bir kapasitör vasıtasıyla

sabit tutulabilir. Böyle bir eviricide çıkış gerilimi yükten bağımsız iken akım kaynaklı eviricilerde ise çıkış akımı yükten bağımsız olmaktadır. Gerilim kaynaklı eviricilerle akım kaynaklı eviriciler arasındaki en önemli farklılıklardan biri ise akım kaynaklı eviricilerin büyük güçlerde tercih edilmesidir. Bir tek fazlı gerilim veya akım beslemeli evirici genel olarak; Yarım-Köprü, H-Köprü veya orta uçlu transformatörle gerçekleştirilen Push-Pull yapısından oluşabilir. Tek fazlı eviriciler aralarında bağlanarak üç fazlı veya çok fazlı AA sistemler elde edilebilir.

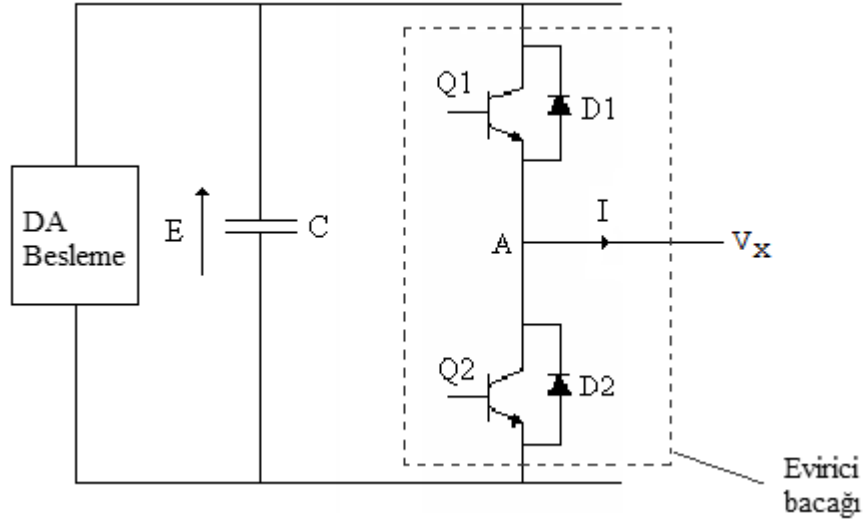
Eviriciler, AA makinaların sürülmesinde, ayarlı gerilim ve frekanslı güç kaynaklarında, kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), endüksiyonla ısıtmada, ultrasonik dalga üretiminde, statik VAR kompanzatorlerinde, aktif güç şebeke filtreleri ve buna benzer uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadır [3-4].

Bu tezde evirici devreleri anlatılmış mevcut gerilim ve frekans kontrol yöntemlerinden bahsedilmiştir. Kısmi kare dalga ve darbe genişlik modülasyon tekniklerinin benzetimleri yapılarak aynı şartlarda benzetim sonuçları alınmış iki kontrol yönteminin avantajları ve dezavantajları ortaya konmuştur. Tek fazlı eviricinin DA ile AA giriş ve çıkışları arasındaki harmonik ilişkisi ele alınmıştır.

Günümüzde de popüler olmaya başlayan büyük güçlü tek fazlı eviricilerde anahtarlama kayıplarının azaltılması önem kazanmıştır. Kısmi kare dalga yöntemini kullanan tek fazlı eviriciler anahtarlama kayıpların minimize edilmesi açısından darbe genişlik modülasyonlu eviricilere göre önemli avantajlara sahiptir. Ancak özellikle düşük evirici çıkış frekanslarında kısmi kare dalga yöntemini kullanan tek fazlı eviriciler çıkışlarında oldukça distorsiyonlu dalga şekli üretmektedir. Bu da özellikle motor yükleri açısından olumsuz bir durum oluşturmaktadır. Bu tezde önerilen yeni bir kontrol yöntemiyle kısmi kare dalga yönteminin düşük anahtarlama kayıplarına sahip olma avantajı aynen sağlanırken her çıkış frekansında oldukça kaliteli (düşük THD) gerilim dalga şekli elde edilebilmektedir.

2. EVİRİCİ DEVRELERİ

Eviriciler sabit bir DA kaynağından değişken genlikli ve frekanslı AA kaynak sağlarlar. Eviricilerin en önemli uygulama alanı değişken hızlı asenkron motor sürücüleridir. Eviriciler Şekil 2.1’de gösteriliği gibi evirici bacaklarından oluşur. Tek fazlı bir evirici iki evirici bacağından meydana gelirken üç-fazlı bir eviricide ise üç evirici bacağı yer almaktadır. Evirici bacağında kullanılan yarı iletken elemanların tüm anahtarlama olasılıkları ve sonuçları Tablo 2.1’de verilmiştir. Bu durumda bir evirici bacağında aynı anda iki anahtar iletimde tutulamaz, aksi takdirde DA kaynağı anahtarlar üzerinden kısa devre olacağından evirici devresi zarar görecektir. Bu durumun istem dışı olmasını engellemek için aynı bacadaki anahtarlara birbirlerine ters yönde olacak şekilde sürme işareti uygulanır. Ayrıca, anahtarların kesime girme süreleri göz önünde bulundurularak kısa bir süre de olsa anahtarların aynı anda iletimde kalmalarını engellemek için sürme işaretleri arasına bir gecikme uygulanır [3].



Şekil 2.1 Evirici bacağı

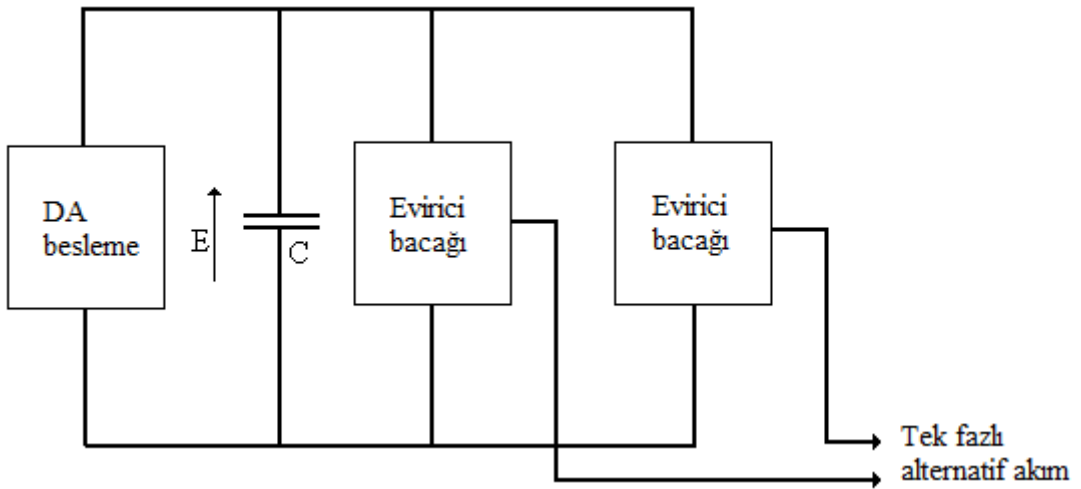
Tablo 2.1 Bir bacağıın anahtarlama durumları

Anahtarlanan Elemanlar	I	V _x	İletimdeki Elemanlar
Q1	+	E	Q1
Q1	-	E	D1
Q2	+	0	D2
Q2	-	0	Q2
Hiç biri	+	0	D2
Hiç biri	-	E	D1
Her ikisi	BNG	N	!

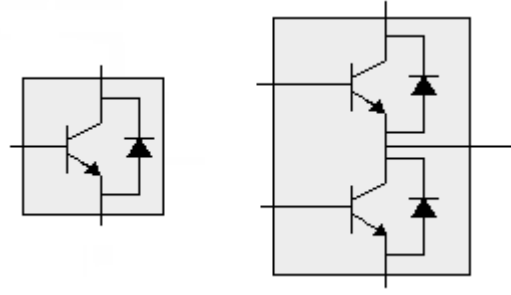
2.1 Tek-Fazlı Eviriciler

Aşağıdaki evirici devresi aynı zamanda istenildiğinde kontrol algoritması değiştirilerek dört bölgeli DA kaynağı olarak da kullanılabilir ($\pm V$, $\pm I$ dört bölge olarak adlandırılır). Dört bölgeli DA kısıcısı, H-köprü, ya da anahtarlama kuvvetlendiricisi olarak da adlandırılır. Bu kısıcılar yüksek performanslı DA motor sürücülerinde kullanılır. Bu tip devrelerin çok yaygınca kullanılmasından dolayı bir çok yarıiletken üreticileri modül olarak anahtar üretirler.

Üreticiler IPM'ler de (Intellegent Power Modules – Akıllı Güç Modülleri) üretirler. Bu modüller içeriğinde güç anahtarlarıyla birlikte sürme ve koruma devrelerini de içerir [4].



Şekil 2.2 Tek fazlı evirici yapısı

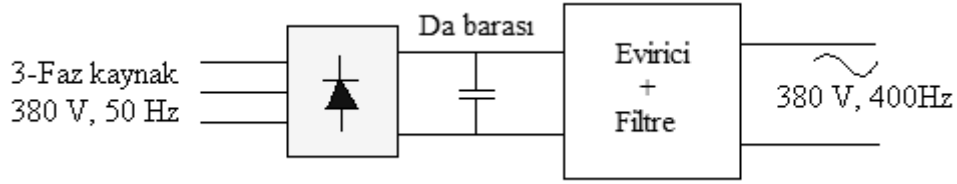


Şekil 2.3 Anahtar Modülleri

2.1.1 Tek-Fazlı Eviricilerin Uygulama Alanları

Statik Frekans Değiştiricileri (SFC):

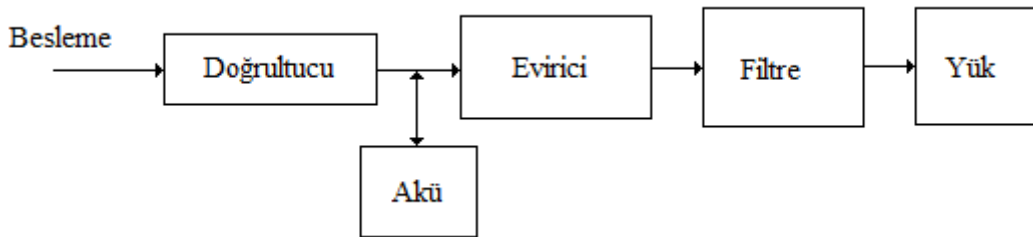
Küçük iş yerlerinde değişken hız elde etmek için kullanılır [5]. Üç-fazlı veya tek-fazlı sabit genlik ve frekanslı şebekeden 0-400 Hz arasında çıkış frekansları ve 0-380 V arasında çıkış genlikleri bu eviricilerle elde edilebilir. Bu tip bir evirici sisteminin blok diyagramı Şekil 2.4’de gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Statik frekans değiştiricisi

UPS (Kesintisiz Güç Kaynakları):

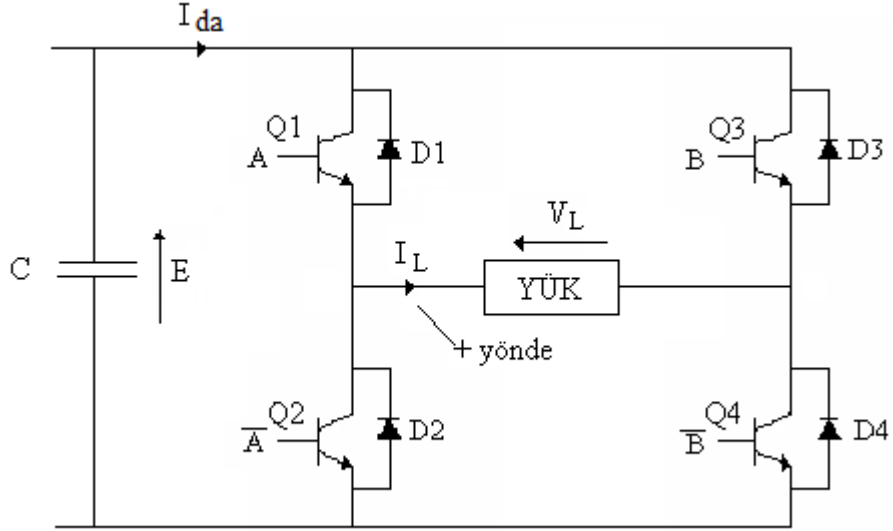
Önemli araç ve gereçler (kritik yükler) için kullanılır [6]. Yani enerji kesildiğinde cihazın çalışması UPS’ler sayesinde devam eder. Kritik yükler olarak masa üstü bilgisayarlar, ameliyathanede çalışan elektrikli cihazlar, bilgi işlem merkezleri sayılabilir. Tek fazlı bir kesintisiz güç kaynağının blok şeması aşağıda gösterilmiştir. Bu tip UPS on-line UPS olarak adlandırılır. Çünkü kritik yük her zaman eviriciden beslendiği için kesinti olması durumunda yük hiçbir zaman kesintiyi hissetmeyecektir.



Şekil 2.5 Tek fazlı bir kesintisiz güç kaynağının blok şeması

2.1.2 Tek-Fazlı Eviricinin Çalışması

Evirici devre yapısında anahtar olarak transistör sembolü kullanılmış olsa dahi bu anahtarlar herhangi bir kontrollü yarı-iletken anahtar olabilir. Evirici sabit bir DA gerilim kaynağından beslenmekte olup bu gerilim E değerine sahiptir.



Şekil 2.6 Tek fazlı evirici

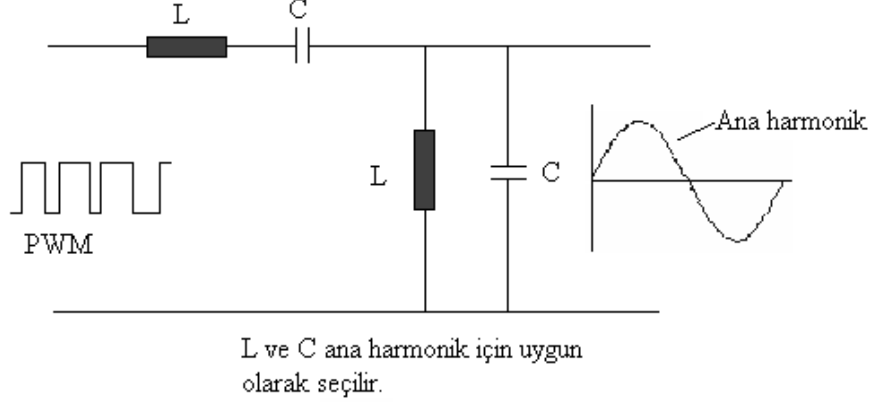
$$I_{DA}=0 \text{ veya } I_{DA}= | I_L |$$

Tablo 2.2 İki bacağına anahtarlama durumları

Anahtarlanan Anahtarlar	I_L 'nin yönü	İletimdeki Anahtarlar	V_L	I_{DA} 'nin yönü
Q1 Q4	+	Q1 Q4	E	+
Q1 Q4	-	D1 D4	E	-
Q2 Q3	+	D2 D3	-E	-
Q2 Q3	-	Q2 Q3	-E	+
Q1 Q3	+	D3 Q1	0	0
Q1 Q3	-	D1 Q3	0	0
Q2 Q4	+	D2 Q4	0	0
Q2 Q4	-	Q2 D4	0	0

Devre yüke +E, -E veya 0 voltu transistör bazlarını anahtarlama sağlayabilir. Evirici çıkış gerilimi V_L 'nin $\pm E$ ve 0 olduğu zamanı yüksek frekansta modüle ederek,

Ana çıkışın genliği, modülasyon işaretinin genliği değiştirilerek kontrol edilebilir. Bu Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) olarak adlandırılır. Yukarıdaki kare dalga şeklinden, ana harmonik bileşeninin elde edilmesi için filtreler kullanılabilir.



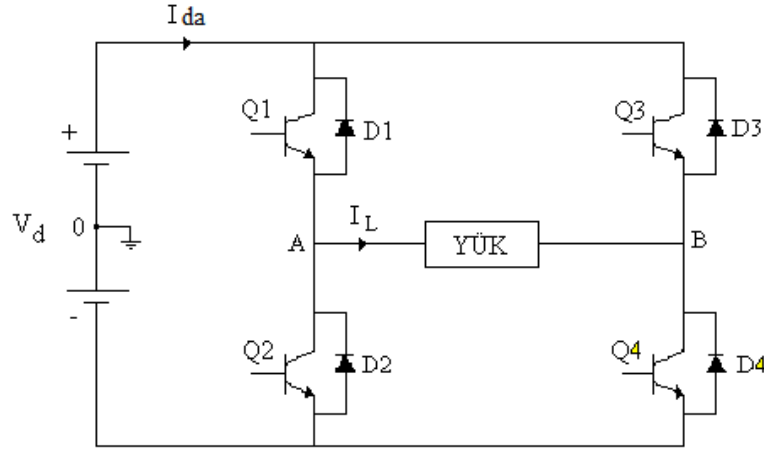
Şekil 2.9 Filtre devresi

Eviricilerde genelde yük indüktiftir. Yük indüktansı alçak geçiren filtre gibi davranır. Bu durumda yük, ekstra filtreye ihtiyaç duymaksızın evirici çıkışını filtre edebilir. Sonuçta yük akımı sinüsoidale yakın bir dalga şekline sahip olur.

2.2 Tek-Fazlı Köprü Gerilim-Kaynaklı Evirici

Transformatörler DA çıkış gerilimi veremez ve transformatör boyutu ve maliyeti, düşük frekanslarda çok büyüktür. Bu evirici devreleri çıkışında bir transformatöre ihtiyaç duymadığından dolayı ayarlanabilir-frekanslı çalışmalar için uygundur. Evirici devresinde transistörler kullanılmıştır ancak temel evirici çalışması kullanılan yarı-iletken elemandan bağımsızdır. Bu yüzden eviricide herhangi bir kontrollü yarı-iletken eleman kullanılabilir. Eviricideki n-p-n transistörleri akımın kolektörden emitere doğru akmasına izin vermekte olup ters paralel bağlı diyotlar ise akımın ters yönde akmasına müsaade eder. Bu diyot yük akımına ters bir akım yolu sağlayarak reaktif yükteki enerjinin evirici üzerinden DA kaynağına geri verilmesine müsaade eder.

Şekil 2.10'daki iki yarım-köprü evirici, ilave anahtarlar kullanılması pahasına da olsa orta-üçlü DA kaynağını elimine eden tek-fazlı tam-köprü bir eviriciye sahip olmak için birleştirilmiştir.



Şekil 2.10 Tek fazlı köprü evirici

2.2.1 Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

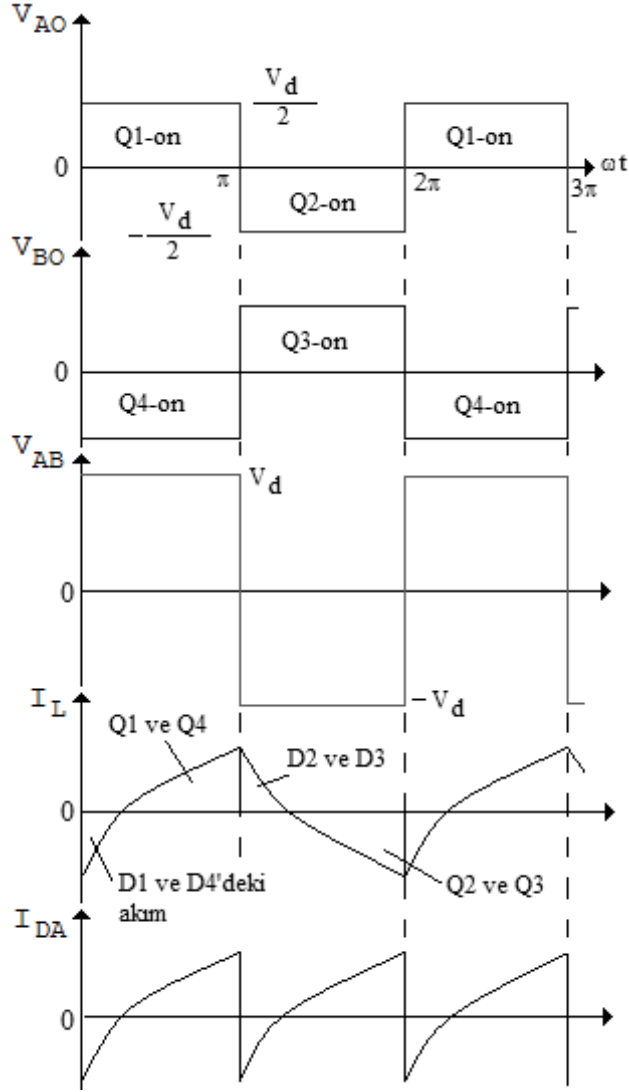
Gerilim Dalga Şekilleri: Şekil 2.10'daki Q1 ve Q2 transistörleri normalde 180° aralıklarla ilettime ve kesime sokulurlar. Elemanlar üzerindeki gerilim düşümlerini ihmal edersek bu yüzden yükün A ucu DA kaynağının ya pozitifine yada negatifine bağlanır. Benzer olarak Q3 ve Q4 anahtarları sırasıyla anahtarlanarak yükün B ucunu DA kaynağının pozitif ve negatif ucuna bağlarlar. Q1 ve Q4 aynı anda ilettiğinde doğru akım kaynak gerilimi V_d , yük uçlarında görünür. Benzer olarak Q2 ve Q3 aynı anda ilettiğinde kaynak gerilimi ters polaritede yüke uygulanır.

Transistörlerin anahtarlama süreleri ihmal edilirse A ve B uçlarındaki gerilimler kare dalga şekline sahip olacaktır. DA kaynağının orta noktasını (0), kullanılmayacak olmasına rağmen, referans noktası olarak almak uygun olacaktır. Bu durumda Şekil 2.11'de V_{A0} ve V_{B0} için $V_d/2$ genlikli kare dalga gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir. Transistörler çapraz çiftler halinde anahtarlandığından dolayı (Q1 ve Q4 aynı anda ilettime ve kesime sokulurken benzer olarak Q2 ve Q3 de aynı anda ilettime ve kesime sokulur) ortaya çıkan yük gerilimi kutup gerilimlerinin farkı şeklinde olacaktır. Böylece çıkış gerilimi,

$$V_{AB} = V_{A0} - V_{B0} \quad (2.3)$$

formülü ile elde edilir ve sonuçta yük gerilimi, V_d genlikli bir kare dalga gerilimi olur. Saf bir rezistif yük durumunda yük akımı gerilimle aynı dalga şekline sahip olacaktır. Bu durumda geri besleme diyotları yük akımının ani olarak yön değiştirebilmesinden dolayı gereksiz olur. V_{AB} Fourier serisine açılırsa;

$$V_{AB} = \frac{4 \cdot V_d}{\pi} \left[\sin\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{9} \sin 9\omega t + \dots \right] \quad (2.4)$$



Şekil 2.11 Tek fazlı evirici dalga şekilleri

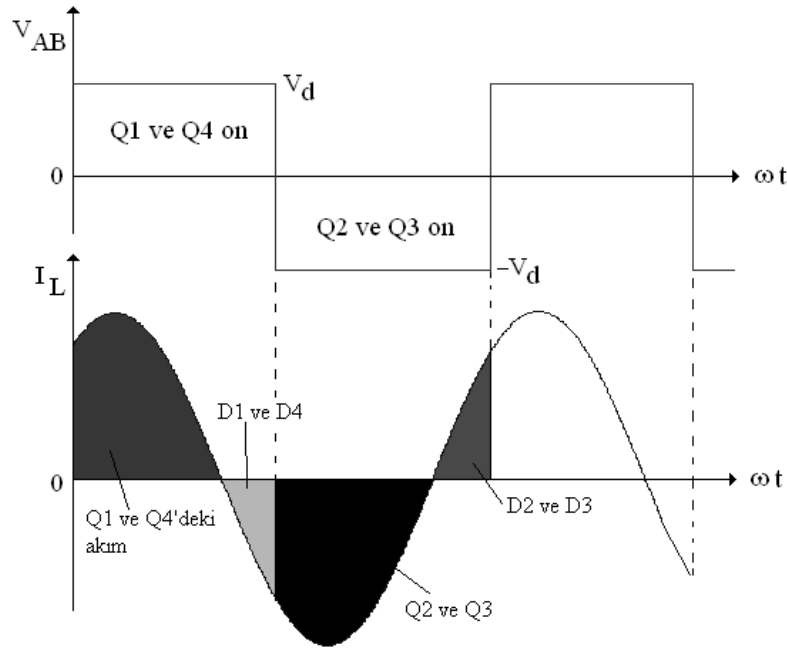
Akım Dalga Şekilleri: Evirici indüktif bir yükü beslerse akım uygulanan gerilimden geride olur. Şekil 2.11'deki I_L akımı kare dalga eviricinin bir R-L yükünü beslemesi durumunda sürekli-durum yük akımı dalga şeklini göstermektedir. Akım exponasiyel şekle sahiptir ve yük gerilimi polaritesini değiştirdikten sonra belli bir süre için yükün ani güç tüketimi akım ve gerilim zıt işaretlere sahip olduğundan dolayı negatif olur. Bu durum indüktif yükte depolanan enerjinin evirici geri besleme diyotları üzerinden DA kaynağına geri verilmesine neden olur. Gerilim ve akımın sıfır geçişleri arasındaki aralıkta ani güç tüketimi negatiftir ve bu da reaktif yük vasıtasıyla AA şebekesine enerjinin geri verildiğini gösterir [1].

Evirici üzerinden enerji geri besleme mekanizması Şekil 2.11'deki I_L yük akımı dalga şeklini referans alarak görülebilir. Bu dalga şeklinde iletimde olan elamanlar

periyodun her bir parçası için gösterilmiştir. Sıfır anında Q2 ve Q3 kesime sokulmuş ve Q1 ile Q4 iletme sokulmuştur. Fakat indüktif yükte oluşturulan yük akımı hali hazırda B'den A'ya doğru belli bir süre için negatif yönde akacaktır. Bu negatif yük akımı D1 ve D4 geri besleme diyotlarından DA kaynağına doğru akarak indüktif yük enerjisini kaynağa geri verir.

Bu yarı periyodun sonrasında yük akımı sıfıra düştüğünde ve yönünü değiştirdiğinde artan bu pozitif akım Q1 ve Q4 transistörlerinden akacaktır. Akımın yön değiştirdiği bu an yüke bağlıdır ve yarı periyotta herhangi bir zamanda oluşabilir. Bundan dolayı transistörler yarı periyot boyunca kapısında sürme işaretlerine sahip olmalıdır. Böylece ihtiyaç duyulduğunda iletme girerek yük akımını üzerine alabilirler. Bununla birlikte sıfır anında D1 ve D4 diyotlarının iletme girmesi yük geriliminin ani olarak yön değiştirmesiyle sonuçlanır.

Yarı periyottan sonra Q1 ve Q4 kesime ve Q2 ve Q3 de iletme sokulur. Pozitif yük akımı D2 ve D3 geri besleme diyotlarından DA güç kaynağına akmaya devam eder ve yük enerjisi bu yarı periyodun başlangıç kısmında tekrar DA kaynağına geri verilir.



Şekil 2.12 Tek fazlı eviricinin kapasitif bir yükü beslemesi durumuna ait yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri

Evirici, çıkış frekansından daha büyük olan rezonans frekanslı sönümsüz seri bir RLC devresi gibi ileri güç faktörlü bir yükü besliyorsa bu durumda yükün enerjisi DA kaynağına geri verilebilir. Bu durumda yük akımı yaklaşık olarak sinüsoidaldir ve yük

gerilimi yön değiştirmeden önce akım yön değiştirir. Şekil 2.12’de gösterildiği gibi gerilimin her bir yarı periyodunun sonunda yük gerilimi ve akımının farklı işaretlere sahip olduğu bir kısım vardır. Bu durumda yükteki enerji geri besleme diyotları vasıtasıyla kaynağa geri verilir. İleri güç faktörlü yük, tranzistör akımının, gerilimin yarı periyodundan önce kendiliğinden sıfıra düşmesine neden olur ve yük akımı yön değiştirerek geri besleme diyotlarından artarak akmaya başlar. Periyodun geri kalan kısmında diyotun ileri yöndeki gerilim düşümü tranzistöre küçük bir ters gerilim uygular. Bu yük koşulu altında tristörün kesime girme kabiliyetine gereksinim duyulmaz ve bu yüzden bu evirici devresinde tranzistörler yerine zorlamalı komütasyon devreleri gerekmeksizin tristörler kullanılabilir. Çünkü tristör akımı sıfır olduktan sonra diyot üzerindeki gerilim düşümü tristöre ters olarak uygulanarak tristörün doğal olarak kesime girmesine neden olur. Bu çalışma durumu, tristör yük komütasyonuna bir örnek olarak verilebilir.

DA Kaynak Akımı: DA kaynak akımının dalga Şekli yük akımına benzer olur. Sadece yük akımında pozitif olarak görünen diyot akımları DA kaynak akımında negatif olarak görünür. Çünkü bu durumda yük akımı kaynağa geri verilir. Ortalama DA kaynak akımı eviriciye verilen ortalama güç ile belirlenir. Evirici hemen hemen kayıpsız olduğu için ortalama DA akım Watt olarak ortalama yük gücü ile orantılı olacaktır.

Evirici motor frenlenirken yada aniden yavaşlarken generatör olarak çalışan bir AA motoru besleyebilir. Bu koşullar altında, eviricinin kare dalga ateşleme sinyalleri her bir evirici anahtarının yarı periyot aralığını halen belirlerken geri besleme diyotlarının iletim aralığı transistörlerin iletim aralığını geçer. Bu anda DA kaynak akımının negatif olmasından dolayı DA bara gerilimi filtre kondansatörünün aşırı şarjından dolayı yükselecektir. Bu durumda DA kaynağına geri verilen regeneratif enerji baradaki frenleme dirençlerinde (breaking resistor) ısı olarak harcanacaktır. Bu enerjinin frenleme direncinde harcanmayıp AA şebekesine geri verilebilmesi için doğrultucu modunda çalışan başka bir evirici kullanmak gerekir.

3. FREKANS VE GERİLİM KONTROLÜ İÇİN YÖNTEMLER

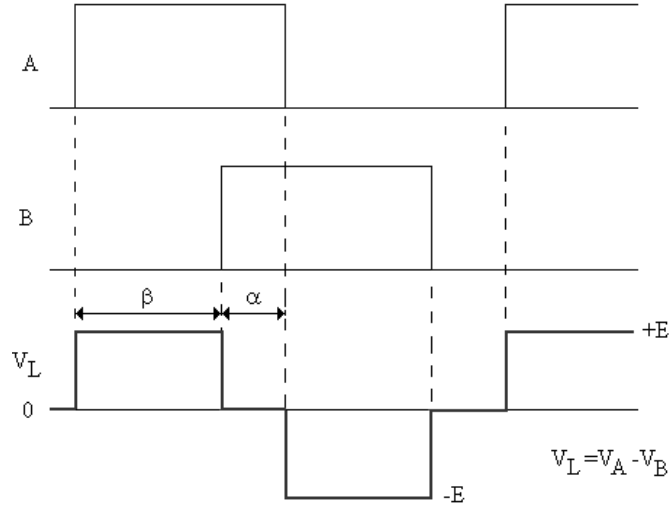
Tek fazlı bir köprü evirici DA bara geriliminin genliğine sahip kare dalga çıkış gerilimi üretir. Bu durumda eviricideki anahtarların diyagonal çiftler halinde anahtarlandığı varsayılmaktadır. Eviricinin çıkış frekansı anahtarların iletimde kaldıkları sürelerin değiştirilmesi ile kontrol edilebilirken çıkış geriliminin efektif değeri ise sabit kalmaktadır. Eviricinin transformatör yada bir motor yükünü beslemesi durumunda evirici frekansının değiştirilmesiyle geriliminin genliğinin de manyetik doyumu önlemek için değiştirilmesi gerekir [2].

Şekil 2.11’de gösterilen V_{AB} çıkış geriliminin genliğinin değişebilmesi için DA kaynak geriliminin ortalama değerini değiştirmek gerekir. Bu da ancak ya evirici girişine kontrollü bir doğrultucu bağlayarak ya da DA barasına DA kıyıcısı bağlayarak mümkün olabilir. Kontrollü doğrultucunun α tetikleme açısı ya da DA kıyıcısının d görev periyodu ayarlanarak evirici girişindeki DA gerilimi regüle edilir. Böylece evirici çıkış geriliminin efektif değeri kontrol edilmiş olunur. Ancak bu çözüm, ilave kontrollü anahtarların (doğrultucuda diyot yerine tristörün bulunacak olması ya da ilave DA kıyıcı devresinin bulunması) kullanılmasını gerektireceğinden dolayı ekonomik olmayacaktır. Bunun yerine evirici anahtarlarının kontrol algoritması değiştirilerek çıkış frekansının değişiminin yanında çıkış geriliminin genliğinin değiştirilmesi mümkün olur.

3.1. Kısmi-Kare Dalga Yöntemi

Bu yöntemde Tablo 2.2’de kullanılmayan diğer anahtarlama durumları kullanılarak çıkış geriliminde sıfır durumları elde edilir. Eviricideki bacalarının her ikisi arzu edilen frekansta bir kare dalga ile anahtarlanır. Çıkıştaki ana harmoniğin genliğini ayarlamak için iki kare dalga arasına 0° ile 180° arasında bir faz kayması konur. Böylelikle çıkış geriliminin efektif değeri sıfır ile maksimum değerinde ayarlanır. Q1 anahtarına Şekil 3.1’de gösterilen A sinyali uygulanırken Q3 anahtarına ise bir β faz kaymasına sahip B sinyali uygulanır. Sırasıyla Q2’ye A’nın tersi uygulanırken Q4’e ise B’nin tersi uygulanır. Bu durumda V_L gerilim dalga şekli Fourier serisine açılırsa ana bileşenin tepe değeri aşağıdaki şekilde bulunur.

$$\hat{V}_L = \frac{4E}{\pi} \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) = \frac{4E}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3.1)$$



Şekil 3.1 Kısmi kare dalga metoduna ait dalga şekilleri

Böylece istenen genliğe bağlı olarak Denklem 3.1'e göre eviricideki anahtarlar arasındaki faz kayması ayarlanır.

3.2 Darbe Genişlik Modülasyon (PWM) Yöntemi

Tek Fazlı köprü eviriciler için PWM'in iki temel şekli vardır.

3.2.1 İki Seviyeli PWM

Bu yöntemde Tablo 2.2'de verilen çıkış durumları için sadece +E (Q1 ve Q4 on) ve -E (Q2 ve Q3 on) durumları kullanılır. Anahtarlama işaretlerinin elde edilmesi tek fazlı değişken frekans ve gerilim göz önüne alınarak yapılır. En basit yöntem doğal örnekleme tekniğidir.

Eviricide kullanılan anahtarların sürme işaretleri Şekil 3.3'de gösterildiği gibi modülasyon sinyalinin üçgen bir forma sahip olan taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılmasıyla elde edilir. Karşılaştırıcının çıkışı doğrudan Şekil 3.2'de gösterilen eviricideki Q1-Q4 anahtarlarına uygulanırken bu sinyalin inversi ise Q2-Q3 anahtarlarına uygulanır. Bu kontrol yöntemine ait üç önemli tanım mevcuttur. Bunlar;

Modülasyon indexi:

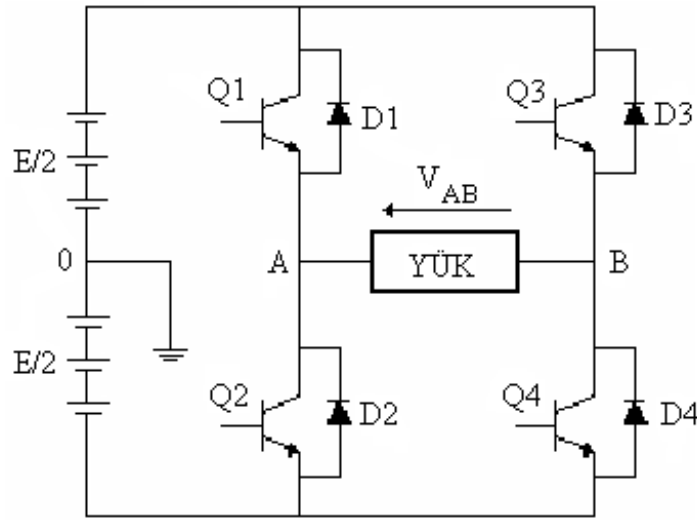
$$M_1 = \frac{\text{Modülasyon bileşenin tepe değeri}}{\text{PWM dalganın tepe değeri}} \quad (3.2)$$

Modülasyon derinliği:

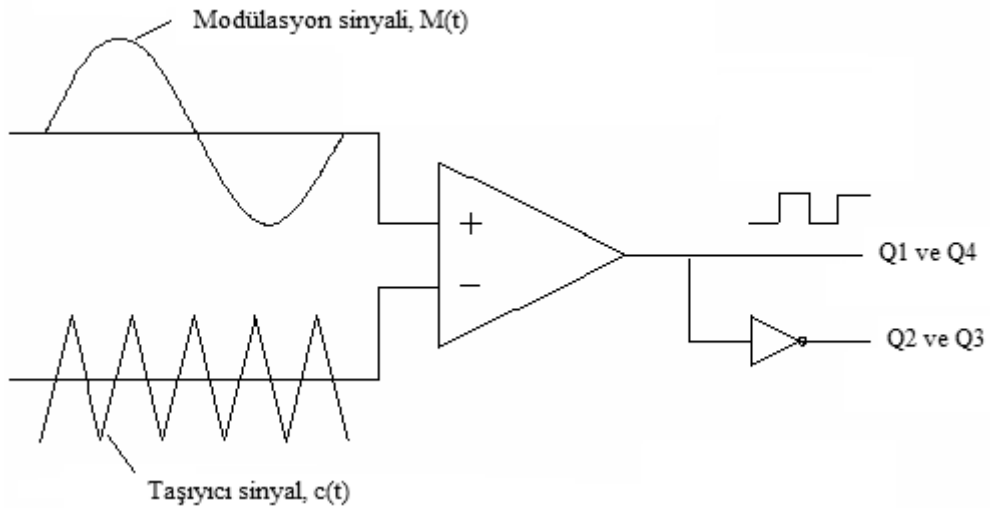
$$M_d = \frac{M(t)\text{'nin tepe değeri}}{C(t)\text{'nin tepe değeri}} \quad (3.3)$$

Frekans oranı:

$$f_c/f_m \quad (3.4)$$



Şekil 3.2 Tek fazlı köprü evirici



Şekil 3.3 Doğal örnekleme ile iki seviyeli pwm'in elde edilmesi

Burada frekans oranı tam sayı ise sistem senkron dur denir. Aksi halde sistem asenkron olur. Doğal örneklemede $M_1 = M_d$ 'dir. Lineer bölgede (çıkış geriliminin genliğinin modülasyon indeksi ile lineer olarak değiştiği bölge) çalışabilmek için $M_d < 1$ tutulur. Eviriciden PWM dalga şeklinde değişken bir modülasyon frekans bileşeni elde etmek için,

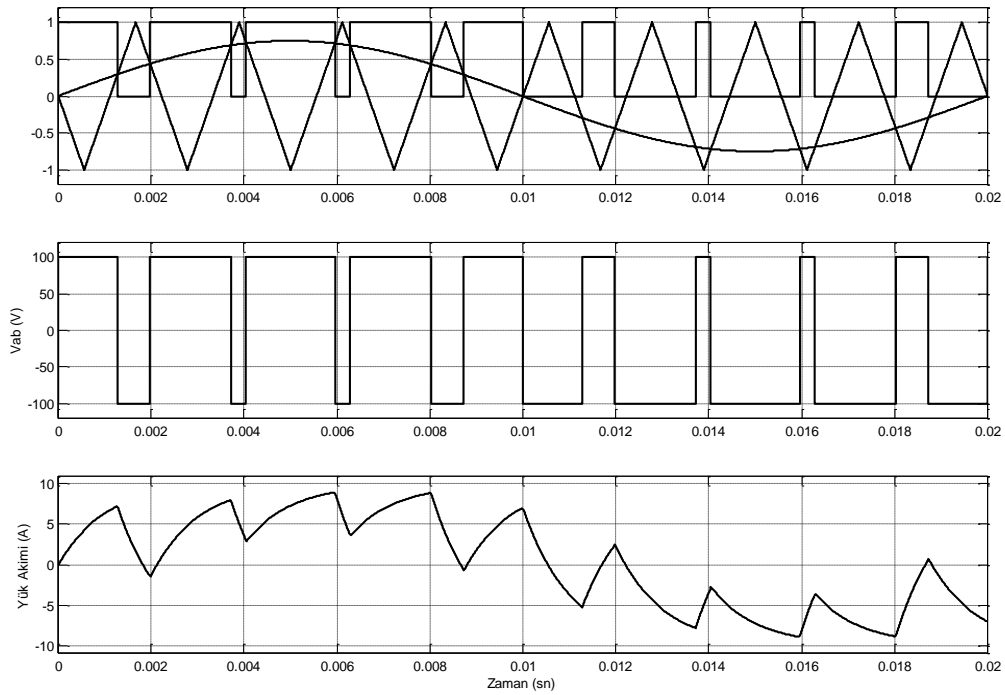
$c(t)$ sabit genlikte tutularak $M(t)$ 'nin genliği değiştirilir. Modülasyon frekansı da $M(t)$ 'nin frekansı değiştirilerek kontrol edilir. Böylece evirici çıkışında değişken frekans ve genlik elde edilir.

PWM Dalgaının Spektrumu:

Bu yöntemin uygulanmasında evirici çıkışında elde edilecek PWM gerilim dalga şekli, modülasyon frekansı bileşeninden (yani arzulanan frekanstan) ve taşıyıcı frekans ve o frekansın katlarından oluşan harmonik bileşenlerinden oluşacaktır. Bu frekanslar;

- f_c
- $f_c \pm 2 f_m$ $2f_c \pm f_m$ $3f_c$
- $f_c \pm 4f_m$ $2f_c \pm 3f_m$ $3f_c \pm 2f_m$ v.s
- v.s v.s v.s

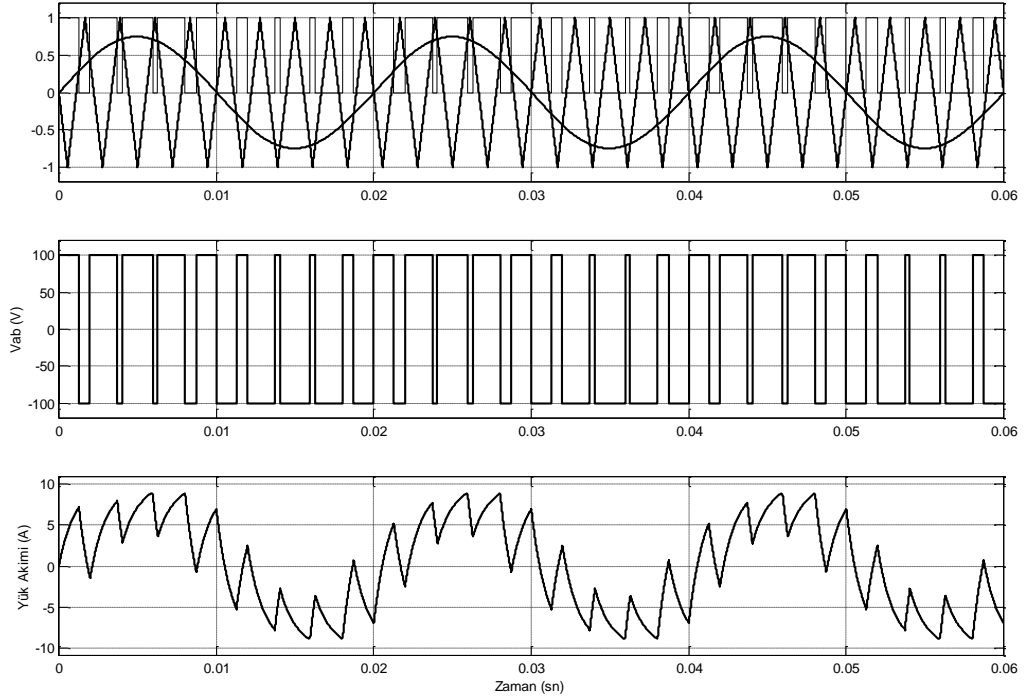
şeklindedir.



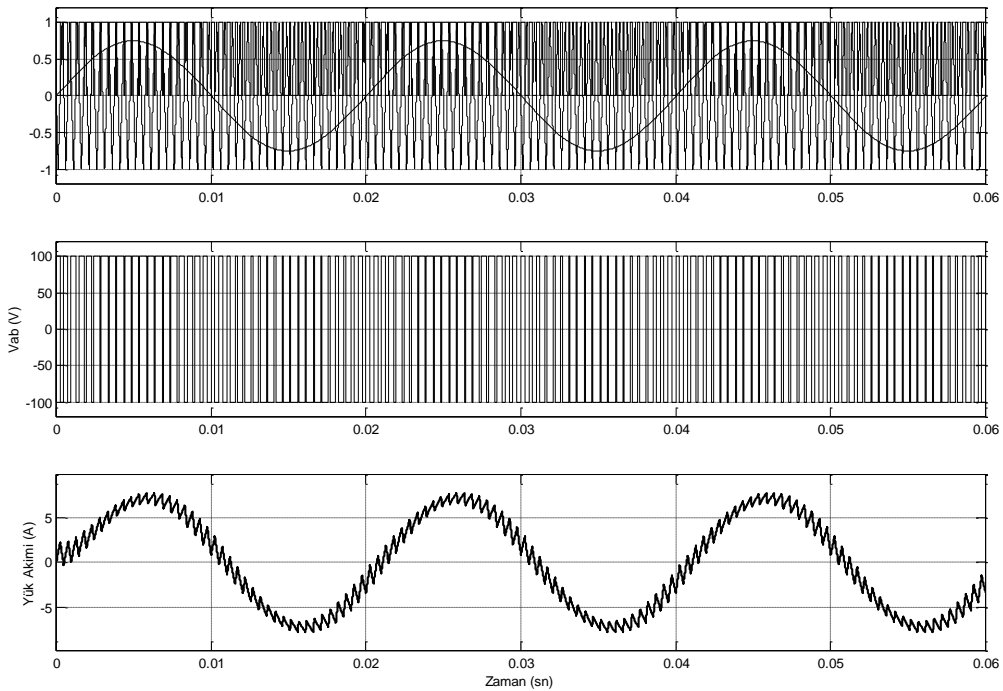
Şekil 3.4 İki seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Bir çıkış periyodu için)

İki seviyeli PWM için 9 frekans oranı ve 0.75 modülasyon indeksi için elde edilen dalga şekilleri Şekiller 3.4 ve 3.5'de gösterilmiştir. Evirici çıkışındaki yük bir R-L yüküdür. Şekillerden de görüldüğü üzere evirici çıkış gerilimi $+E$, $-E$ arasında değişen iki

seviyeli bir kare dalga şekline sahip olup bir çıkış periyodunda frekans oranı olan 9 darbeye sahiptir. Yük akımı ise kısmi kare dalga yönteminden elde edilen akımla kıyaslandığında daha sinüsoidal bir forma sahip olduğu görülmektedir. Şekil 3.5’de ise aynı sonuçlar akımın daha iyi görülebilmesi için üç çıkış periyodu için verilmiştir.



Şekil 3.5 İki seviyeli PWM’e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Üç çıkış periyodu için)



Şekil 3.6 İki seviyeli PWM’e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Üç çıkış periyodu ve yüksek anahtarlama frekansı için)

Şekil 3.6’da gösterilen sonuçlar ise aynı yük koşulu ve modülasyon indeksi için fakat 21 frekans oranı için alınmıştır. Görüldüğü gibi anahtarlama frekansı arttıkça ana harmoniğe en yakın olan harmonik bileşenler ana harmonikten uzaklaştığı için yükün alçak geçiren filtre etkisi artmakta ve çıkışta daha kaliteli bir akım dalga şekli elde edilmektedir.

3.2.2 Üç Seviyeli PWM

İki seviyeli PWM sıfır volt gerilim koşulunu kullanmaz. Çıkış gerilimi sadece $\pm E$ ’den oluşur. Eğer çıkışta $\pm E$ ve 0 volt elde edilirse bu durumda çıkışta daha iyi bir sonuç elde edilir. Çıkış geriliminin üç seviyeye sahip olmasından dolayı bu yöntem üç seviyeli PWM olarak adlandırılır. V_{Ao} ve V_{Bo} ’ın her ikisi de iki seviyeli PWM dalga şekline sahiptir ve daha önce bahsedildiği gibi iki seviyeli PWM’deki aynı genlik spektrumuna sahiptir. Bununla birlikte V_{Ao} ve V_{Bo} ’daki bazı bileşenler aynı fazda bazıları da 180° faz farklıdır. V_{AB} uçlarında sadece faz bileşenlerinin dışında kalan işaretler görülür. Aynı fazdaki bileşenler ise görülmez. Aynı fazdaki bu bileşenler:

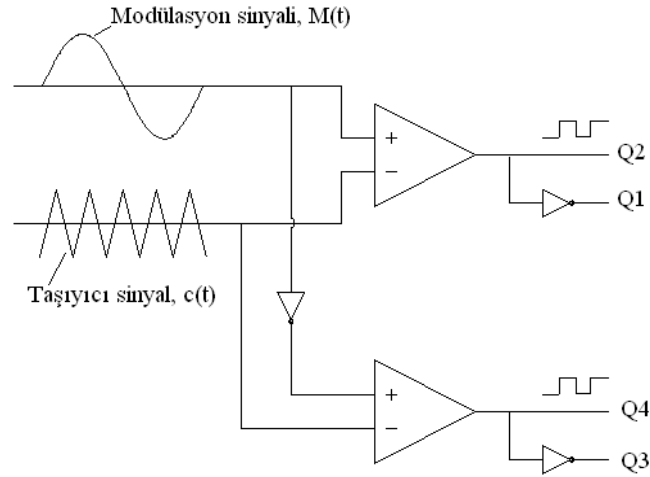
- f_c $f_c \pm 2f_m$ $3f_c$
- $f_c \pm 4f_m$ $3f_c \pm 2f_m$ v.s
- $3f_c \pm 4f_m$

Faz dışındaki bileşenler ise V_{AB} ’de görülür. Bu bileşenler:

- f_m $2f_c \pm f_m$
- $2f_c \pm 3f_m$ v.s

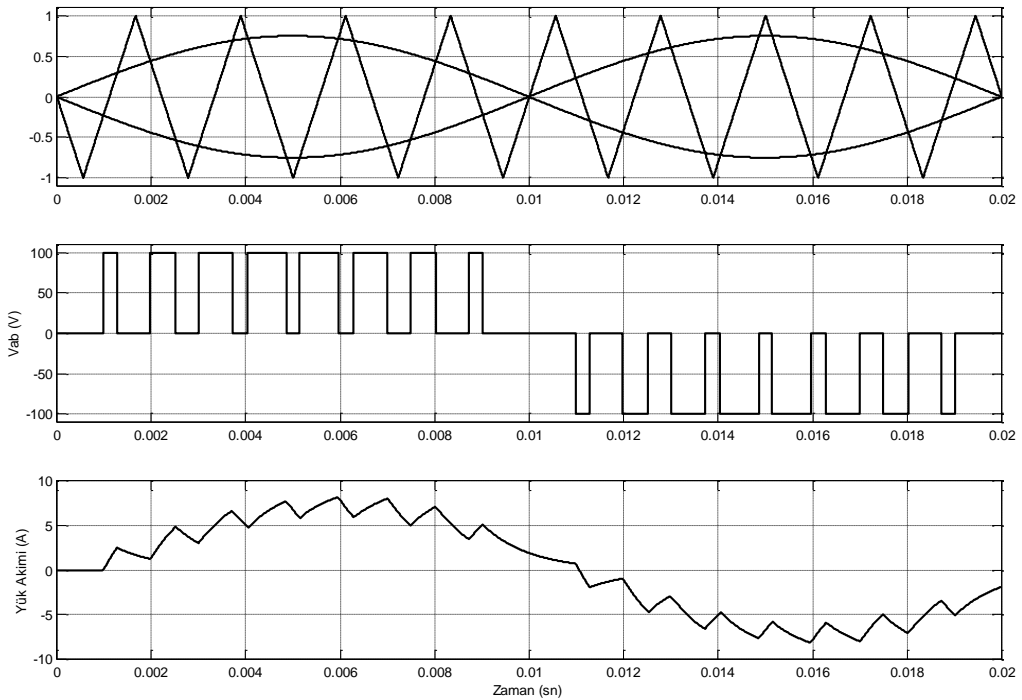
Üç seviyeli PWM yöntemi verilen bir taşıyıcı frekans için çıkışta iki seviyeli PWM’e göre daha iyi bir spektrum üretir. Çünkü ana harmonik dışındaki harmonikler yarı yarıya azalır ve ana harmoniğe en yakın harmonikler ise taşıyıcı frekansın iki katında olur.

Analog olarak üç seviyeli PWM’i elde etmek için Şekil 3.7’deki devre kullanılır. Bu teknik ile Şekil 3.2’de gösterilen evirici devresindeki her bir anahtarın sürme işareti ayrı olarak üretilir. Q1 ve Q2 anahtarlarının sürme işaretlerini elde etmek için modülasyon sinyali ile taşıyıcı sinyal karşılaştırılarak çıkış ve çıkışın inversi aynı bacakta bulunan Q1 ve Q2 transistörlerine uygulanır. Benzer olarak diğer bacakta bulunan Q3 ve Q4 anahtarları için de sürme sinyalleri modülasyon sinyalinin inversi ile taşıyıcı sinyal karşılaştırılarak elde edilir. Böylelikle gerek üst taraftaki gerekse alt taraftaki anahtarların iletimde olduğu bölgeler ortaya çıkar. Bu durumda çıkış gerilimi sıfır olacağından (boşluk çalışma) yük gerilimi uçlarında üçüncü seviye olarak sıfır seviyesi elde edilir.

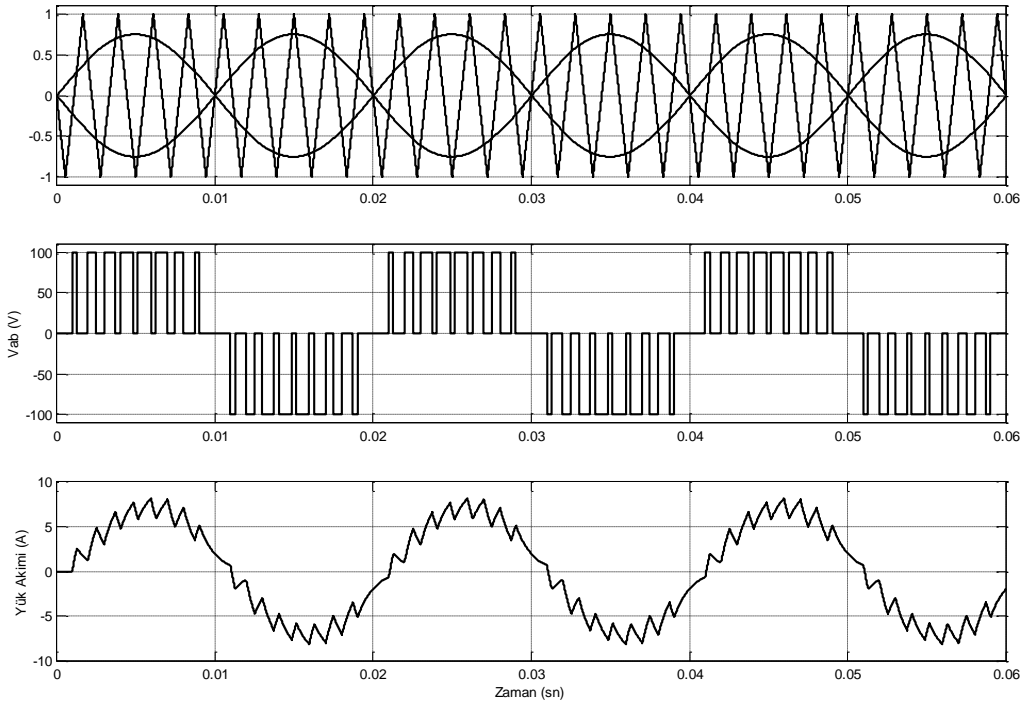


Şekil 3.7 Doğal örnekleme ile üç seviyeli PWM'in elde edilmesi

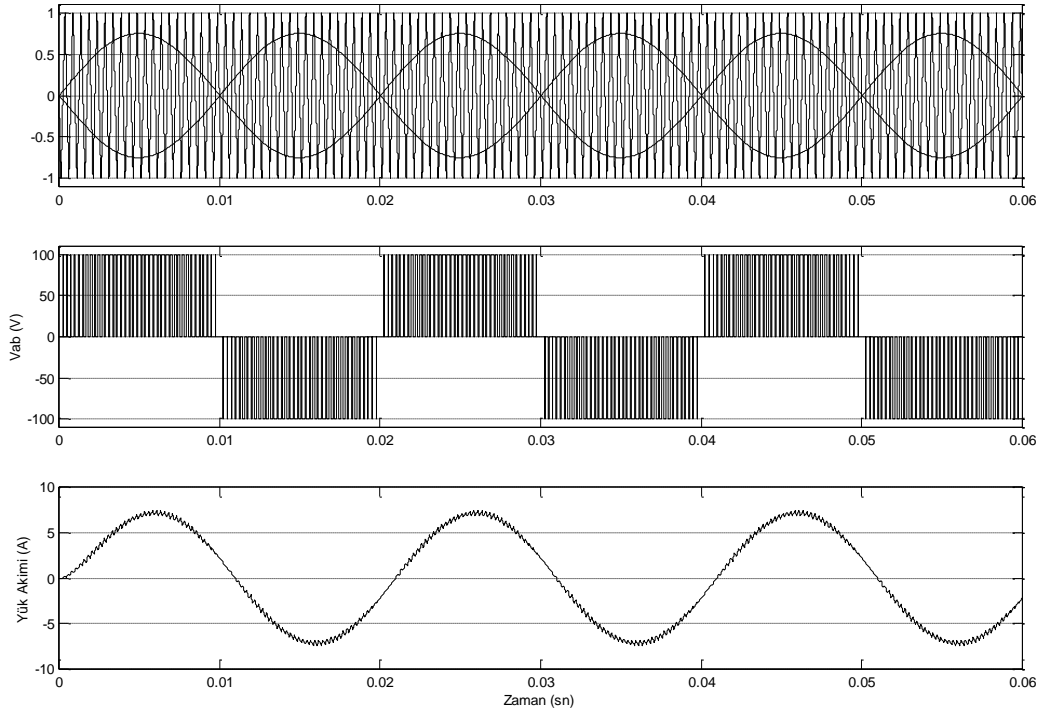
Bir kıyaslama yapabilmek için üç seviyeli PWM'in dalga şekillerinin elde edildiği benzetim koşulları yukarıda verilen iki seviyeli PWM'deki koşullarla aynı tutulmuştur. Şekil 3.8 modülasyon sinyali, taşıyıcı dalga, R-L yük akımı ve evirici çıkış gerilimini göstermektedir. Görüldüğü gibi çıkış geriliminde üç seviye bulunmakta olup bu yüzden yük akım dalga şekli Şekil 3.4'de iki seviyeli PWM için gösterilen dalga şekline çok daha iyidir ve sinüsoidal forma çok daha yakındır. Bu da üç seviyeli PWM'nin avantajını göstermektedir. Şekil 3.9'da ise aynı sonuçlar görsellik açısından üç çıkış periyodu için çizdirilmiştir.



Şekil 3.8 Üç seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Bir çıkış periyodu için)



Şekil 3.9 Üç seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Üç çıkış periyodu için)

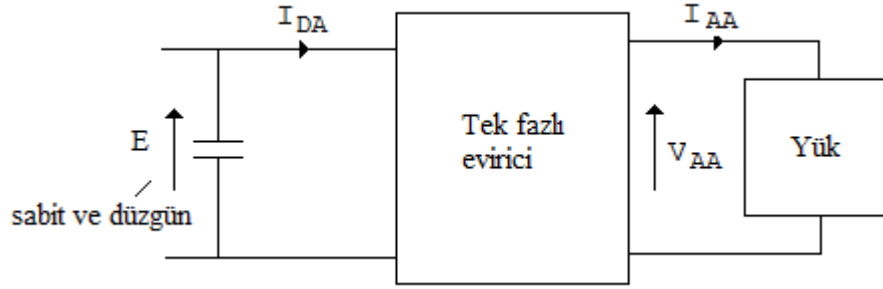


Şekil 3.10 Üç seviyeli PWM'e ait kontrol, yük gerilimi ve akımı dalga şekilleri (Üç çıkış periyodu ve yüksek anahtarlama frekansı için)

Şekil 3.10'da verilen sonuçlar frekans oranı 21 için alınmıştır ve Şekil 3.6'daki iki seviyeli PWM ile aynı çalışma şartlarına sahiptir. Yük akımından görüleceği gibi R-L yükü yüksek frekanslı harmoniklerin hemen hemen tamamını filtreleyerek yük akımı neredeyse sinüsoidal bir şekle sahip olmuştur.

3.3 AA ve DA Tarafındaki Harmonikler Arasındaki İlişki

Eviricinin giriş (DA) tarafı ile çıkış (AA) tarafındaki harmoniklerin ve bu harmoniklerin birbirleriyle etkileşimini incelemek için Şekil 3.11’de gösterilen devre ele alınabilir.



Şekil 3.11 Tek fazlı eviricinin harmonik analizine ait blok diyagramı

Eviricilerde bir enerji depolanmasının ve herhangi bir kaybın olmadığını varsayarsak giriş gücü ile çıkış gücü birbirine eşit olacaktır.

$$E(t)i_{DA}(t) = V(t)i_{AA}(t) \Rightarrow i_{DA}(t) = \frac{V(t)i_{AA}(t)}{E(t)} \quad (3.5)$$

E'nin sabit olduğunu varsayarsak; $i_{DA}(t)$ 'nin frekans spektrumu, $V(t)*i_{AA}(t)$ 'nin E sabiti ile skalalanmış frekans spektrumu ile aynı olacaktır. Genel olarak $V(t)$ ve $i(t)$, ana bileşen artı harmonik serileri cinsinden yazılabilir (yani Fourier Serisi) [7-8]:

$$V(t) = \sum_{N=1}^{\infty} V_N \sin(N\omega t + \phi_N) \quad (3.6)$$

ve

$$i_{AA}(t) = \sum_{M=1}^{\infty} I_M \sin(M\omega t + \phi_M) \quad (3.7)$$

Bu yüzden;

$$i_{DA}(t) = \sum_{N=1}^{\infty} \sum_{M=1}^{\infty} \frac{I_M V_N}{E} \sin(N\omega t + \phi_N) \sin(M\omega t + \phi_M) \quad (3.8)$$

$$i_{DA}(t) = \sum_{N=1}^{\infty} \sum_{M=1}^{\infty} \frac{I_M V_N}{2E} \{ \cos[(N-M)\omega t + \phi_N - \phi_M] - \cos[(N+M)\omega t + \phi_N + \phi_M] \} \quad (3.9)$$

Bu sonuç, AA taraftaki her bir gerilimin harmoniği AA taraftaki her bir akım harmoniği ile etkileşime girerek, $(N+M)$ toplam ve $(N-M)$ fark frekanslarda doğru akımda iki bileşen ürettiğini göstermektedir. Aynı frekanstaki akımlar ve gerilimler arasındaki etkileşim, DA akımda; DA bileşen ve iki kat frekansta $(2N)$ bir bileşen üretir. Bu da tek

fazlı bir eviricinin DA barasında neden çok büyük ikinci harmonik akımının mevcut olduğunu açıklamaktadır (AA tarafındaki akım ve gerilimin ana bileşenleri arasındaki etkileşimden dolayı (N=M=1)).

Sistemdeki aktif güç akışının, DA geriliminin sabit olmasından dolayı sadece DA bara akımındaki DA bileşeninden dolayı oluştuğunu not etmek gerekir. Bu durum sadece AA tarafında aynı frekanstaki akım ve gerilim bileşenleri arasındaki etkileşimden ortaya çıkmaktadır. AA tarafında farklı frekanslardaki (N≠M) akım ve gerilim bileşenleri arasındaki etkileşim, eviricinin DA ve AA tarafları arasındaki enerji osilasyonundan sorumlu DA tarafında iki harmoniğe neden olur. Bu durumda net enerji akışı yoktur. Çünkü;

$$P = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} V_N I_M \sin(N\omega t + \varphi_N) \sin(M\omega t + \varphi_M) dt = 0 \quad N \neq M \quad (3.10)$$

$$P = \frac{V_N I_M}{2} \cos(\varphi_N - \varphi_M) = \frac{V_N I_M}{2} \cos(\gamma_N) = V_N(\text{rms}) I_M(\text{rms}) \cos(\gamma_N) \quad N = M \quad (3.11)$$

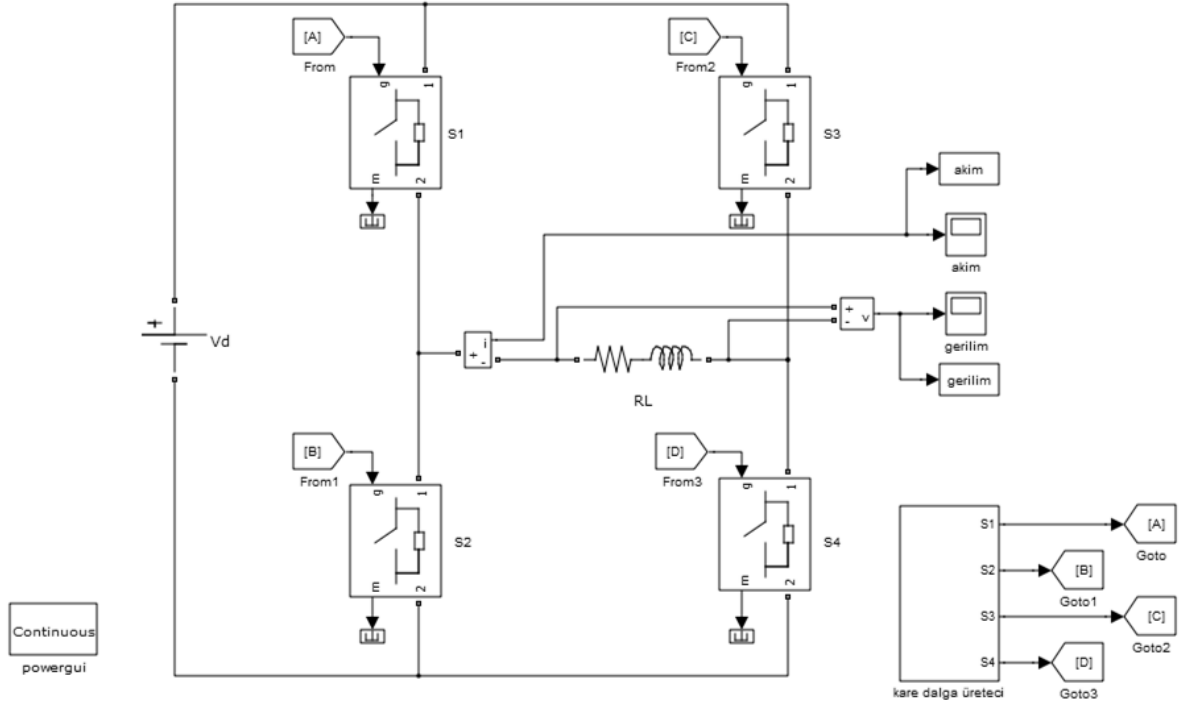
Burada γ_N , N. harmonik frekansındaki yükün faz açısıdır.

4. TEK FAZLI EVİRİCİNİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

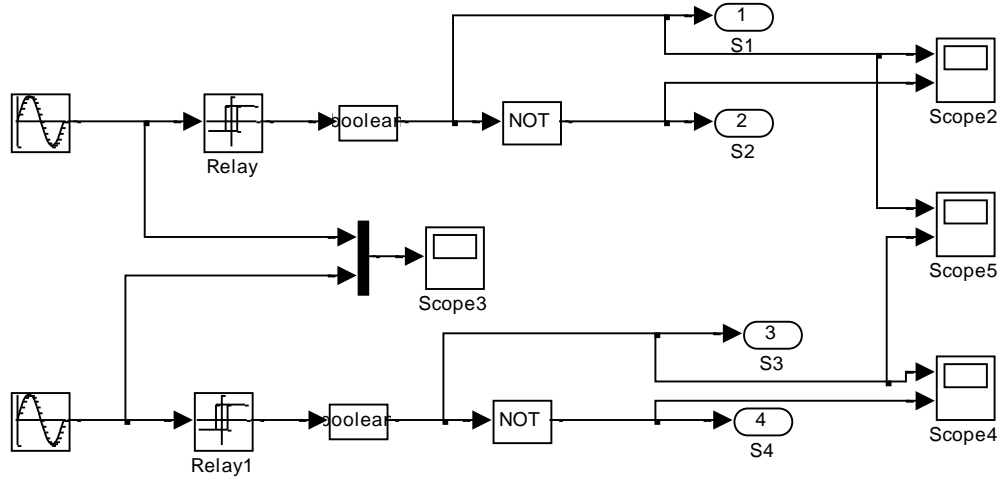
Kısmi kare dalga ve darbe genişlik modülasyon teknikli eviricilerin benzetimleri Matlab/Simulink kullanılarak yapılmıştır [9].

4.1 Kısmi Kare Dalga Modülasyon Algoritması Kullanan Tek Fazlı Evirici

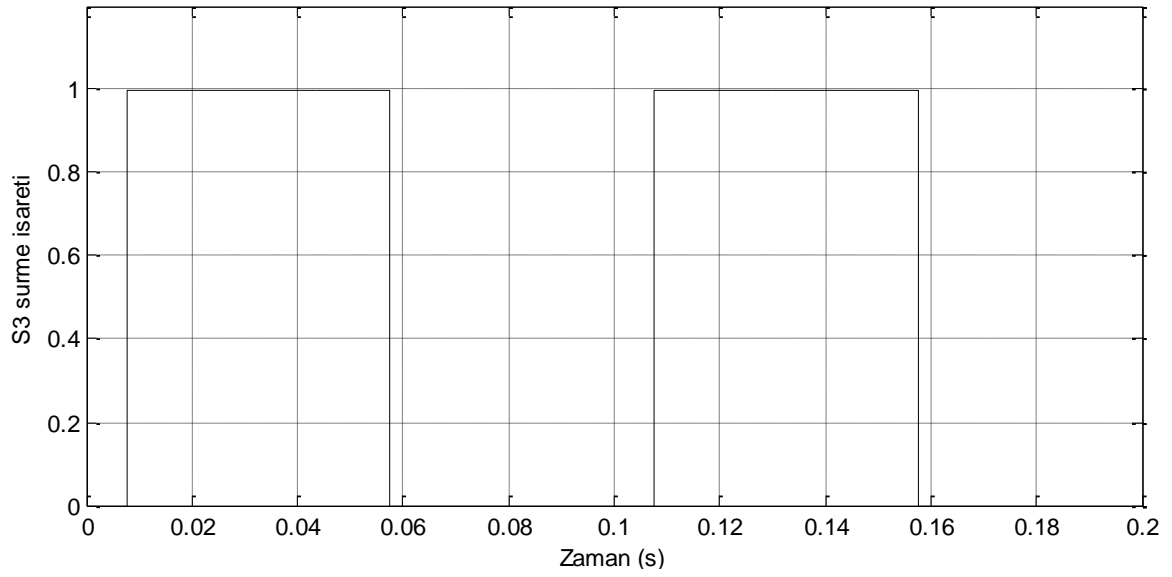
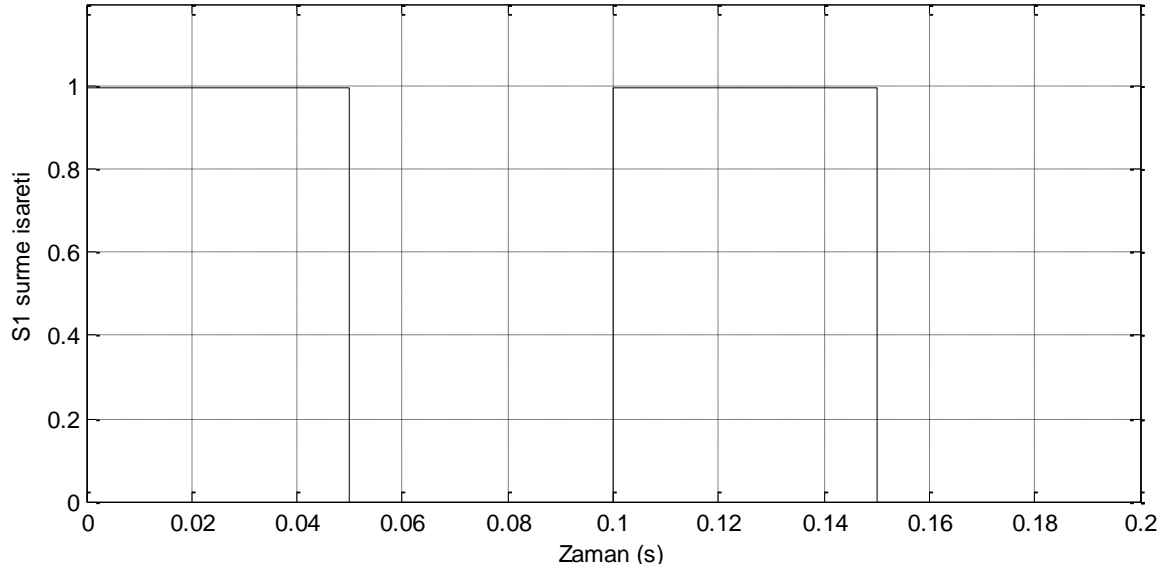
İlk olarak gerilim-frekans kontrolü için kısmi kare dalga yönteminin benzetimi yapılmıştır. Şekil 4.1’de tek fazlı eviricinin Simulink modeli gösterilmiştir. Modeldeki anahtarlar ideal alınmıştır. Evirici çıkışına ise kendi arasında seri olarak bir R-L yükü bağlanmıştır. Yük direnci 1Ω , yük indüktansı ise 10 mH seçilmiştir. Eviriciyi besleyen DA kaynağının değeri ise 300 V ’tur.



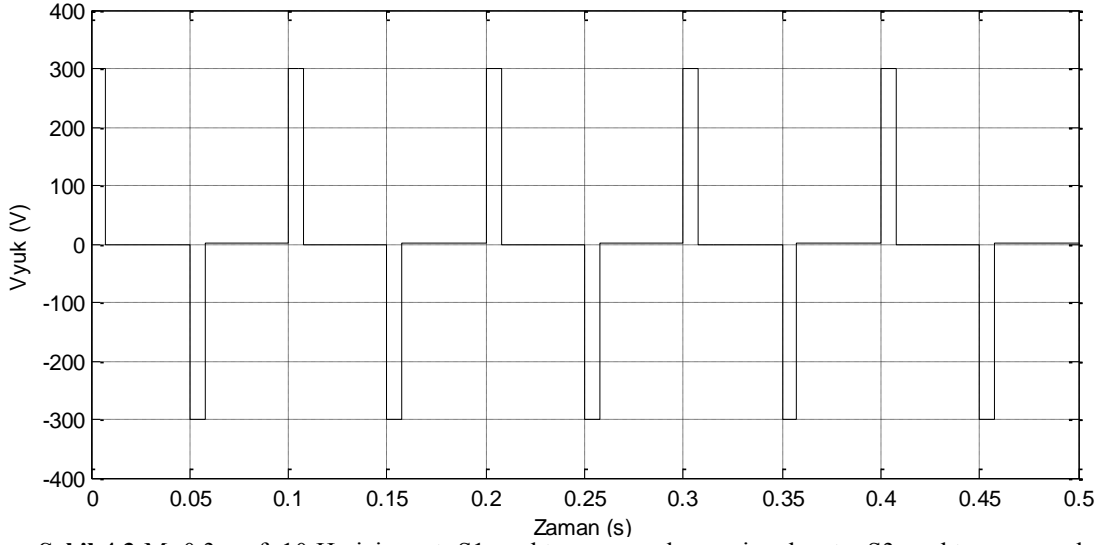
Şekil 4.1 Tek fazlı eviricinin Matlab/Simulink modeli



Şekil 4.2 Kare dalga üreticinin Matlab/Simulink modeli

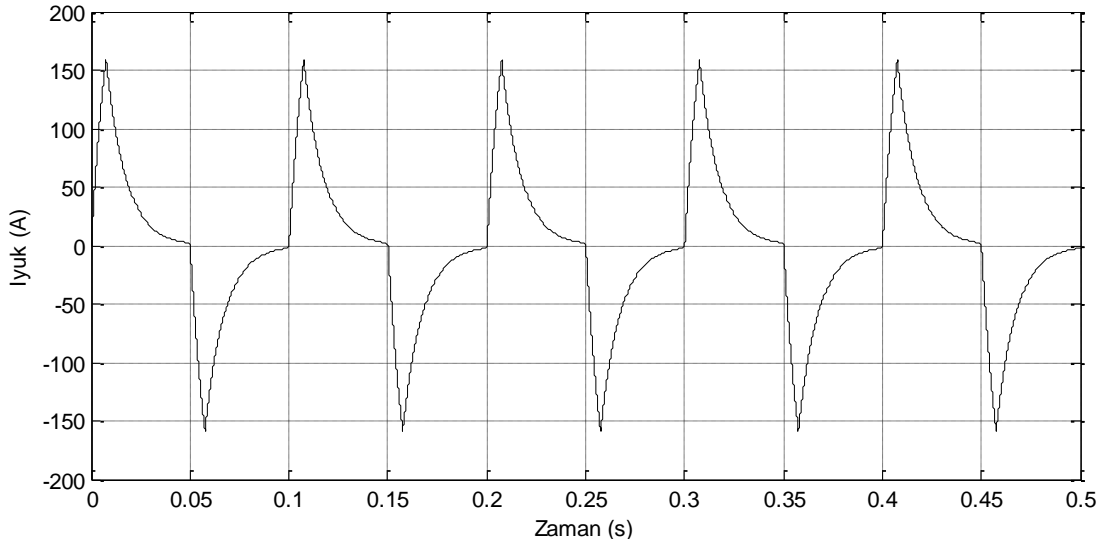


Şekil 4.3 (Devam)



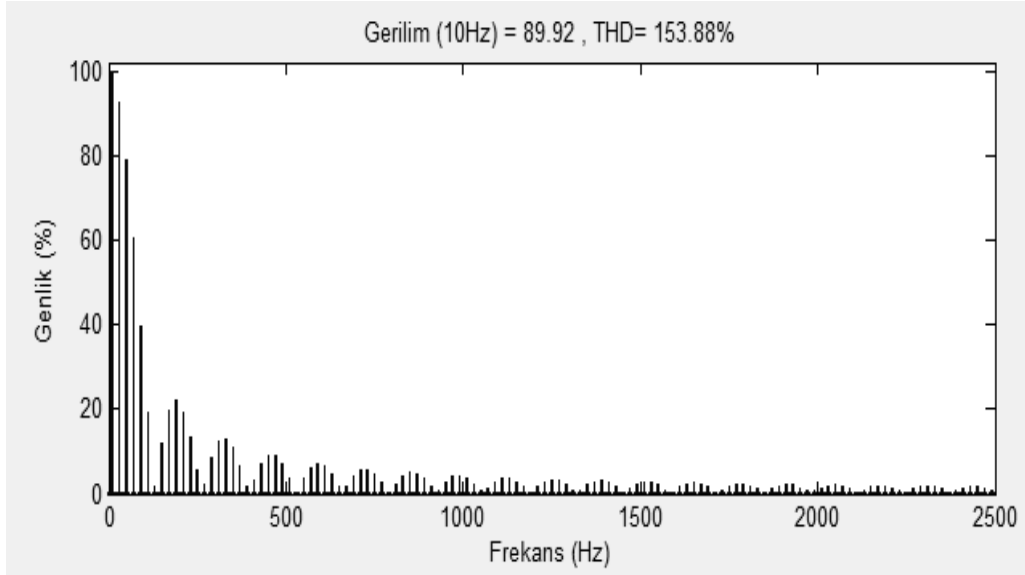
Şekil 4.3 $M=0.3$ ve $f=10$ Hz için; üst: S1 anahtarına uygulanan sinyal, orta: S3 anahtarına uygulanan sinyal, alt: evirici çıkış gerilim dalga şekli

Şekil 4.2’de ise kare dalga üreticinin modeli gösterilmiştir. Genlik kontrolü yapılabilmesi için eviricideki anahtarların sinyalleri arasına bir gecikme uygulanması gerekmektedir. Bu gecikme modelde sinüs kaynakları ve Relay-Relay1 blokları ile sağlanmaktadır. Şekil 4.3’de modülasyon indeksi 0.3’e karşılık gelen $\beta = 27,256^\circ$ ’lik bir kayma ve 10 Hz’lik bir çıkış frekansı için evirici anahtarlarına uygulanan sinyaller ile evirici çıkış gerilimi gösterilmiştir. Aynı şartlarda evirici yük akımının dalga şekli ise Şekil 4.4’de verilmiştir.

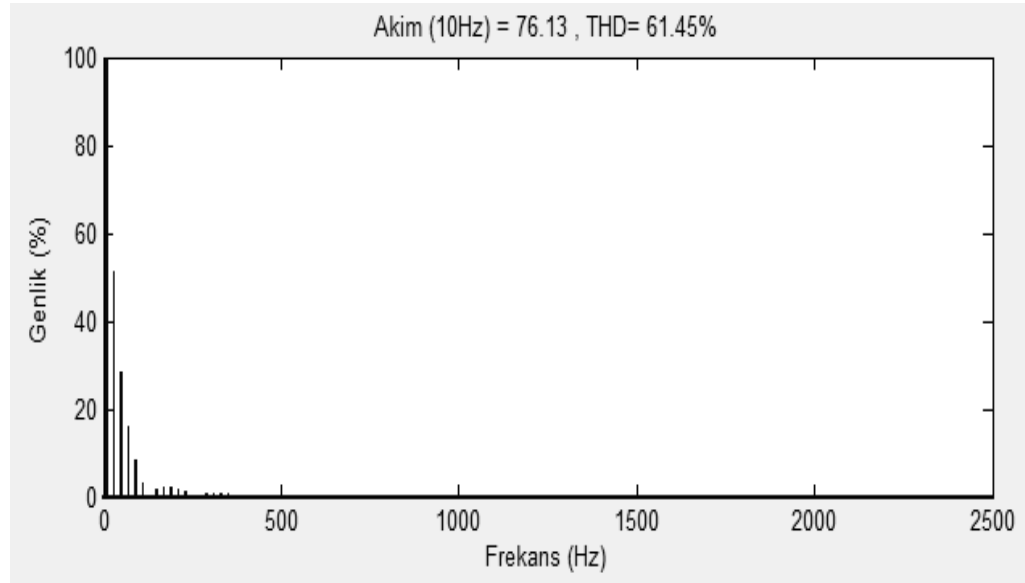


Şekil 4.4 $M=0.3$ ve $f=10$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli

Evirici çıkış gerilimi ve akımının harmonik spektrumları ise Şekil 4.5 ve 4.6'da verilmiştir. Görüldüğü gibi evirici çıkışında ana harmonik dışında diğer tek harmonikler de bulunmaktadır.

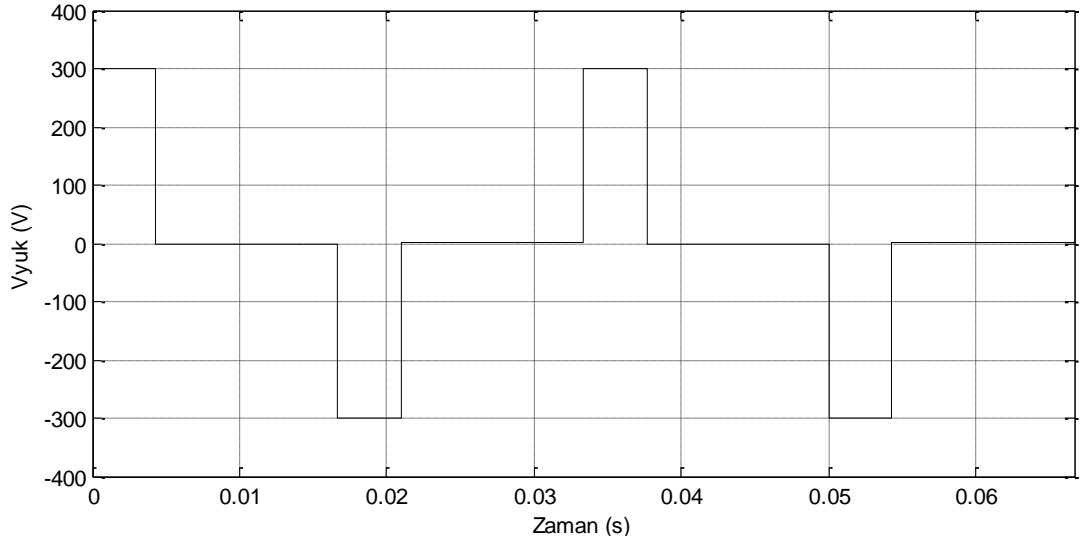


Şekil 4.5 Şekil 4.3'de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu

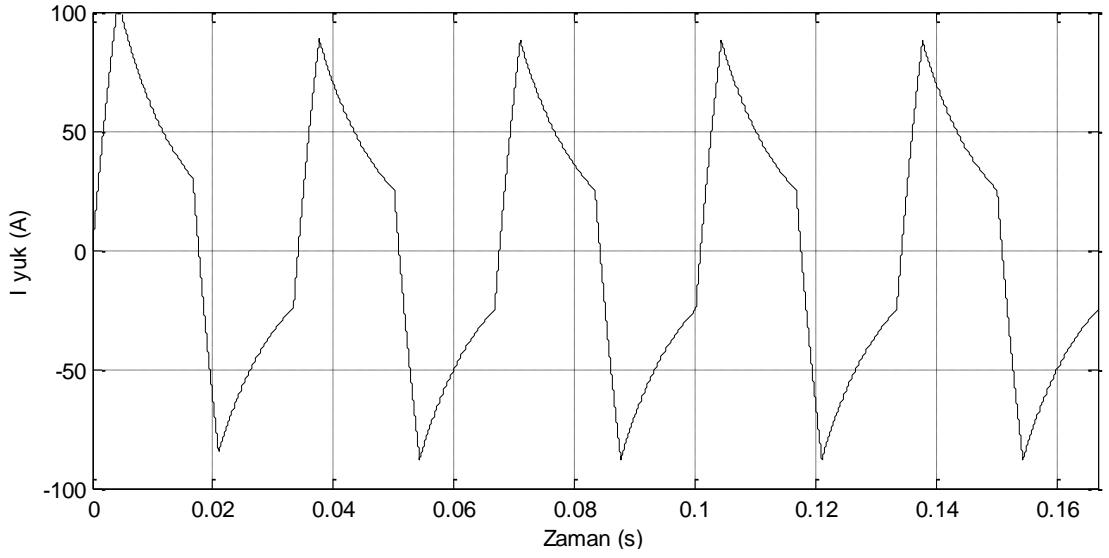


Şekil 4.6 Şekil 4.4'de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu

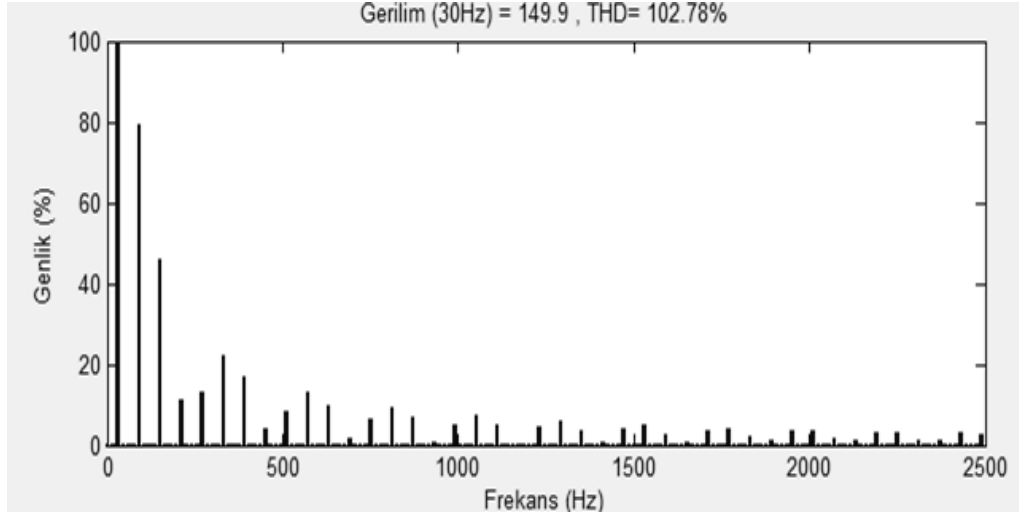
Benzer sonuçlar farklı çalışma koşulları için (genlik ve frekans) Şekil 4.7-Şekil 4.18'de verilmiştir. Bu yöntemde dikkat edilmesi gereken en önemli husus belli açılarda çıkış geriliminde bazı harmoniklerin görülmemesidir. Bu nedenle bu yöntem harmonik eliminasyon amacı için de kullanılabilir. Örneğin $\beta=120^\circ$ için çıkış geriliminde üç ve üçün katı harmonikler görülmeyecektir. $\beta=72^\circ$ için ise beş ve beşin katı harmonikler çıkışta elimine olacaktır.



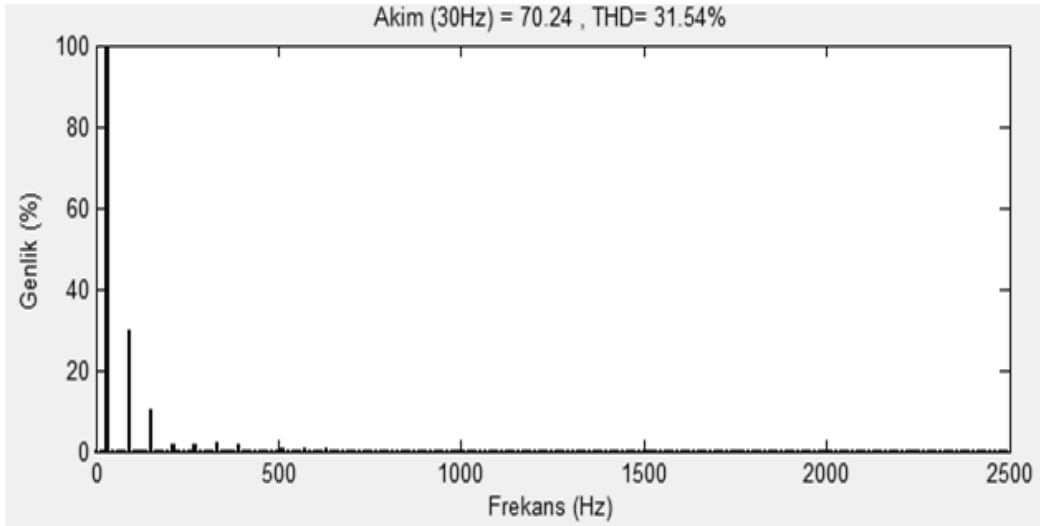
Şekil 4.7 $M=0.5$ ($\beta=46,245^\circ$) ve $f=30$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli



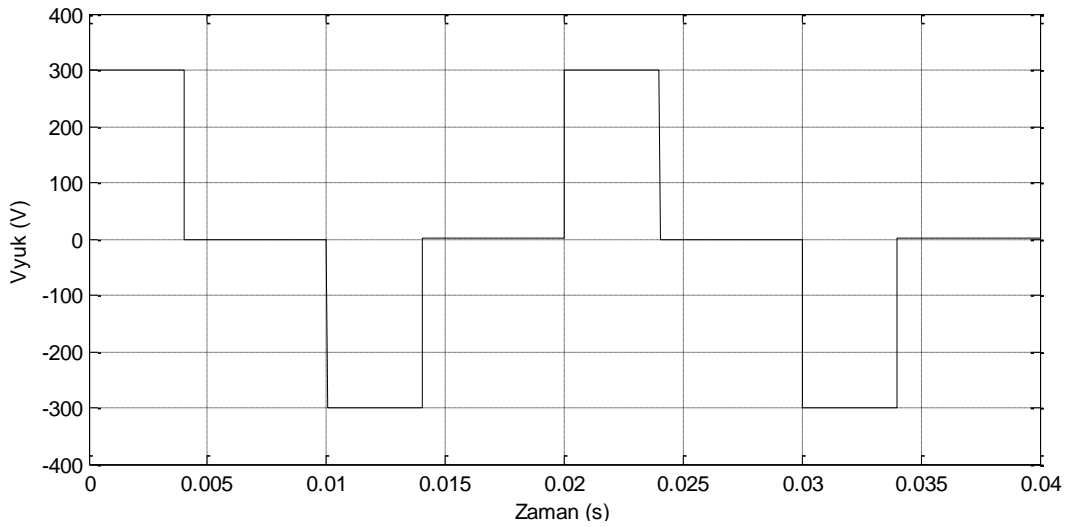
Şekil 4.8 $M=0.5$ ve $f=30$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli



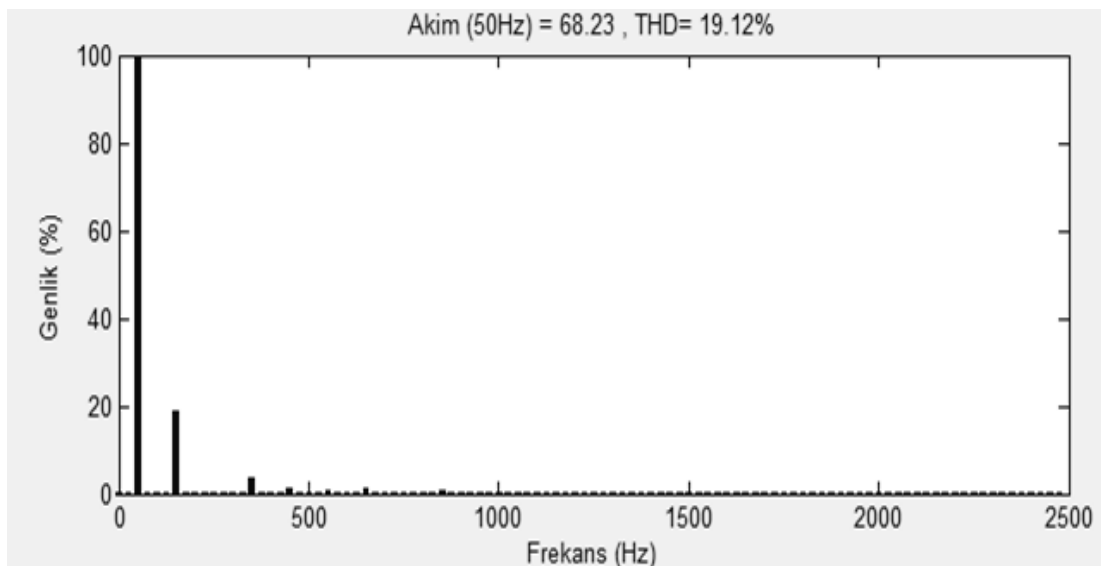
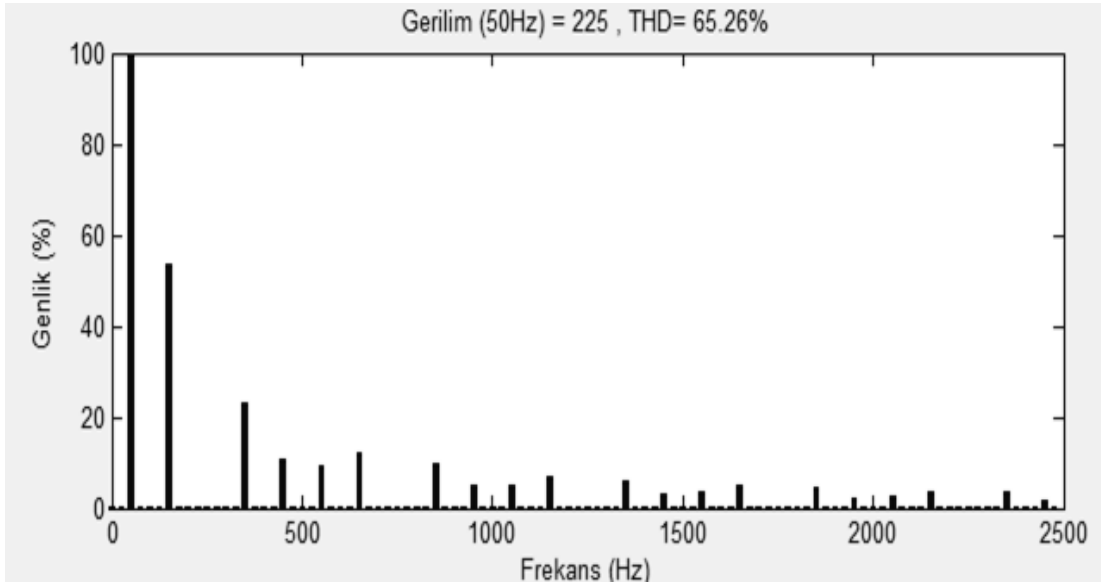
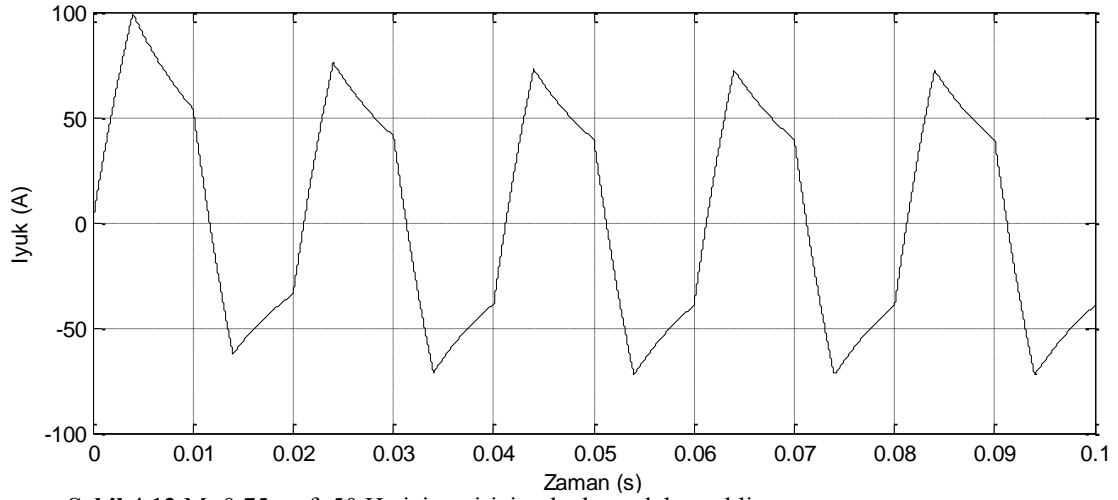
Şekil 4.9 Şekil 4.7’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu

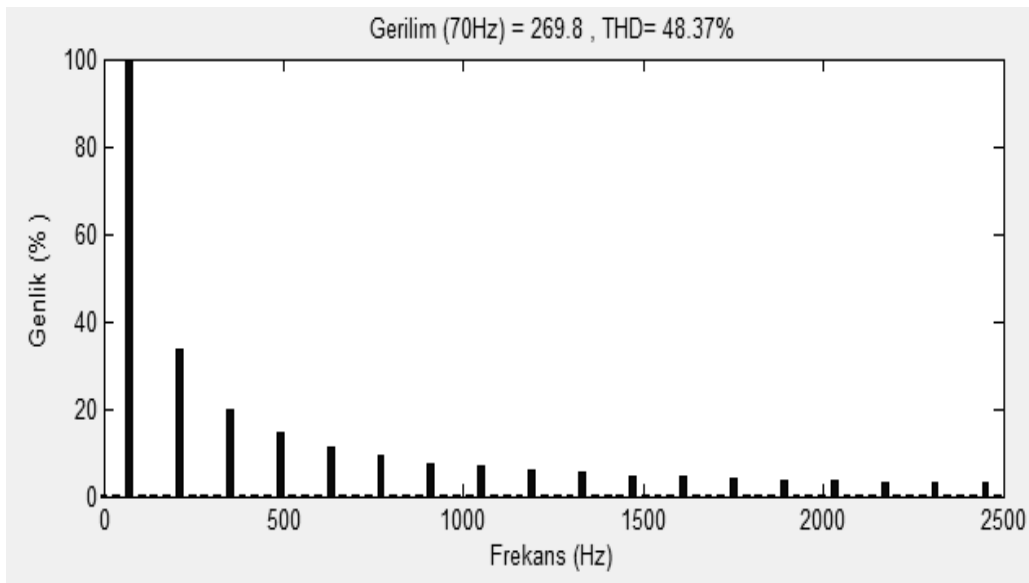
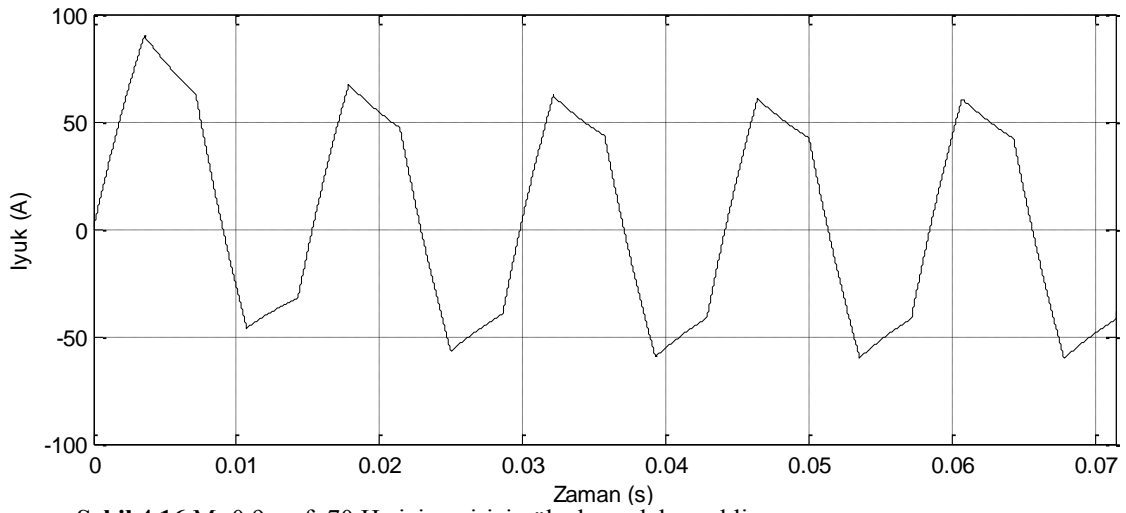
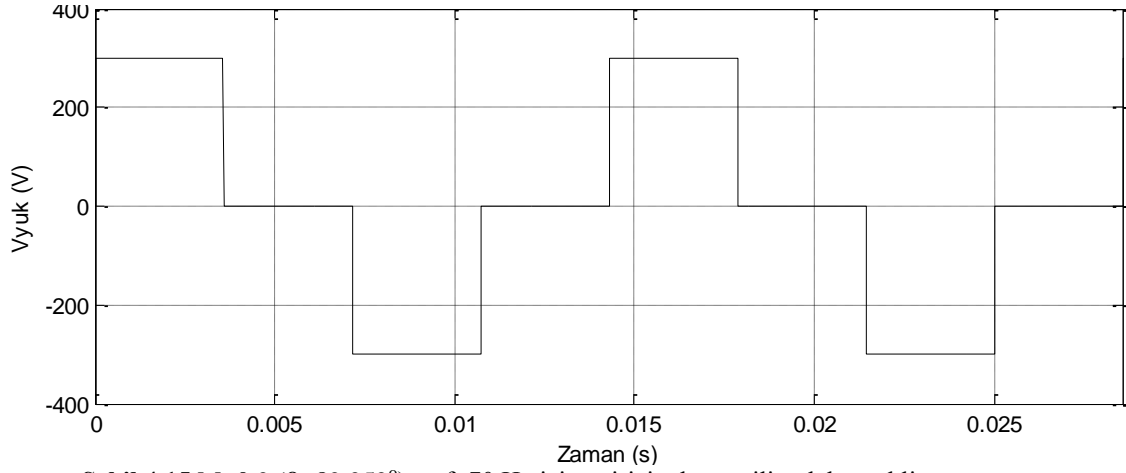


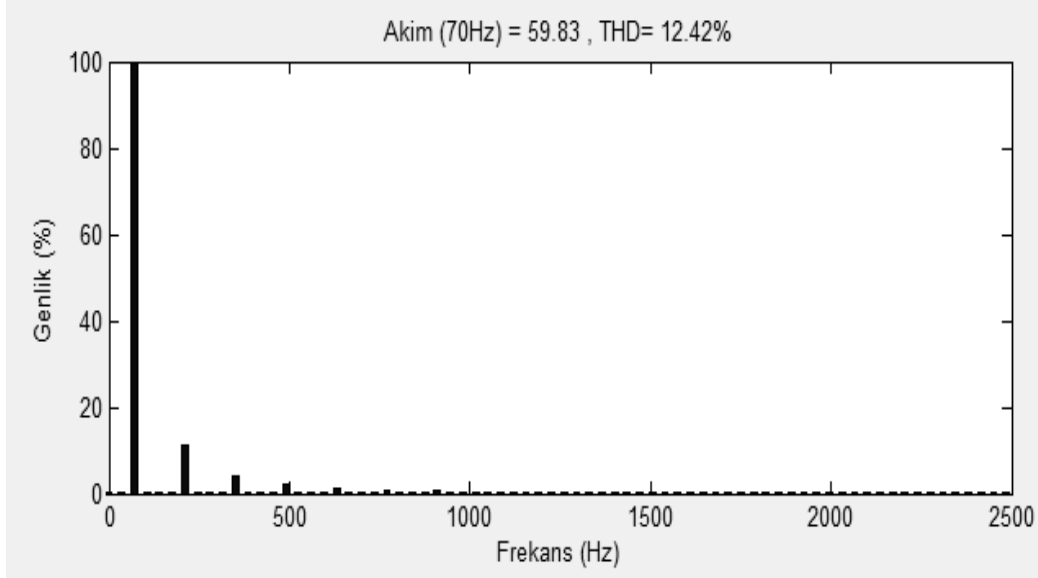
Şekil 4.10 Şekil 4.8’de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu



Şekil 4.11 $M=0.75$ ($\beta=72,179^\circ$) ve $f=50$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli







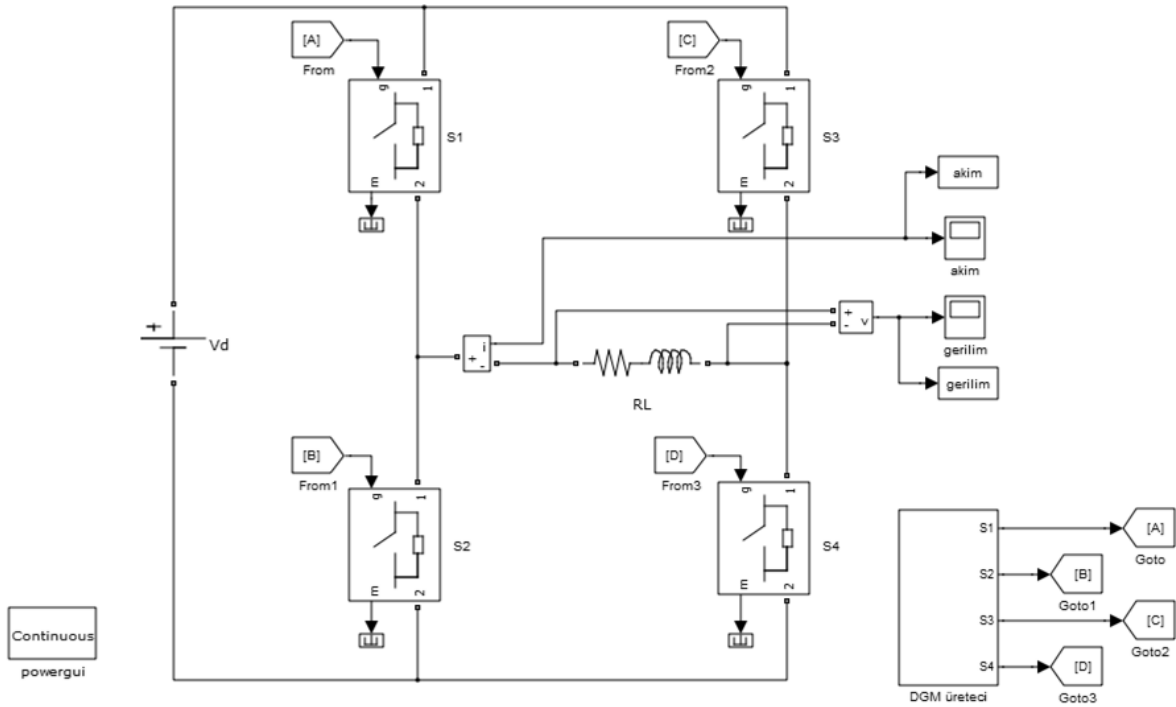
Şekil 4.18 Şekil 4.16’da verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu

Sonuçlar incelendiğinde modülasyon indeksi büyüdükçe yada β açısı arttıkça çıkış geriliminde ve dolayısıyla yük akımında harmoniklerin azaldığı ve yük akımının sinüs formuna daha çok yaklaştığı görülmektedir.

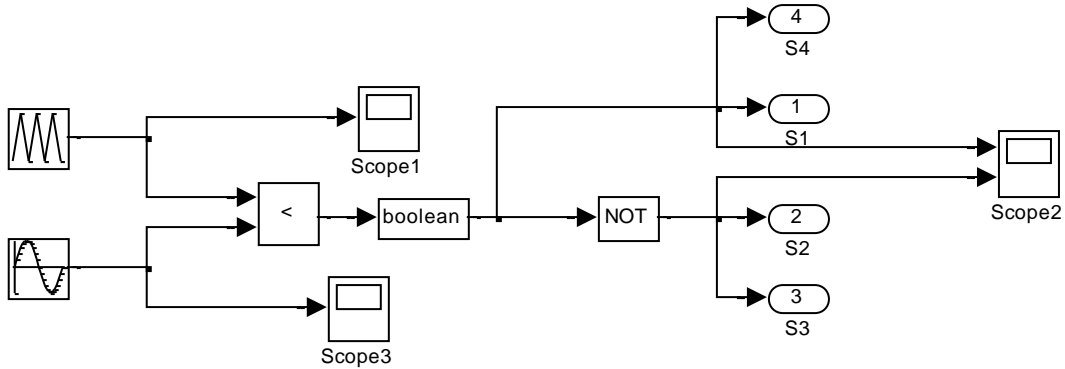
4.2 Darbe Genişlik Modülasyon Algoritmasını (PWM) Kullanan Tek Fazlı Evirici

İki seviyeli PWM tekniği kullanan tek fazlı eviricinin Matlab/Simulink modeli Şekil 4.19’da gösterilmiştir. Bu modelde eviricinin giriş gerilimi ve yük koşulları bir karşılaştırma yapabilmek adına kısmi kare dalga eviricideki koşullarla aynı alınmıştır. Eviricideki tüm elemanlar idealdir. Bir önceki algoritmada kullanılan modülasyon indeksi ve çıkış frekansı değerleri bu modelde de aynı seçilmiştir. Taşıyıcı dalganın frekansı (anahtarlama frekansı) 1 kHz alınmış model, kare dalgada da olduğu gibi $1e-5$ saniyelik sabit adım aralığında çalıştırılmıştır.

Şekil 4.20’de PWM üreticinin Matlab/Simulink modeli gösterilmektedir. Evirici çıkış gerilimi iki seviyeli olduğu için taşıyıcı dalga (üçgen dalga) ile modülasyon dalgası karşılaştırılmış ve modülasyon dalgasının taşıyıcı dalgadan büyük olduğu bölgelerde S1 ve S4 anahtarları iletime sokularak evirici çıkış gerilimi V_d ’ye eşit olmakta aksi durumda ise S2 ve S3 anahtarları iletime sokularak çıkış geriliminin $-V_d$ olması sağlanmıştır [10-12].

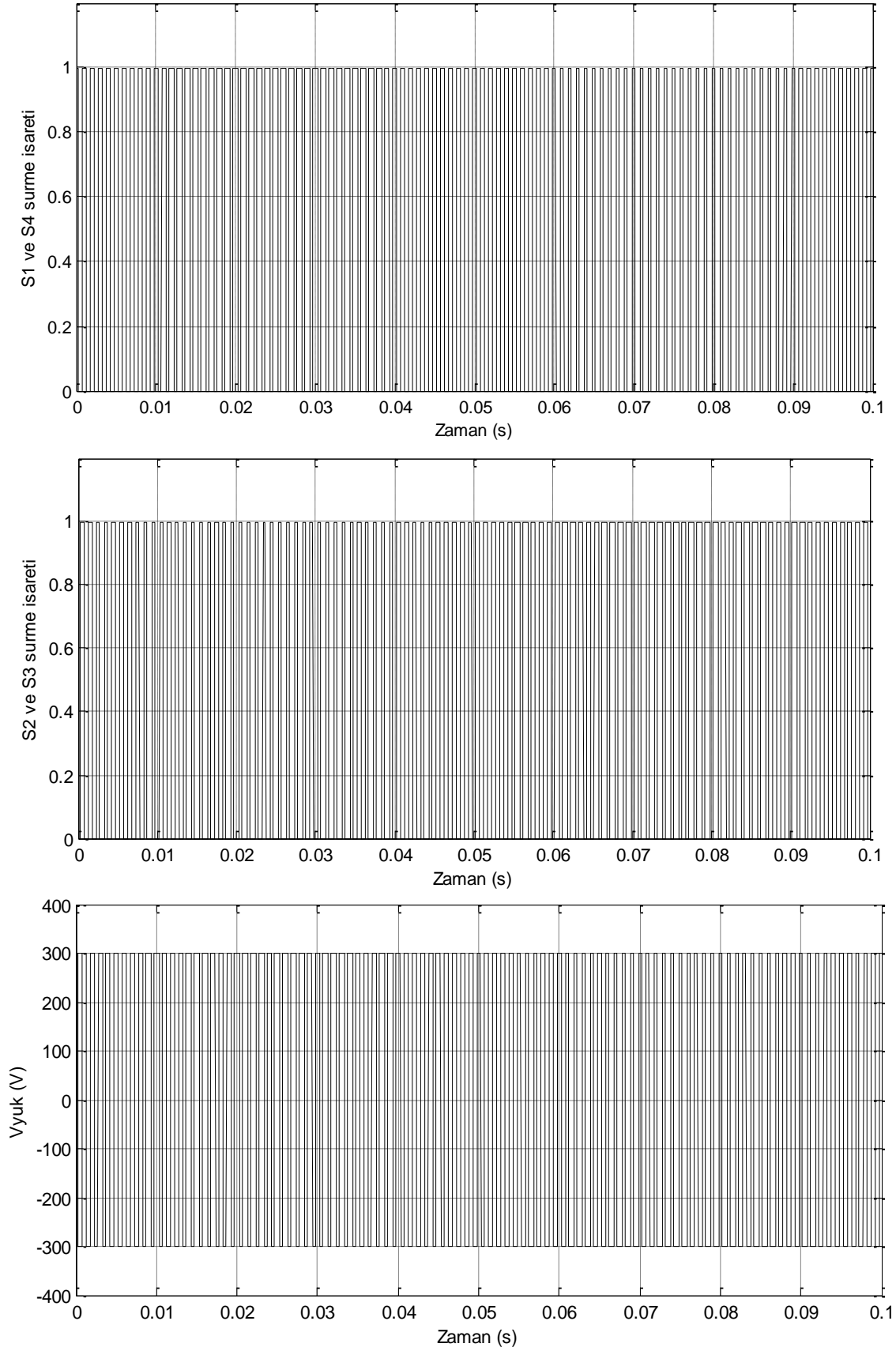


Şekil 4.19 Tek fazlı eviricinin Matlab/Simulink modeli

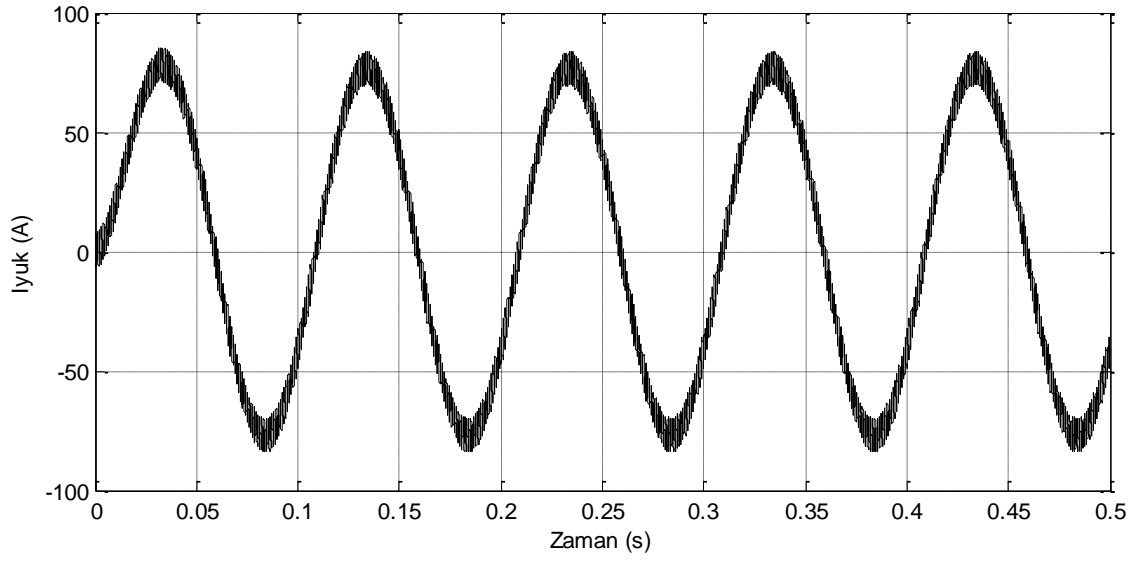


Şekil 4.20 PWM dalga üreticinin Matlab/Simulink modeli

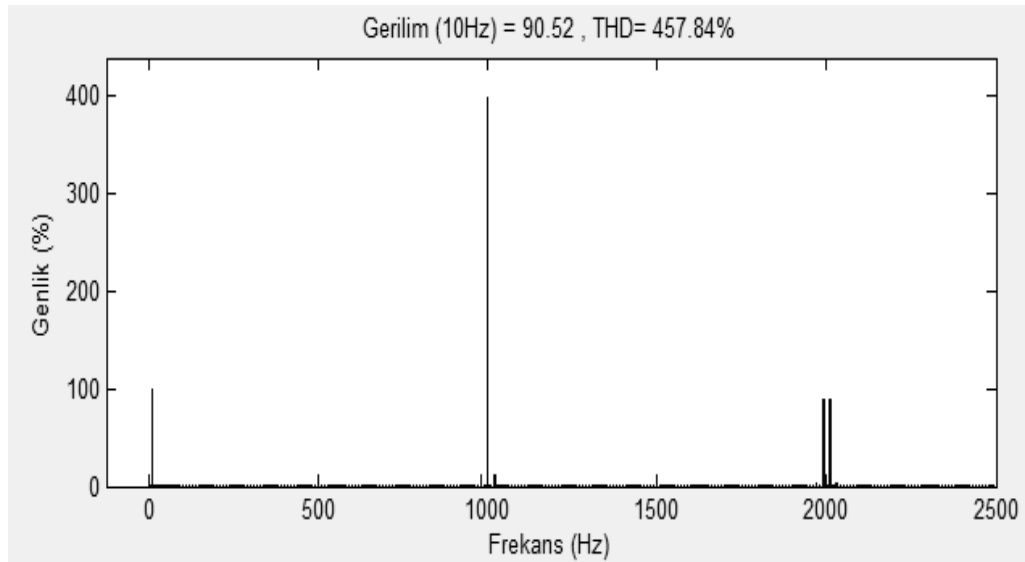
Şekil 4.21’de evirici anahtarlarına uygulanan sürme işaretleri ile evirici çıkış gerilimi gösterilmiştir. Modülasyon indeksi 0.3 ve çıkış frekansı 10 Hz’dir. Evirici çıkış gerilimi +300 V ile -300V arasında iki seviyeli olarak değişmektedir. Şekil 4.22’de ise böyle bir gerilimin R-L yüküne uygulanması durumunda yük akım dalga şeklini göstermektedir. Görüldüğü gibi yük akımı sinüsoidal forma oldukça yakındır. Bu akım dalga şekli aynı şartlarda kısmi kare dalga algoritmalı eviriciden elde edilen ve Şekil 4.4’de gösterilen akım dalga şekli ile karşılaştırılırsa her iki algoritmada da ana harmoniklerinin aynı olduğu (tepe değeri yaklaşık 80 Amper) görülmektedir. Ancak PWM eviricinin harmoniklerinin çok daha az olduğu harmonik spektrumlarından da açıkça görülmektedir. Kısmi kare dalgada THD % 61.45 iken PWM’de ise bu değer % 7.64’tür.



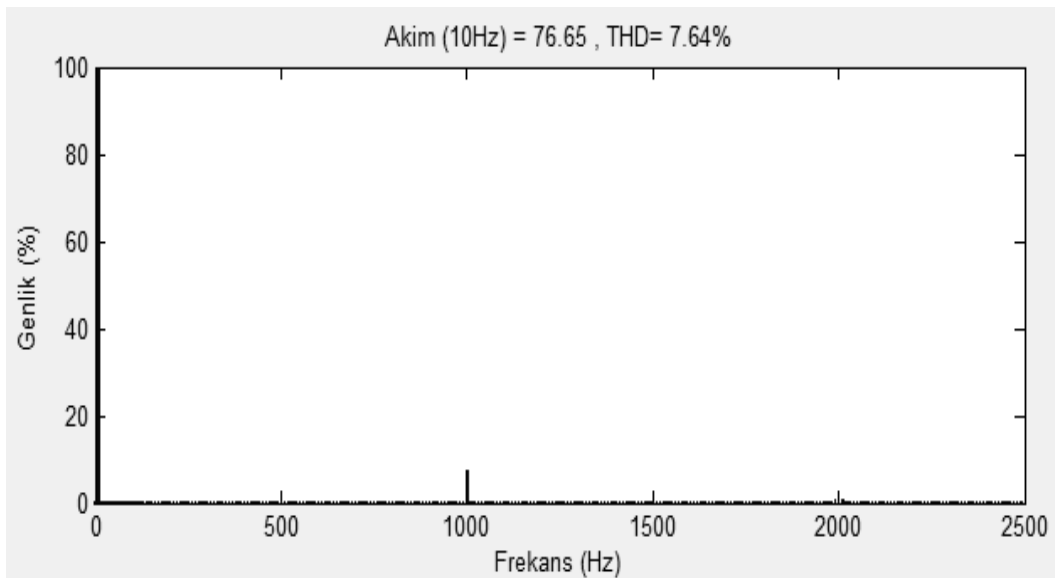
Şekil 4.21 $M=0.3$ ve $f=10$ Hz için; üst: S1-S4 anahtarına uygulanan sinyal, orta: S2-S3 anahtarına uygulanan sinyal, alt: evirici çıkış gerilim dalga şekli



Şekil 4.22 $M=0.3$ ve $f=10$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli



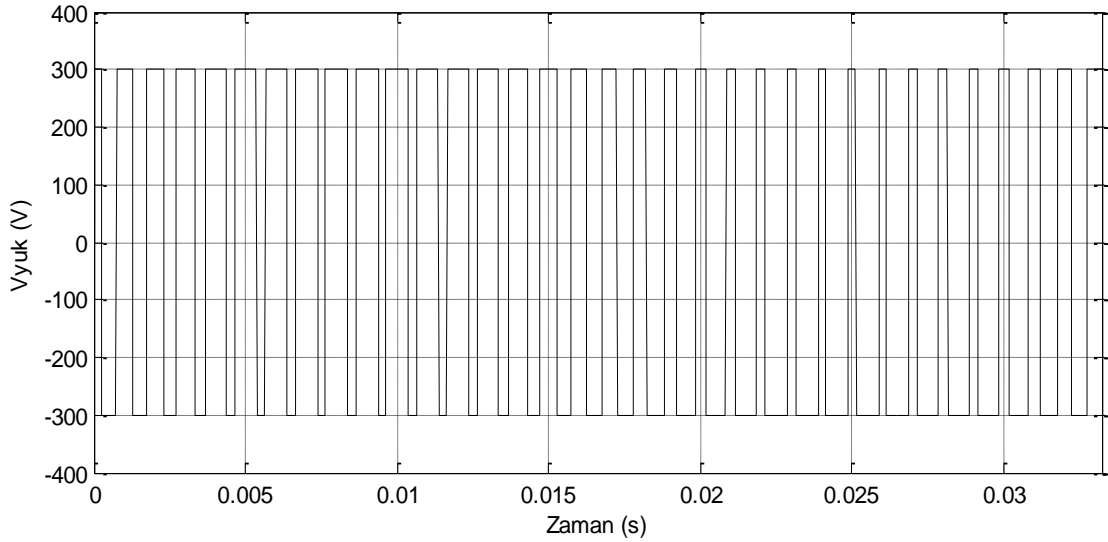
Şekil 4.23 Şekil 4.21'de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



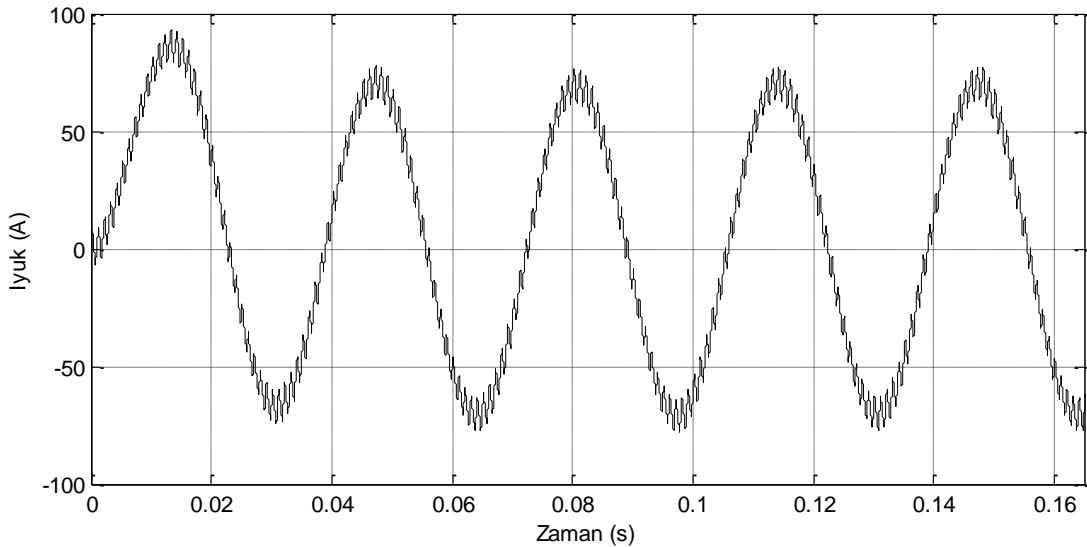
Şekil 4.24 Şekil 4.22'de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu

Şekil 4.23 ve 4.24’de sırasıyla evirici çıkış gerilimi ve akımının harmonik spektrumları gösterilmiştir.

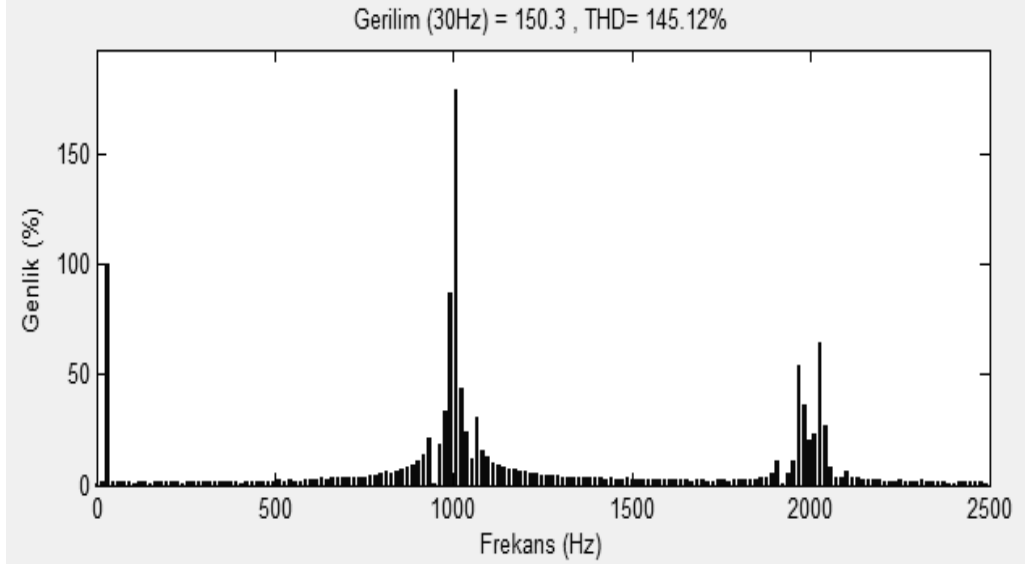
Benzer sonuçlar farklı çalışma koşulları için (genlik ve frekans) Şekil 4.25-Şekil 4.36’da verilmiştir. Bu yöntemde dikkat edilmesi gereken en önemli husus ana harmoniğe en yakın harmoniklerin taşıyıcı frekans ve onun yan bantlarında olduğudur. Dolayısıyla taşıyıcı frekans ne kadar büyük seçilirse baskın harmonikler o kadar uzağa taşınacaktır. Bunun sonucunda çıkıştaki harmonikler çok daha küçük filtrelerle kolaylıkla süzölebilecektir. Unutulmamalıdır ki taşıyıcı frekans arttıkça oransal olarak anahtarlama kayıpları da artacak ve evirici verimi düşecektir. Bu nedenle taşıyıcı frekansın seçimi yapılırken anahtarlama kayıpları ile harmoniklerin etkisi aynı anda göz önünde bulundurulmalıdır.



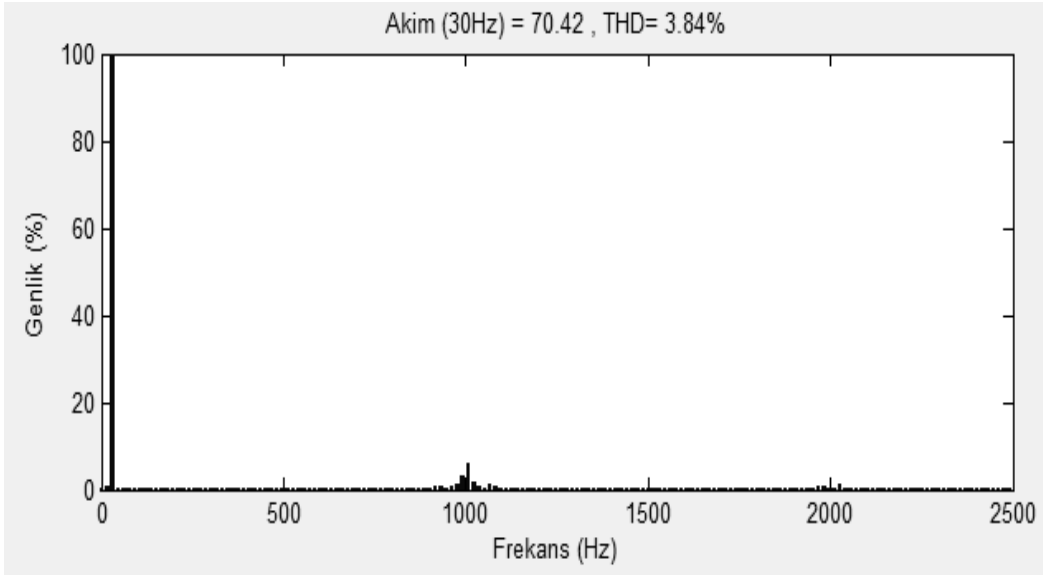
Şekil 4.25 M=0.5 ve f=30 Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli



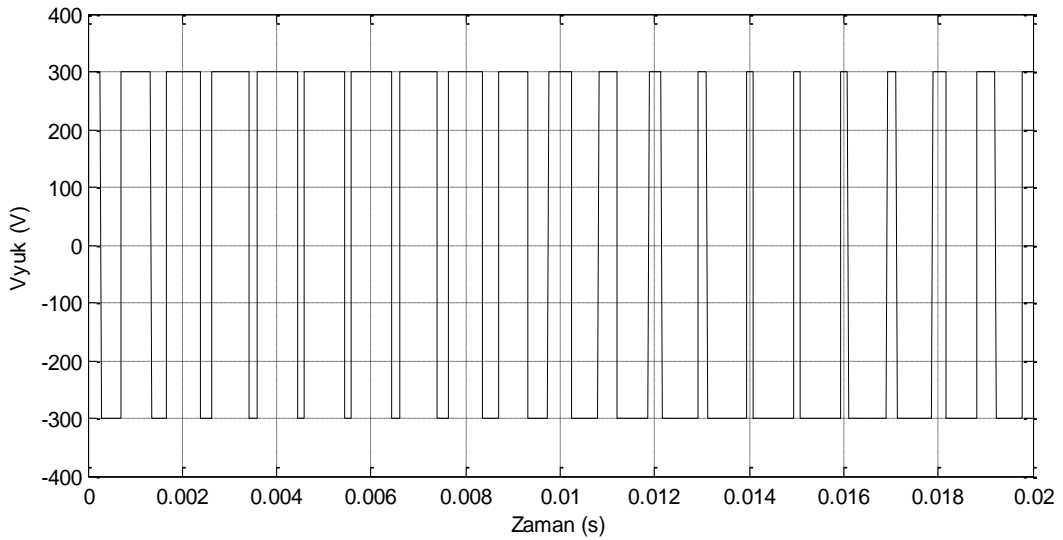
Şekil 4.26 M=0.5 ve f=30 Hz için evirici yük akımı dalga şekli



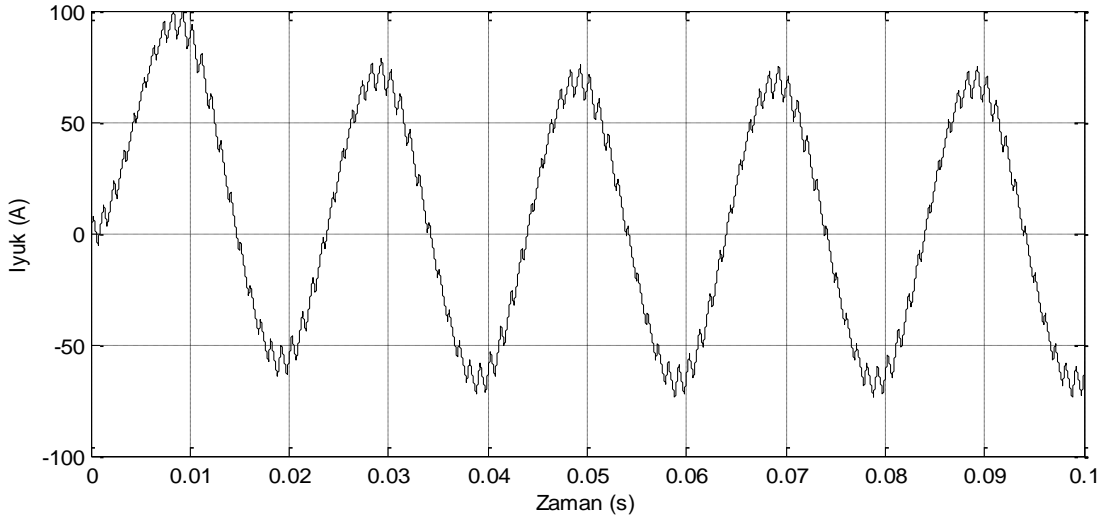
Şekil 4.27 Şekil 4.25’de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



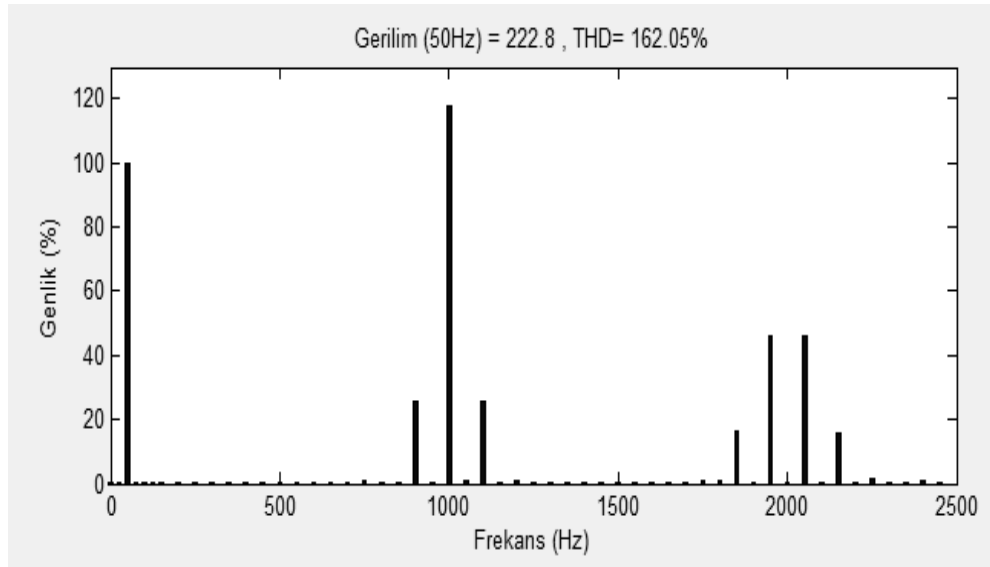
Şekil 4.28 Şekil 4.26’da verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu



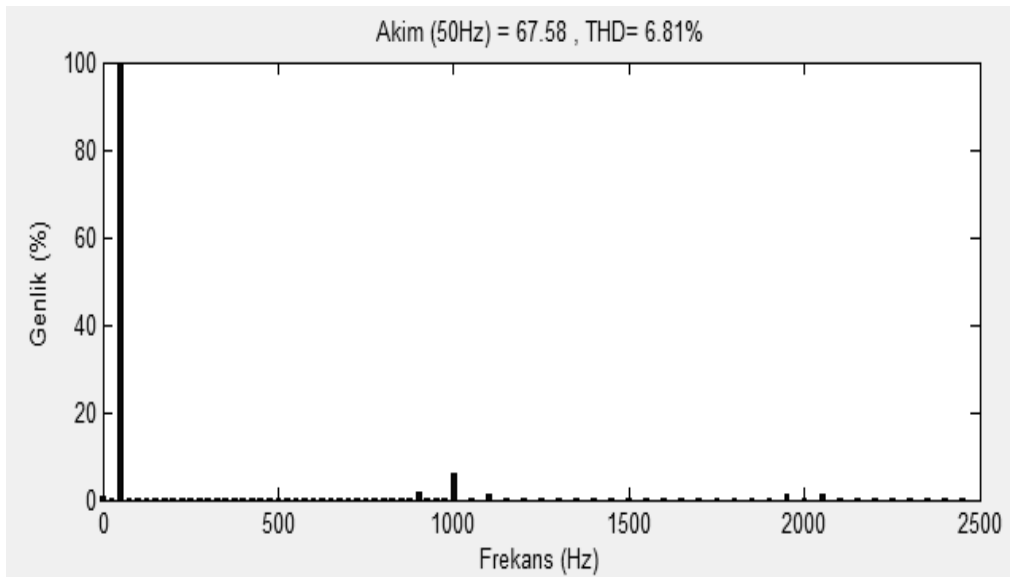
Şekil 4.29 $M=0.75$ ve $f=50$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli



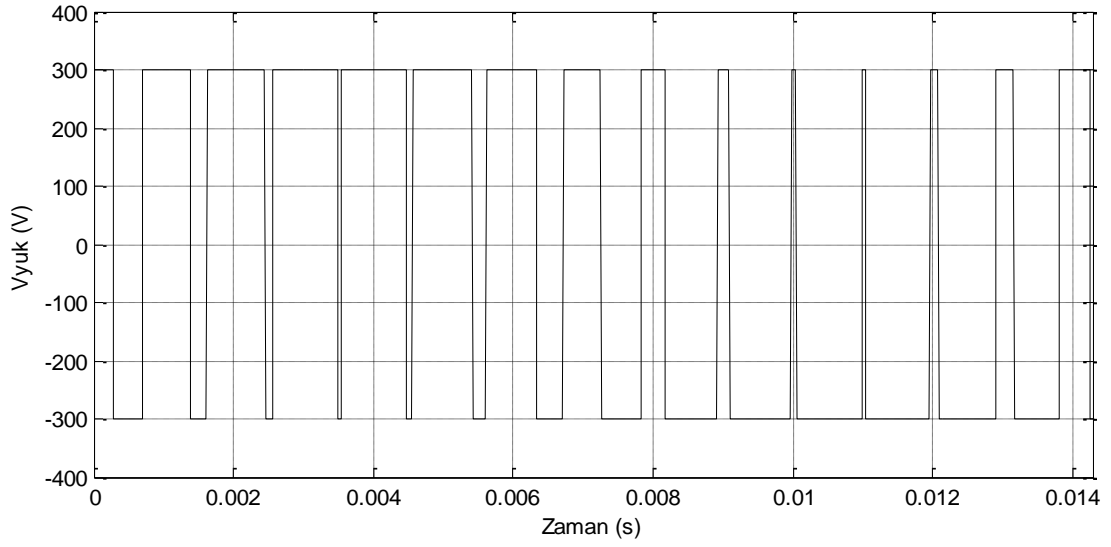
Şekil 4.30 $M=0.75$ ve $f=50$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli



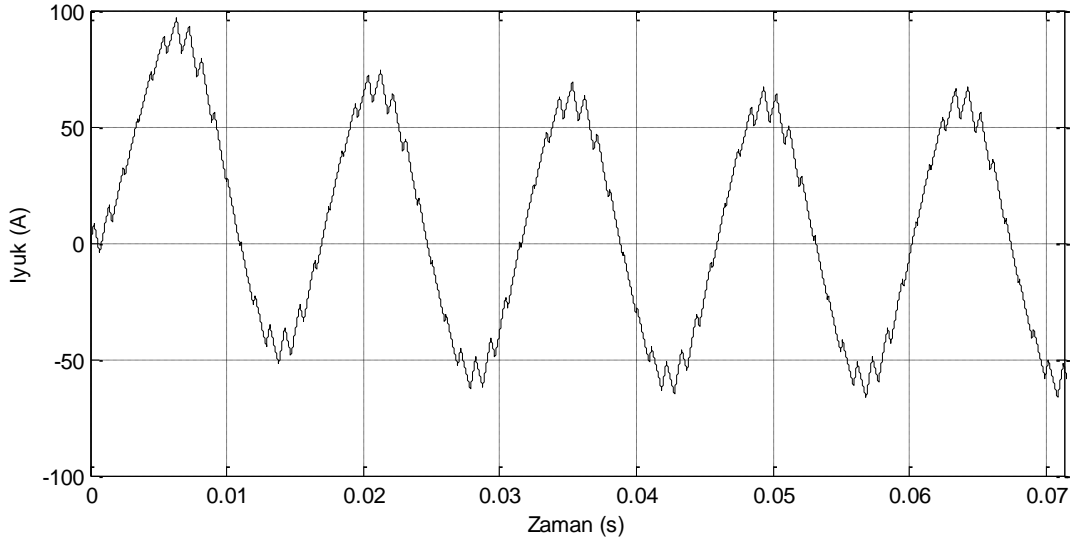
Şekil 4.31 Şekil 4.29'da verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



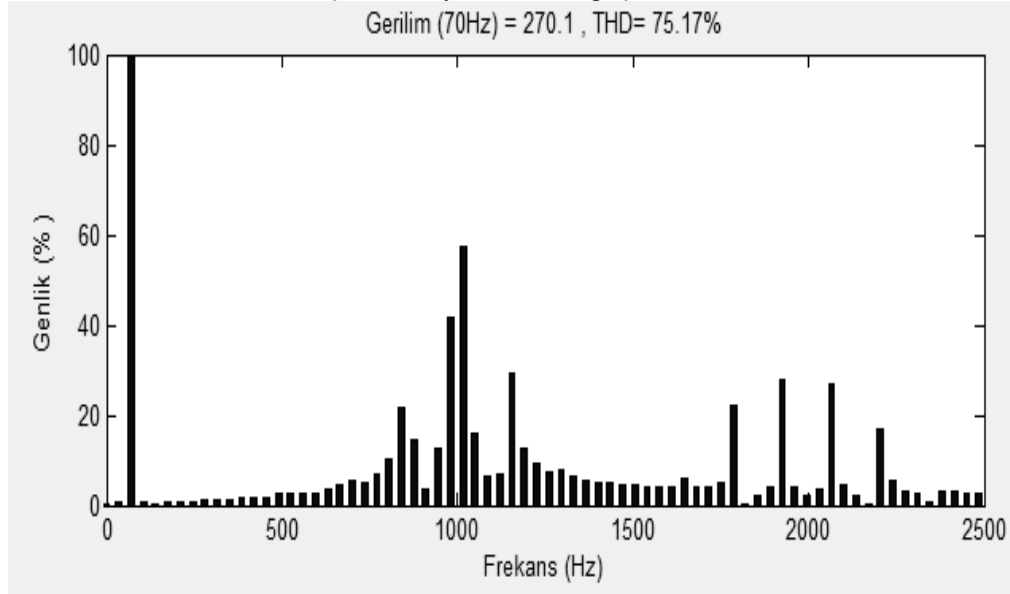
Şekil 4.32 Şekil 4.30'da verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu



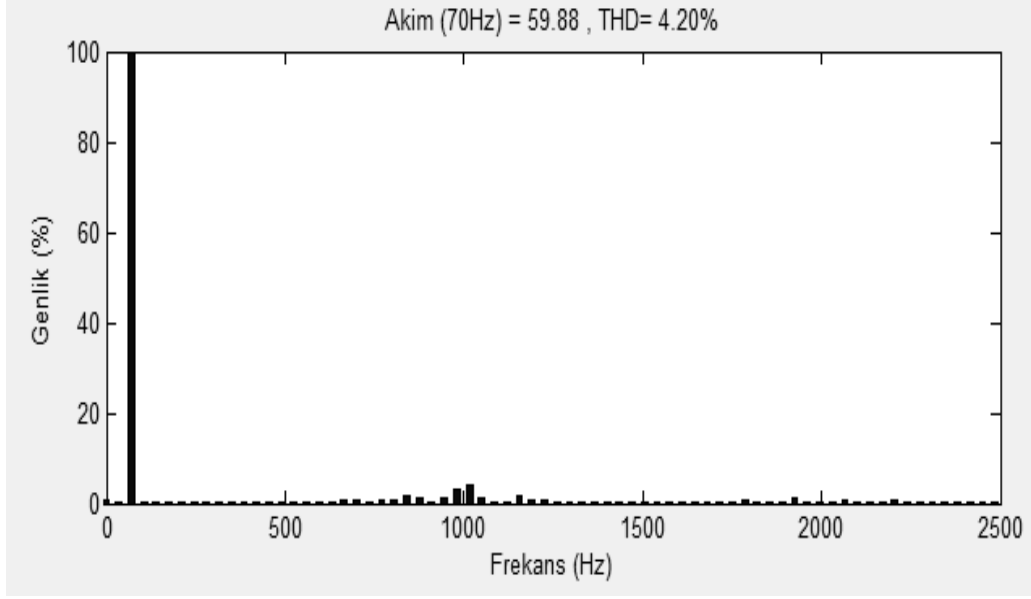
Şekil 4.33 $M=0.9$ ve $f=70$ Hz için evirici çıkış gerilim dalga şekli



Şekil 4.34 $M=0.9$ ve $f=70$ Hz için evirici yük akımı dalga şekli



Şekil 4.35 Şekil 4.33'de verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



Şekil 4.36 Şekil 4.34’de verilen evirici çıkış akımının harmonik spektrumu

Sonuçlar incelendiğinde ana harmoniğe en yakın harmonikler nispeten ana harmoniğe uzak olduğu için R-L yükünün alçak geçirgen filtre etkisiyle süzülmekte ve yük akımı sinüzoidal forma oldukça benzemektedir.

5. TEK FAZLI EVİRİCİ ÇIKIŞ HARMONİKLERİNİN ELİMİNASYONU İÇİN ÖNERİLEN YÖNTEMİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

Tek fazlı gerilim kaynaklı eviricilerde gerilim/frekans kontrolü yapılırken aynı anda evirici çıkışında düşük harmonik içerikli dalga şekilleri üretmek için yeni bir yaklaşım sunulmuştur. Daha önceden de bahsedildiği gibi büyük güçlerde çalışırken anahtarlama kayıplarını azaltmak için gerilim/frekans kontrolünde kısmi kare dalga yöntemi kullanılmaktadır [3]. Ancak kısmi kare dalga yöntemi özellikle düşük frekanslarda çıkışta çok yüksek THD'li dalga şekillerinin oluşmasına neden olmaktadır. Bu da özellikle motor yükleri için istenmeyen bir durumdur [13-15]. Bu tezde sunulan yeni bir yöntem ile evirici çıkış frekansının her değeri için bir çıkış periyodunda evirici anahtarlarının sadece bir kez iletme ve kesime sokulmasıyla yük uçlarına en az harmoniğe sahip her zaman aynı dalga şeklini sağlayan bir kontrol algoritması önerilmiştir. Bu algoritma sayesinde evirici çıkış geriliminde sadece tek sayılı harmonikler mevcut olup en baskın olan üç ve üçün katı harmonikler elimine edilmiştir.

5.1 Prensip

Önerilen yeni yaklaşımda amaç; evirici çıkışında kare dalga anahtarlama tekniği kullanarak en az harmonik içeriğine sahip bir dalga şekli elde etmektir. Bunu sağlarken aynı zamanda V/f kontrolünü gerçekleştirmek ve her çıkış periyodunda anahtarları sadece bir kez iletme ve kesime sokarak kayıpları minimize etmektir. Önerilen yöntem kısmi kare dalga yönteminin özel bir hali olan darbe genişliği açısı $\beta=120^\circ$ çalışma durumudur.

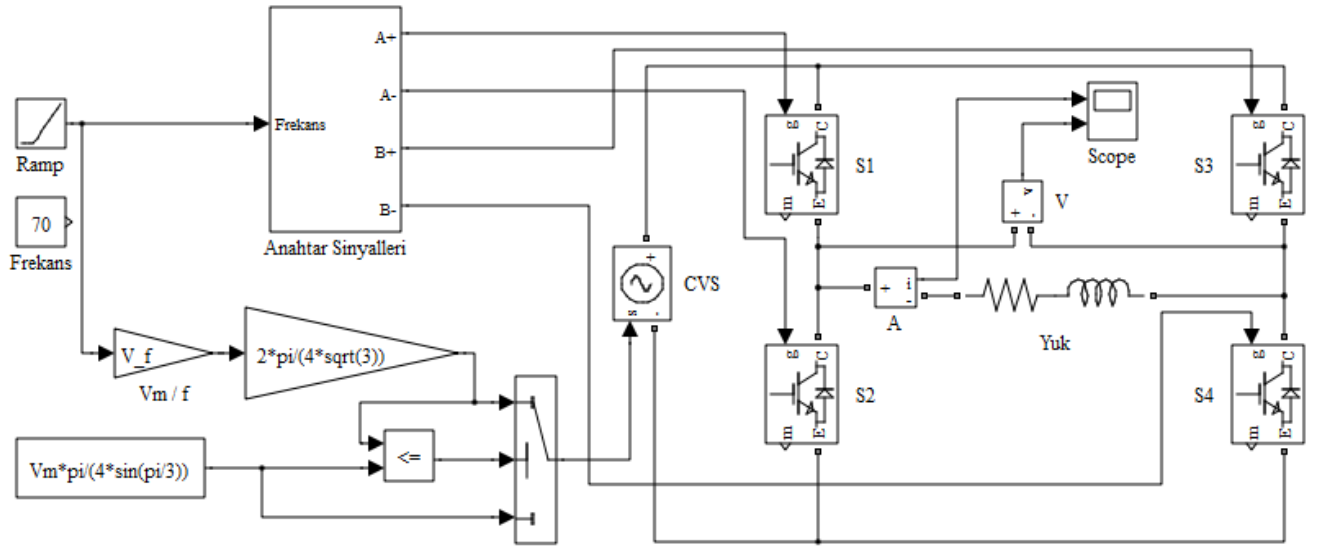
$$\hat{V}_L(n) = \frac{4E}{n\pi} \sin\left(\frac{n\beta}{2}\right) = \frac{4E}{n\pi} \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right); \quad n = 1,3,5,7,\dots \quad (5.1)$$

$$\hat{V}_L(n) = 0; \quad n = 2,4,6,8,\dots$$

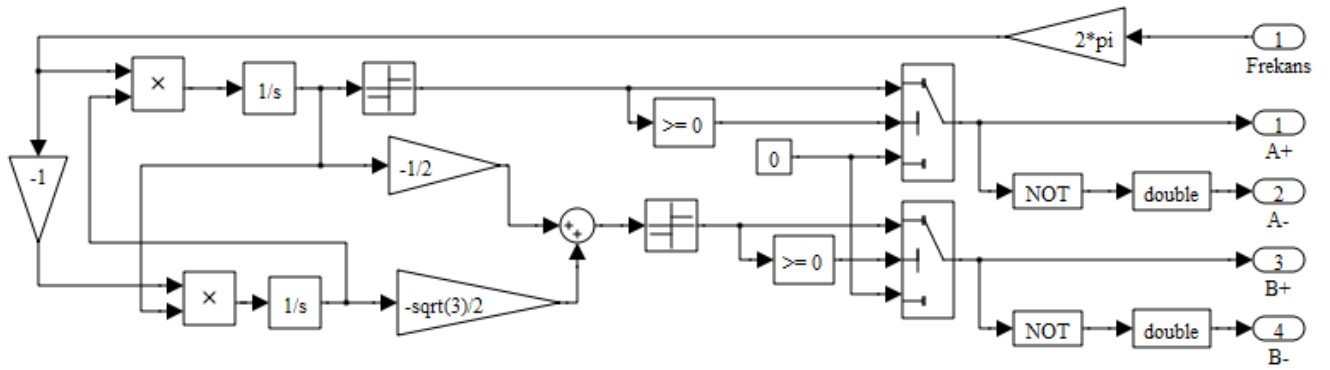
Kare dalga çalışma durumu için evirici çıkış geriliminin Fourier Serisine açılımıyla elde edilen Denklem (5.1)'e göre çıkış geriliminde çift harmonikler bulunmamakta ve sadece tek harmonikler yer almaktadır. Bu durumda ana harmoniğe en yakın olarak 3. harmonik bulunmaktadır. Yine Denklem (5.1)'e göre $\beta=120^\circ$ için çıkış geriliminde üç ve üçün katı harmonikler görülmeyecektir. Böylece en baskın harmonikle birlikte baskın harmoniğin katlarındaki harmonikler de elimine edilerek çıkışta kare dalga çalışma için

harmonik içeriği bakımından en uygun dalga şekli elde edilebilecektir. Ancak bu durumda çıkış geriliminin genliği Denklem (5.1)'den de görüldüğü gibi sabit kalacaktır. Önerilen yöntemde sabit V/f çalışmayı sağlayabilmek için gerekli gerilim kontrolü bu durumda DA bara gerilimini regüle ederek yapılmaktadır. Arzu edilen evirici çıkış gerilim genliği için Denklem (5.1)'deki DA bara gerilimi E, bir DA kıyıcısı ile kontrol edilerek evirici çıkışında istenilen V/f çalışma sağlanmaktadır.

5.2 Sistem Modellemesi ve Benzetimi



Şekil 5.1 Önerilen sistemin komple Matlab/Simulink modeli



Şekil 5.2 Şekil 5.1'deki "Anahtar Sinyalleri" bloğunun iç yapısı

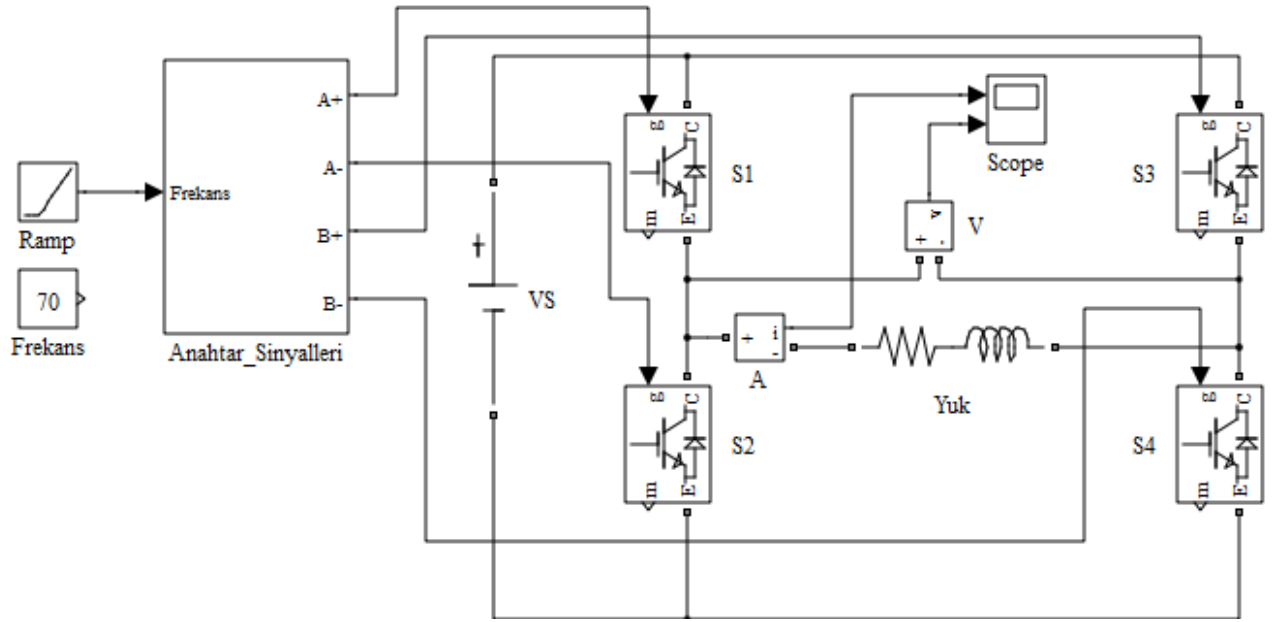
Önerilen sistem Şekil 5.1'de gösterildiği gibi Matlab/Simulink ile modellenmiştir. Model için V/f oranı 311/50 olacak şekilde alınmıştır. Modelde gerekli hesaplamaların yapılabilmesi için bu oran, yükün anma gerilimi ve anma frekansı göz önünde

bulundurularak kullanılmıştır. Model, anahtar sinyallerinin hesaplandığı blok, evirici güç ve yük devreleri ve V/f oranını sabit tutacak şekilde ayarlanabilir DA kaynağından oluşmaktadır. Modele frekans bilgisi girildiğinde V/f oranı sabit olduğundan girilen frekans değerine karşılık Denklem (5.1)'de kullanılmak üzere bir bara gerilimi (E) hesaplanır. Denklem(5.1)'den 50 Hz'lik bir çalışma frekansında 220 V'luk bir efektif gerilim elde edebilmek için bara gerilimi E'nin 282 Volt olması gerektiği hesaplanmıştır. Önerilen yöntemde her koşulda $\beta=120^\circ$ olarak alınmaktadır. 50 Hz'in altındaki değişken frekans çalışma koşullarında DA bara gerilimi Şekil 5.1'de gösterildiği gibi hesaplanır. Burada değişken frekans bilgisi, “V/f” bloğu ile çarpılıp elde edilen çıkış 2. blok olan " $2*\pi/(4*\sqrt{3})$ " bloğu ile çarpılarak kontrollü bara gerilimi elde edilmiştir. Eğer bara gerilimi 50 Hz'e karşılık gelen 282 Volttan daha büyük çıkarsa karşılaştırma bloğu sayesinde bara gerilimi 282 Volt olarak sabit alınır. Bu gerilim evirici girişine uygulanmaktadır. Evirici dört adet IGBT ve bu IGBT'lere ters paralel bağlı diyotlardan oluşmaktadır. Evirici çıkışında seri bağlı R- L yükü kullanılmıştır.

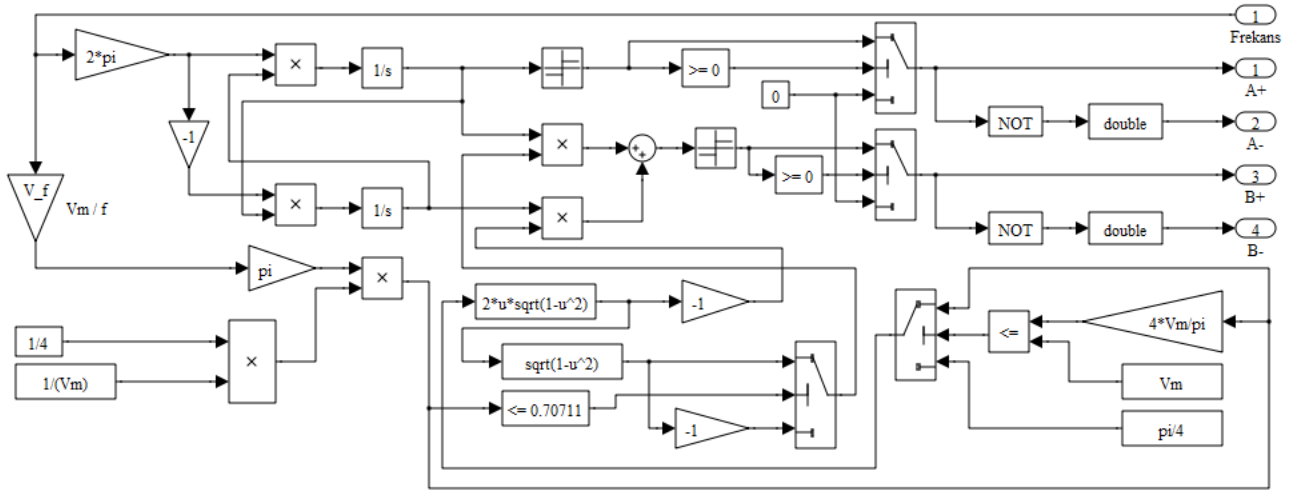
Anahtarlara uygulanacak sinyaller ise Şekil 5.2'de modeli verilen devre ile elde edilmiştir. Bu blokta anahtar sinyalleri evirici çıkış geriliminin formunu aynı tutacak şekilde frekans bilgisine göre hesaplanmaktadır. Yani anahtarların kontrol işaretleri, evirici çıkış gerilimindeki darbe genişlikleri her seferinde $\beta=120^\circ$ olacak şekilde hesaplanmaktadır. Burada bloğun girişine uygulanan frekansta (ki bu frekans evirici çıkış frekansıdır) aralarında 120° faz farkı bulunan iki sinüs işaretinden iki kare dalga elde edilir. Elde edilen A+ ve A- sinyalleri Şekil 5.1'de gösterilen eviricinin sırasıyla S1 ve S2 anahtarlarına uygulanırken B+ ve B- sinyalleri sırasıyla S3 ve S4 anahtarlarına uygulanır.

Önerilen yöntemin üstünlüğünü göstermek için konvansiyonel yöntem olan kısmi kare dalga yöntemine göre tek fazlı evirici Şekil 5.3'de gösterildiği gibi modellenmiştir. Model anahtarlama sinyalleri bloğu, 311 Voltluk sabit doğru gerilim (Vs) ile beslenen tek fazlı IGBT evirici ve çıkışına bağlanan R-L yükünden oluşmaktadır.

Kısmi kare dalga yöntemi Matlab/Simulink'te modellenmiştir. Bu modelde evirici sabit bir DA gerilimi (Vs) ile beslenmiştir. İki yöntemin karşılaştırılabilmesi için evirici çıkışına bir önceki modelde kullanılan R-L yükü bağlanmış ve eviricide aynı anahtarlar kullanılmıştır. Bu modeldeki "*Anahtar Sinyalleri*" bloğunun iç yapısı Şekil 5.4'de verilmiştir. Evirici çıkış gerilim dalga şeklinin frekansa bağlı olarak elde edilmesinde gerekli olan kısmi kare dalganın darbe genişliği Denklem (5.1)'e göre "*Anahtar Sinyalleri*" bloğu ile belirlenmiştir.



Şekil 5.3 Kısmi kare dalga kontrol yöntemine sahip sistemin komple Matlab/Simulink modeli



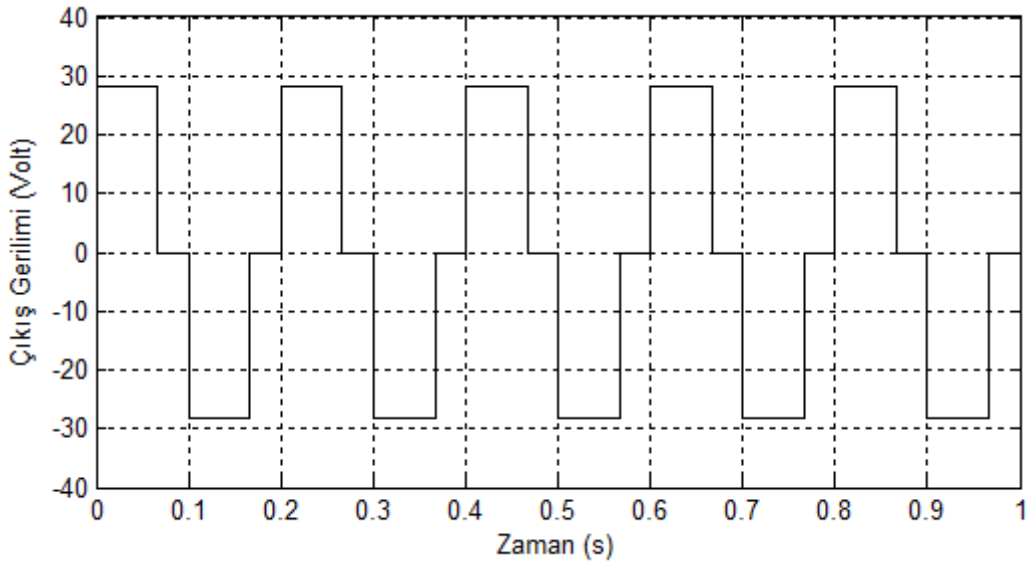
Şekil 5.4 Şekil 5.3'deki "Anahtar_Sinyalleri" bloğunun iç yapısı

Bu blokta evirici çıkış frekansı giriş bilgisi olarak değerlendirilip çıkışında dört adet anahtar sinyalleri elde edilmiştir. Denklem (5.1)'e göre bloğun girişine uygulanan frekans ilk olarak sabit V_m / f oranı ile daha sonra da $\pi/4V_m$ ile çarpılmaktadır. Bu çarpımın sonucu da Denklem (5.1)'e göre $\sin(\Theta/2)$ sonucunu verecektir. Bununla birlikte anahtar sinyallerinin üretiminde kullanılmak üzere girilen frekansta (evirici çıkış frekansı) biri sinüs diğeri kosinüs olmak üzere iki sinyal elde edilir. $\sin(\Theta/2)$ $4*V_m/\pi$ ile çarpılarak arzu edilen çıkış geriliminin ana harmoniğinin tepe değeri elde edilir. Bu değer 50 Hz'e karşılık

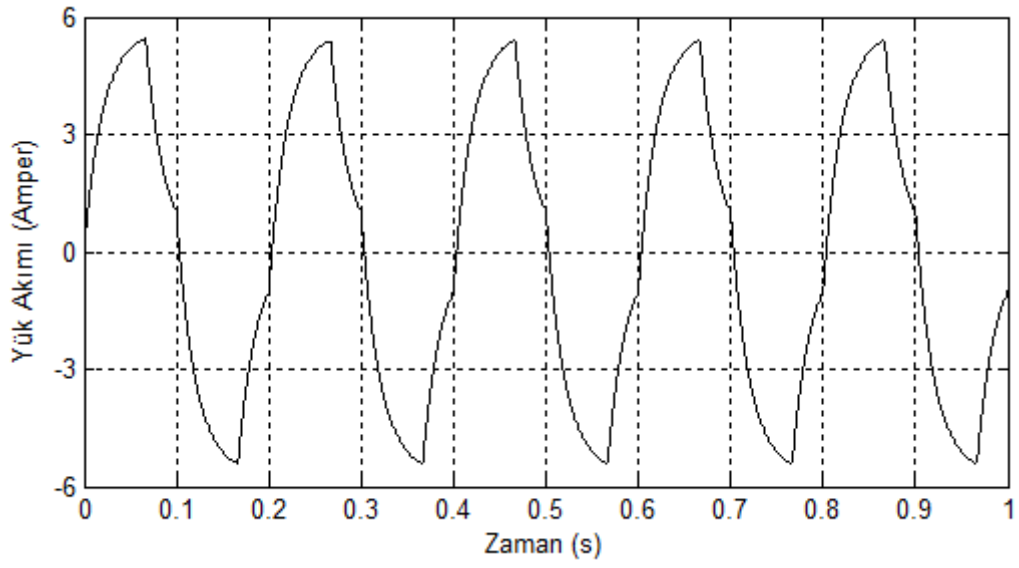
gelen V_m (311 V) değeri ile karşılaştırılır. Eğer hesaplanan sonuç 311'den küçük veya eşit ise $\sin(\Theta/2)$ 'nin değeri alınır. Aksi takdirde $\sin(\Theta/2)$ 'nin sonucu olarak $\pi/4$ değeri alınır. Böyle bir karşılaştırma yapılmasının nedeni 50 Hz çıkış frekansından daha büyük frekanslar için çıkış gerilimini V_m değerinde sabit tutup eviricinin alan zayıflatması durumunda çalışmasını sağlamaktır. " $2*u*\sqrt{1-u^2}$ " ve " $\sqrt{1-u^2}$ " blokları sırasıyla $\sin\Theta$ ve $\cos\Theta$ değerlerini elde etmek için kullanılmıştır. " ≤ 0.70711 " bloğu ise sinüsü ve kosinüsü hesaplanan Θ açısının birinci veya ikinci bölgede olup olmadığını tespit etmek için kullanılır. Daha sonra Θ kadar faz farkı bulunan iki sinüs işaretinden iki kare dalga elde edilir. Elde edilen A+ ve A- sinyalleri Şekil 5.3'te gösterilen eviricinin sırasıyla S1 ve S2 anahtarlarına uygulanırken B+ ve B- sinyalleri sırasıyla S3 ve S4 anahtarlarına uygulanır.

5.3 Benzetim Sonuçları

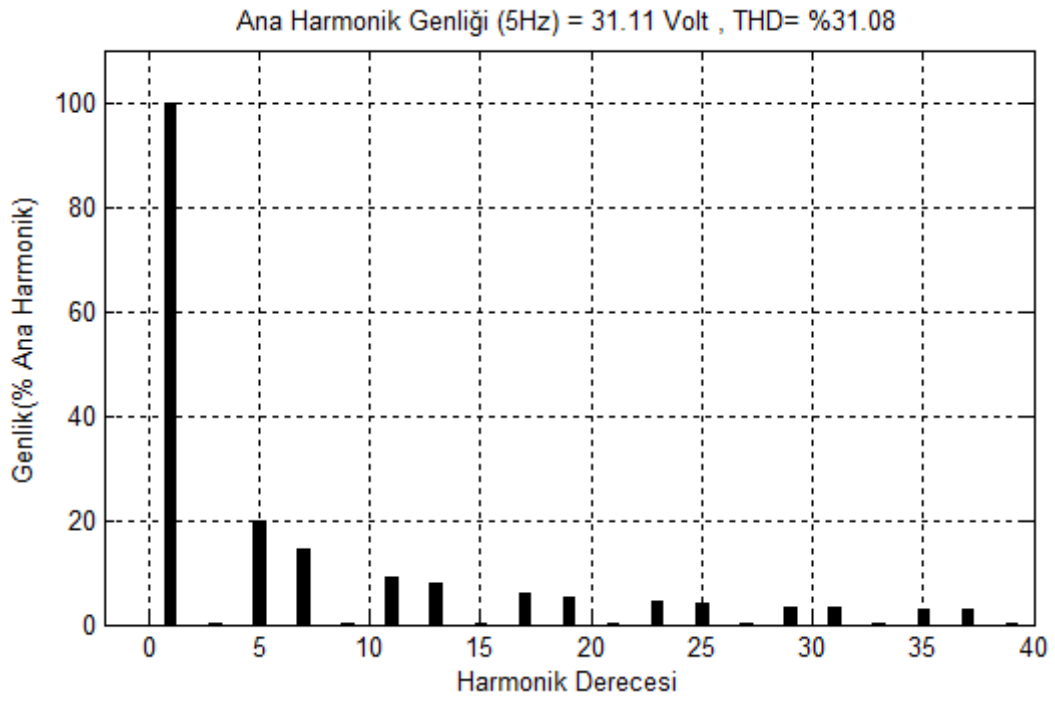
Sonuçlar 5 Hz, 20 Hz, 50 Hz ve 70 Hz evirici çıkış frekansları için alınmıştır. Her bir çıkış frekansındaki sonuçlar Şekil 5.1 ve Şekil 5.3'deki modeller kullanılarak elde edilmiştir. Evirici çıkışında seri bağlı R-L yükü kullanılmıştır $R= 5 \Omega$, $L= 0.1$ H değerleri alınmıştır. Kısmi kare dalga yönteminde DA bara gerilimi 311 V olarak alınmıştır. Önerilen kontrol yönteminde ise evirici girişindeki DA kıyıcısının giriş gerilimi 311 V alınarak evirici çıkışında V/f 'e bağlı olarak istenen çıkış gerilimlerine göre DA kıyıcısı kontrol edilmiş ve ortalama değeri değişebilen DA bara gerilimi elde edilmiştir.



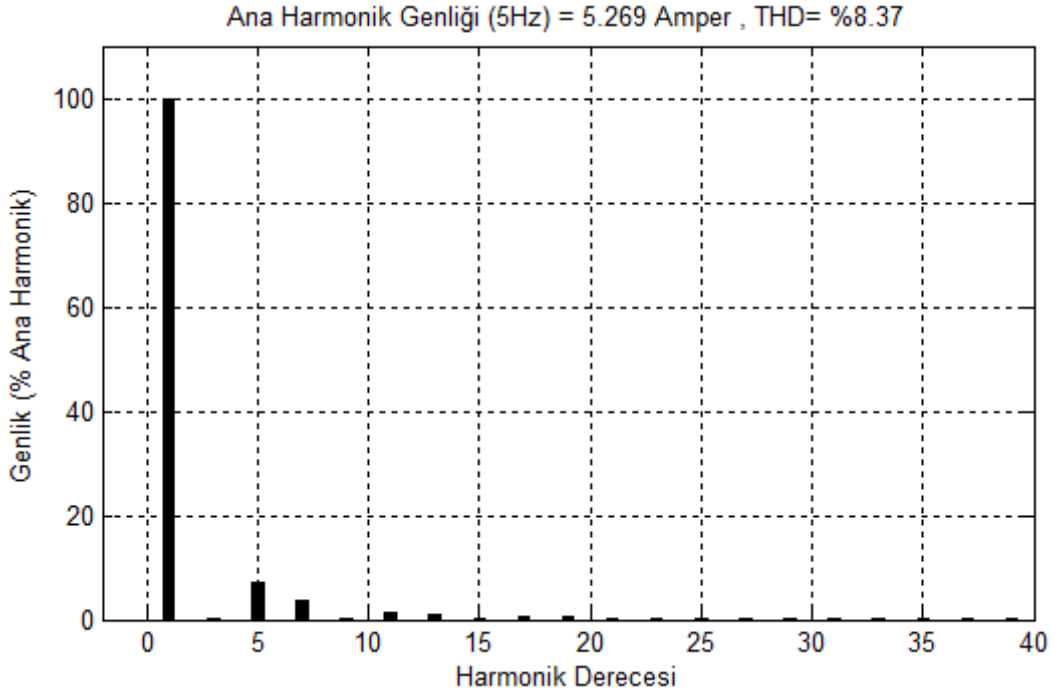
Şekil 5.5 $f_o=5$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



Şekil 5.6 $f_o=5$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı



Şekil 5.7 Şekil 5.5 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu

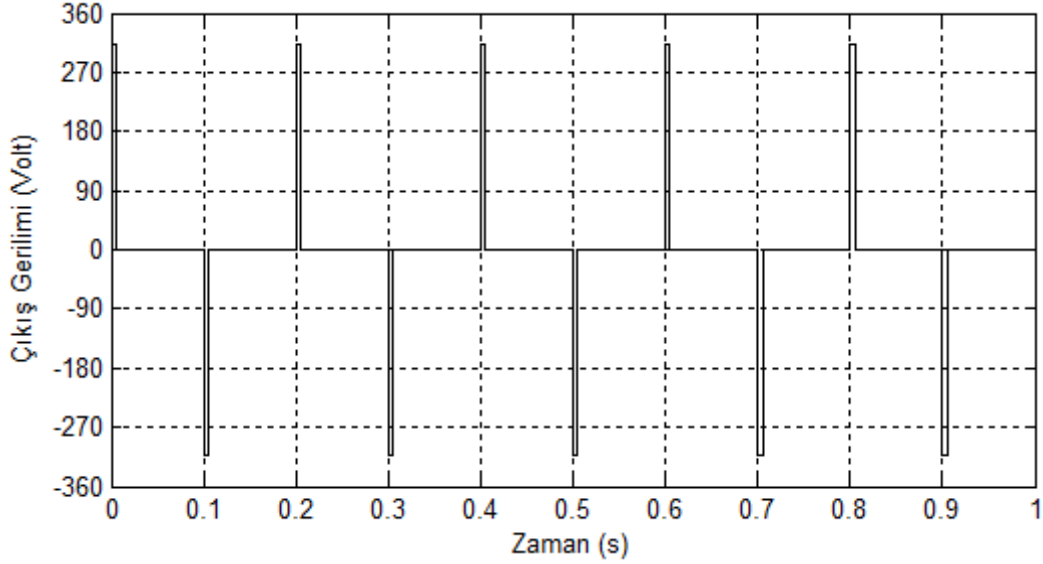


Şekil 5.8 Şekil 5.6 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu

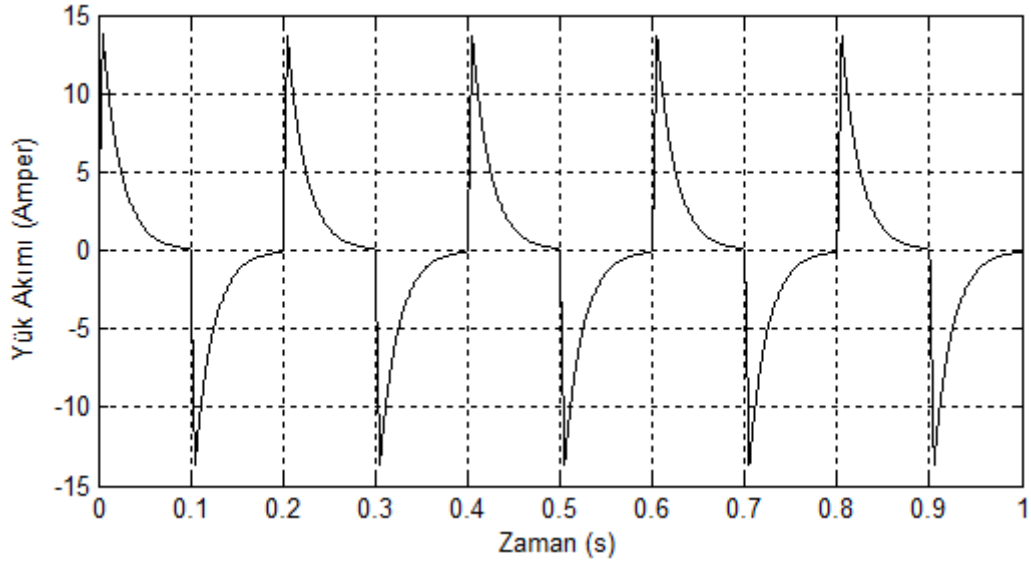
Tezde önerilen kontrol sistemini kullanılarak Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'da gösterilen 5 Hz'lik bir çıkış frekansı için R-L yükünü besleyen eviricinin sırasıyla çıkış gerilimi ve yük akımı dalga şekilleri elde edilmiştir. Bu dalga şekillerine ait frekans spektrumu ise Şekil 5.7 ve Şekil 5.8'de verilmiştir. 5 Hz'lik çıkış frekansında evirici çıkış geriliminin Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD) % 31,08 iken yük akımının THD'si % 8,37 olmuştur. Çıkış gerilim dalga şeklinden de görüleceği gibi önerilen kontrol yöntemi sabit V/f çalışmayı sağlayabilmek için DA kısıyıcısını kontrol ederek DA bara gerilimini 28 V düzeyine çekmiştir. Yine Şekil 5.7'deki gerilim harmonik spektrumundan görüleceği üzere önerilen kontrol yöntemi sayesinde çıkış geriliminde üç ve üçün katı harmonikler elimine edilmiş diğer harmoniklerin genlikleri ise harmonik dereceleri oranında azalmıştır. Örneğin 5. harmoniğin genliği ana harmoniğin 1/5 katı kadar olmuştur (Ana harmoniğin %20'si).

Önerilen kontrol yönteminin avantajlarını ortaya koyabilmek için evirici aynı şartlarda kısmi kare dalga yöntemiyle kontrol edilmiş ve Şekil 5.9-Şekil 5.12'deki sonuçlar alınmıştır. Şekil 5.9'daki evirici çıkış gerilim dalga şeklinden görüldüğü gibi kontrol sistemi sabit V/f çalışmayı sağlayabilmek için DA bara gerilimini 311 Voltta sabit tutarak çıkıştaki darbelerin sürelerini azaltmıştır. Şekil 5.10'da ise yük akımı dalga şekli verilmiştir. Yük akımının da darbeler şeklinde üstel olarak azaldığı görülmektedir. Şekil 5.11'de verilen evirici çıkış gerilimine ait harmonik spektrumundan THD'nin % 300,14 olduğu görülmektedir. Halbuki bu değer önerilen yöntemde % 31,08 olmuştur. Yani 5

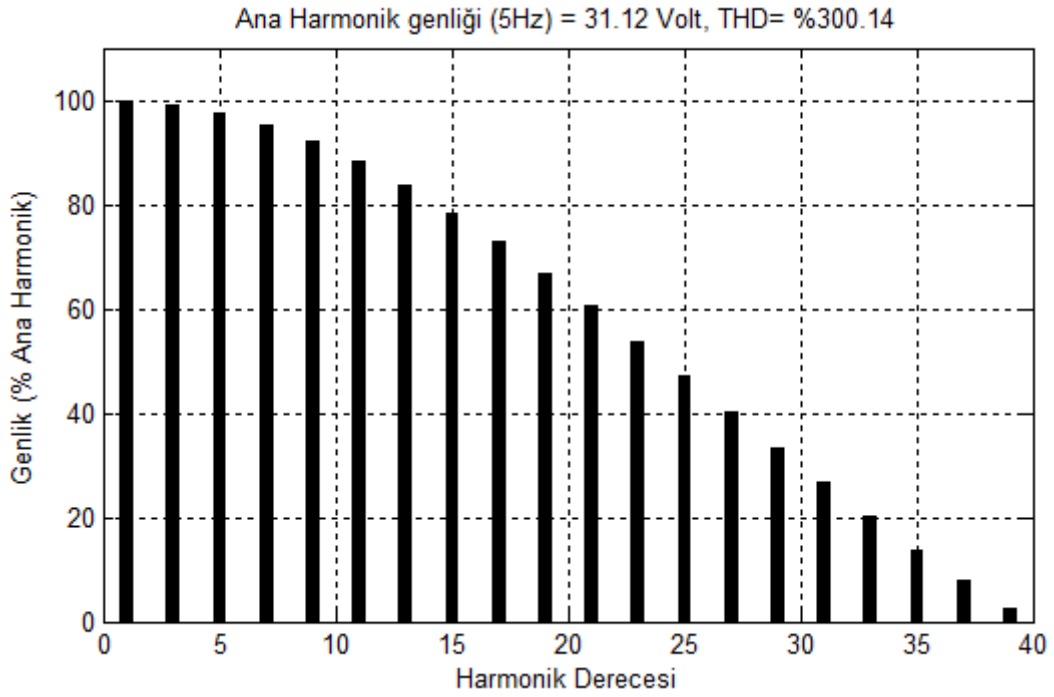
Hz'lik bir çıkış frekansında önerilen yöntem sayesinde THD yaklaşık 10 kat azalmıştır. Benzer olarak Şekil 5.12'de gösterilen yük akımının harmonik spektrumuna ait THD %76,5 olmuştur. Bu değer de önerilen yöntem ile ortaya çıkan % 8,37'lik değere göre yaklaşık 10 kat kadar büyük olmuştur.



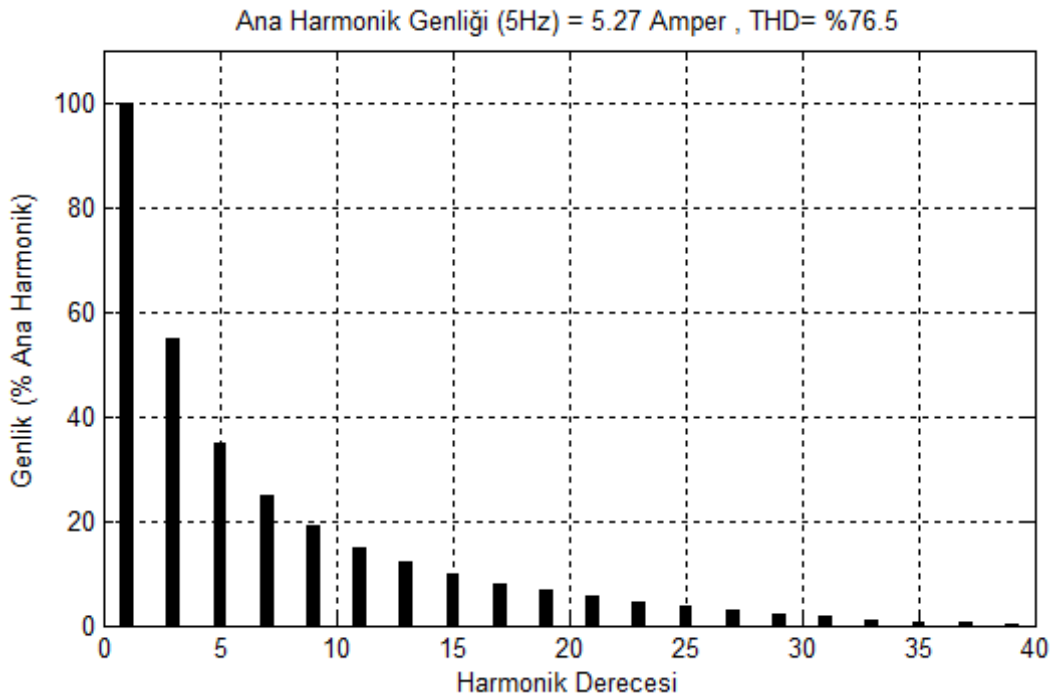
Şekil 5.9 $f_0=5$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalgayöntemini kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



Şekil 5.10 $f_0=5$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalga yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı



Şekil 5.11 Şekil 5.9 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu

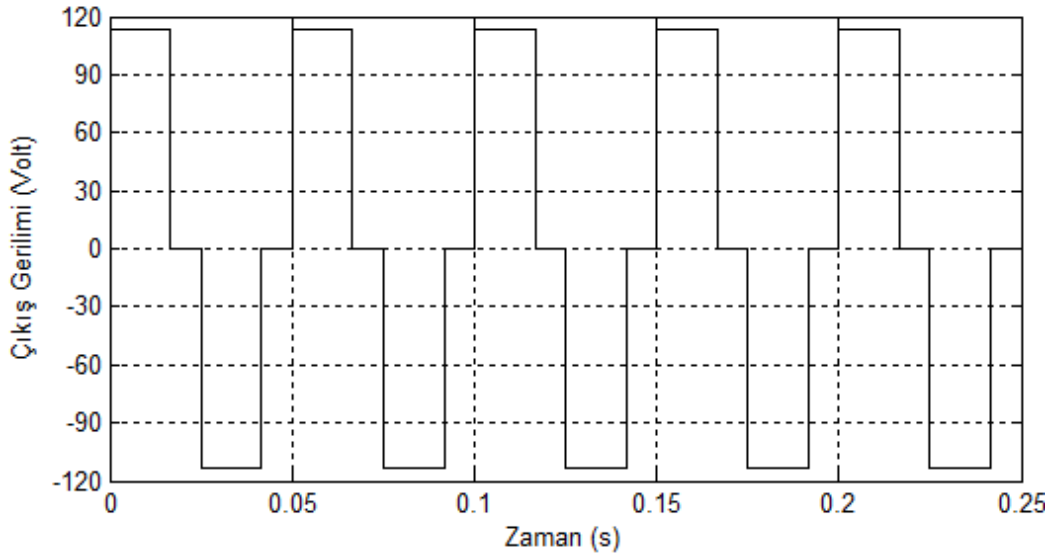


Şekil 5.12Şekil 5.10 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu

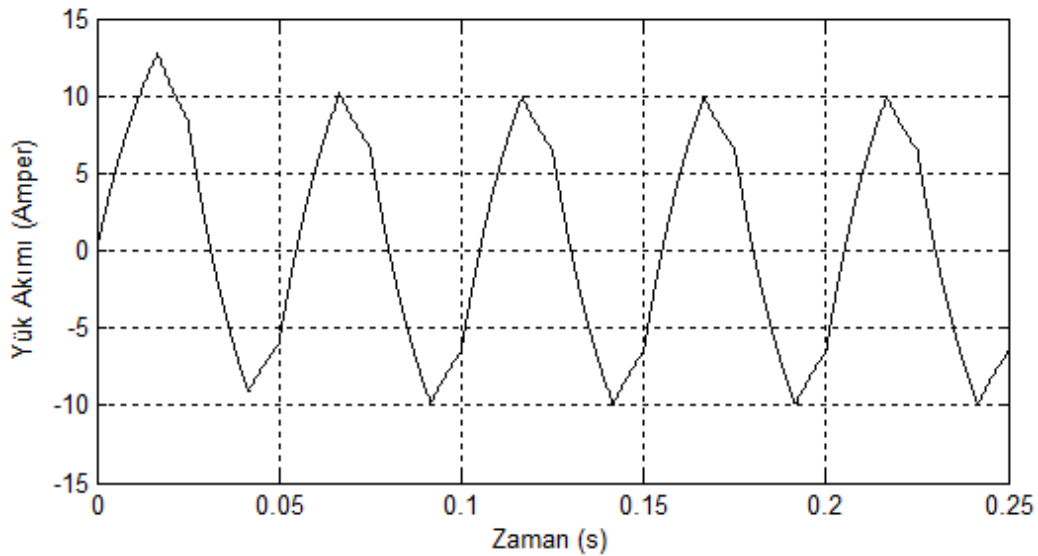
Benzer sonuçlar $f_o=20$ Hz için alınmış ve Şekil 5.13 – Şekil 5.20’de gösterilmiştir. Bu sonuçlar incelendiğinde önerilen yöntemde evirici çıkış gerilim dalga şeklinin değişmediği görölmektedir. Bu durum Şekil 5.15 verilen gerilim harmonik spektrumundan da açıkça görölebilir. Önerilen yöntemde 20 Hz’lik çalışma durumunda da evirici çıkış geriliminin THD’sinin % 31,09 olduğu görölmektedir. Bunun yanında 20 Hz’lik çıkış frekansında R-

L yükünün filtreleme etkisi artmıştır. Bu durum yük akımının Şekil 5.16'da verilen harmonik spektrumundan da açıkça görülmektedir. Bu durumda yük akımının THD'si % 4,98 olmuştur. 5 Hz'lik çalışma koşulunda bu değer % 8,37 idi.

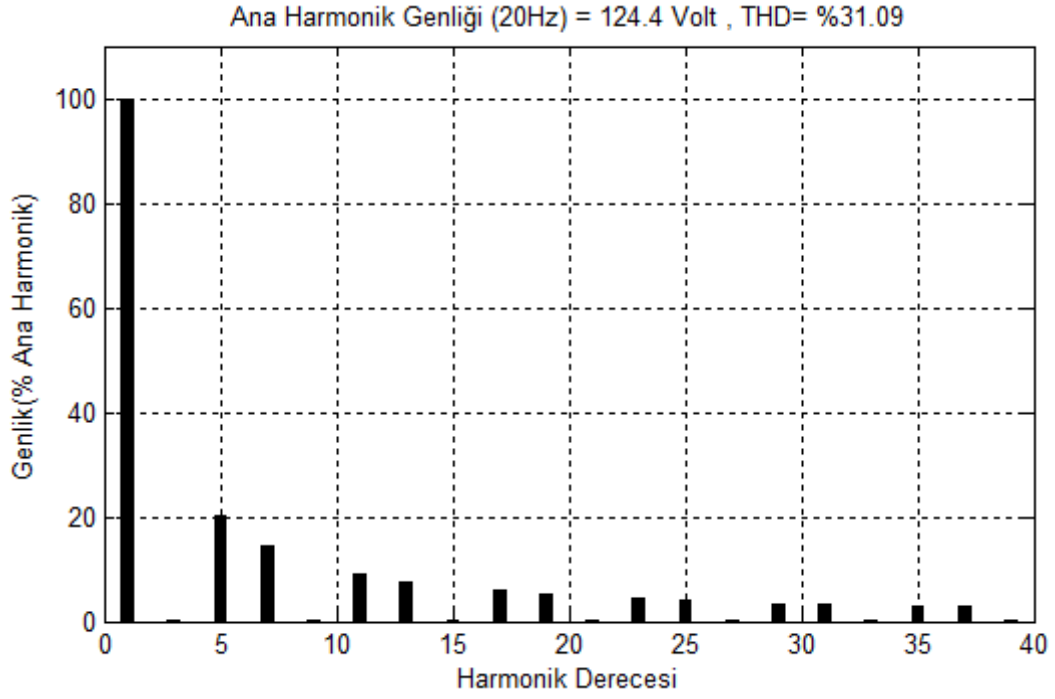
Beklendiği gibi evirici çıkış frekansı arttıkça kısmi kare dalga yönteminde çıkış gerilimindeki darbelerin süresi artmaktadır. Darbe sürelerindeki bu artış 5 Hz'lik dalga şekillerine göre daha iyi bir harmonik spektrumu sağlayacaktır. Bu durum Şekil 5.17 ve Şekil 5.18'de verilen gerilim ve akım dalga şekillerindeki iyileşmeden de anlaşılmaktadır. Evirici çıkış geriliminin THD'si % 124,2'ye düşmüştür. 5 Hz'de bu değer % 300,14 idi. Yük akımının 20 Hz'lik evirici çıkış frekansındaki THD'si % 34,35'e gerilemiştir. Ancak yine de bu değerler önerilen yöntemdeki değerlere kıyasla çok büyük kalmaktadır.



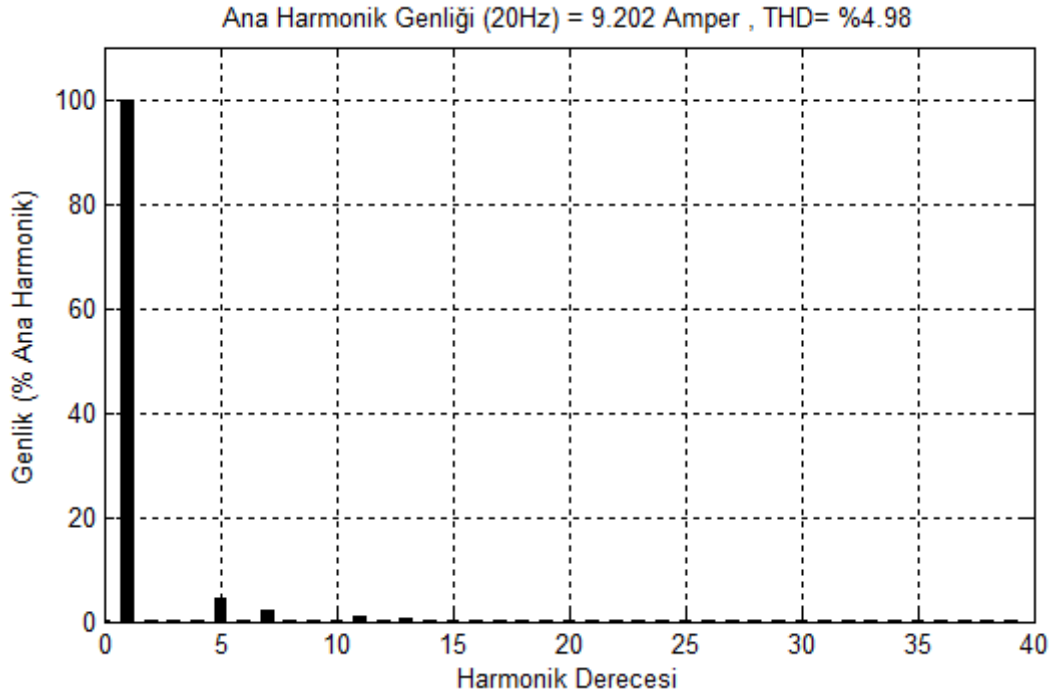
Şekil 5.13 $f_0=20$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



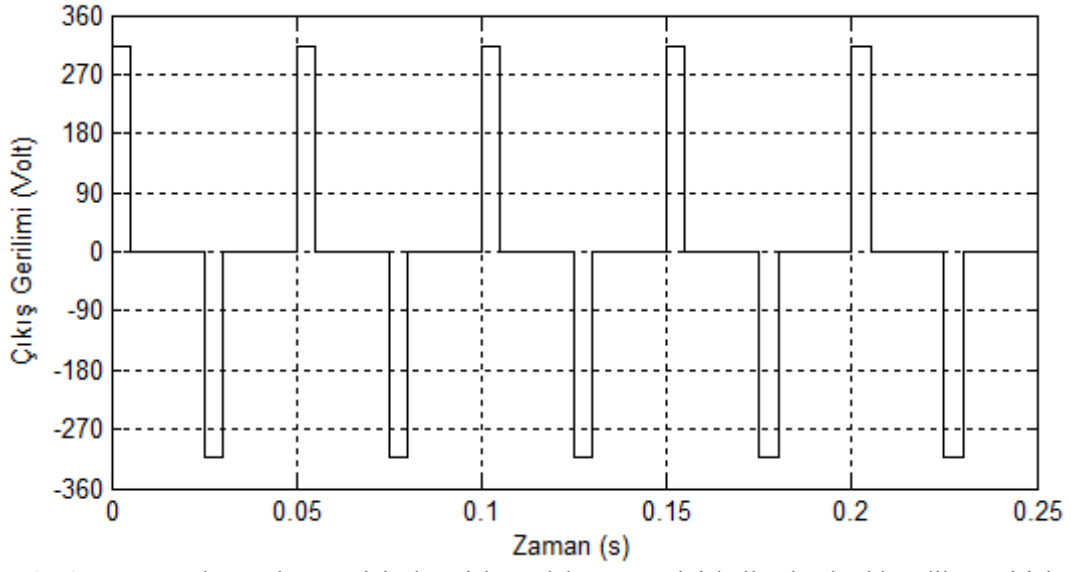
Şekil 5.14 $f_0=20$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı



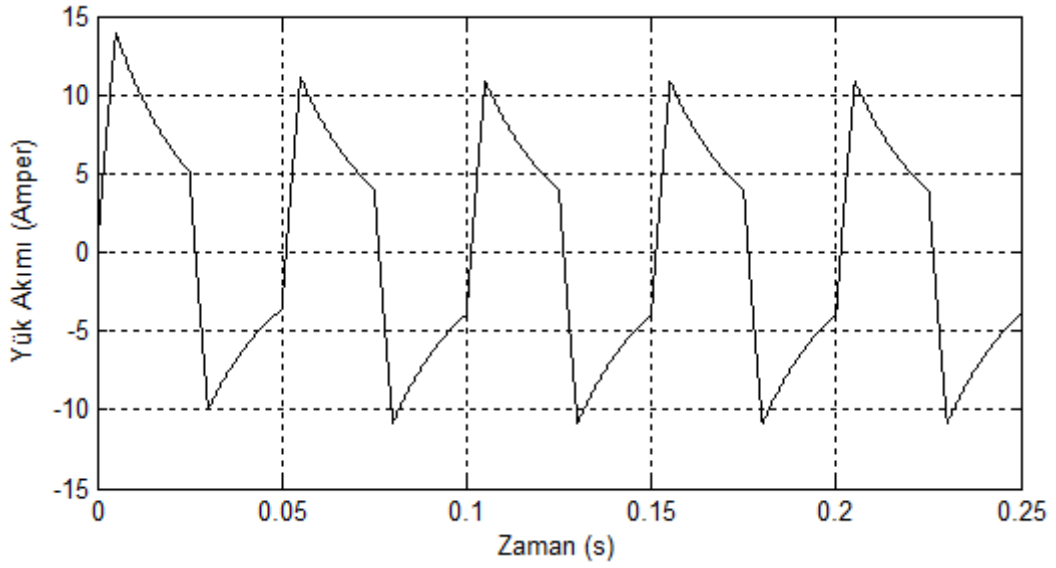
Şekil 5.15 Şekil 5.13 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



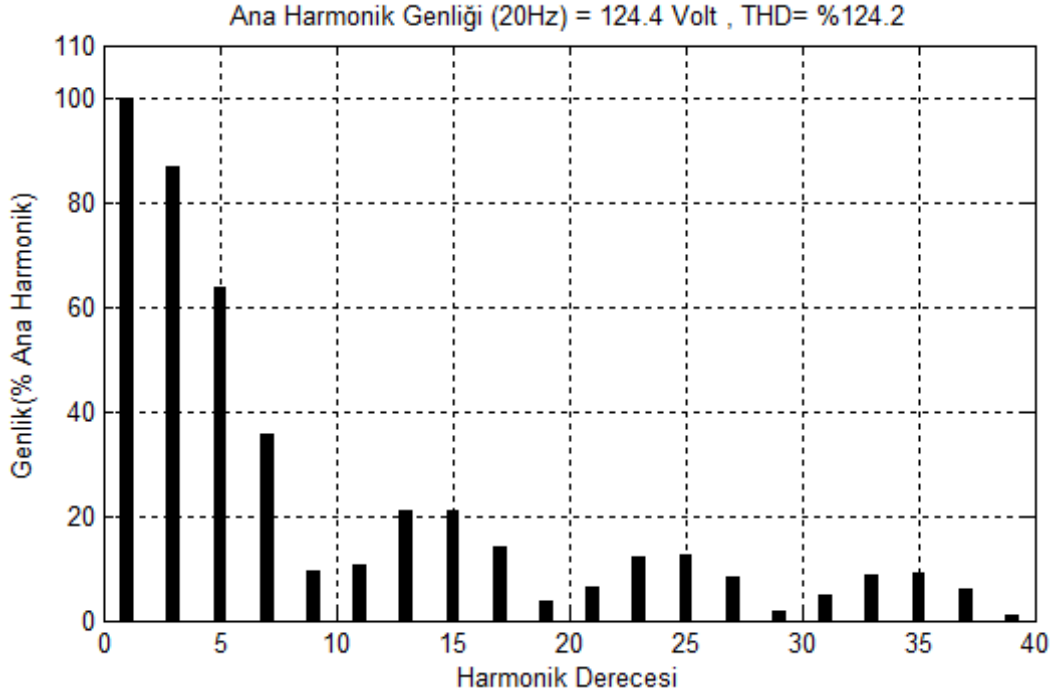
Şekil 5.16 Şekil 5.14 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu



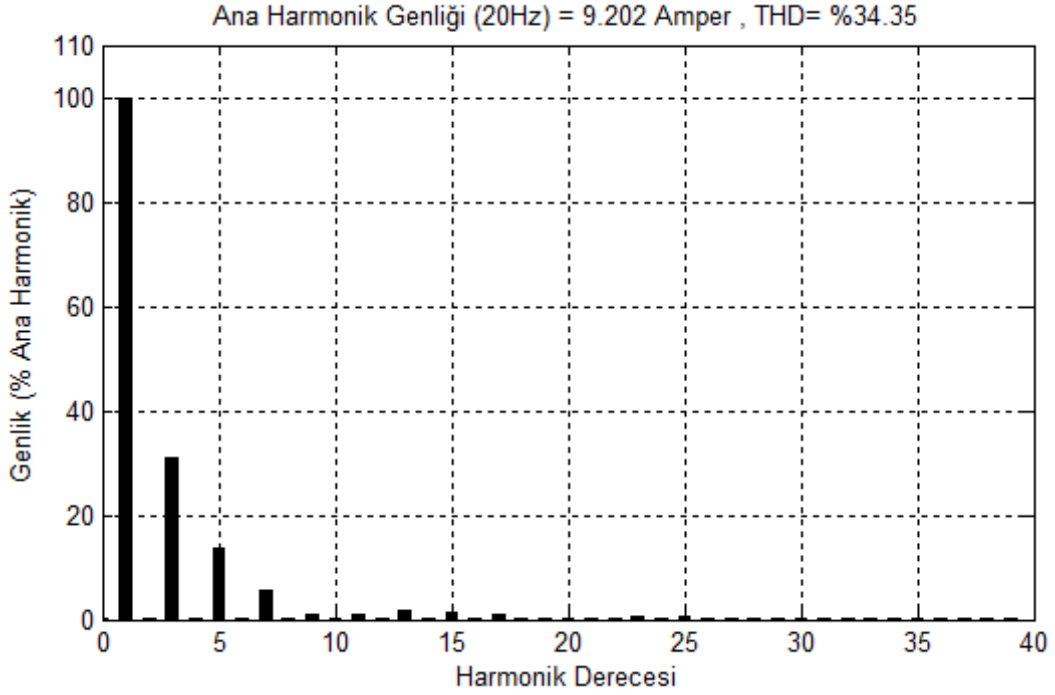
Şekil 5.17 $f_o=20$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalgayöntemini kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



Şekil 5.18 $f_o=20$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalga yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı



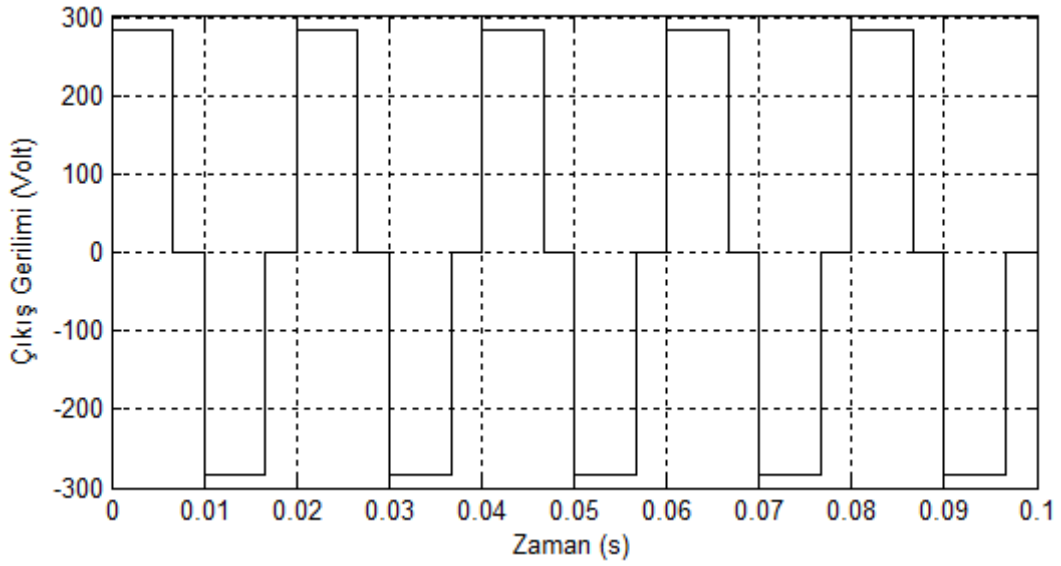
Şekil 5.19 Şekil 5.17 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



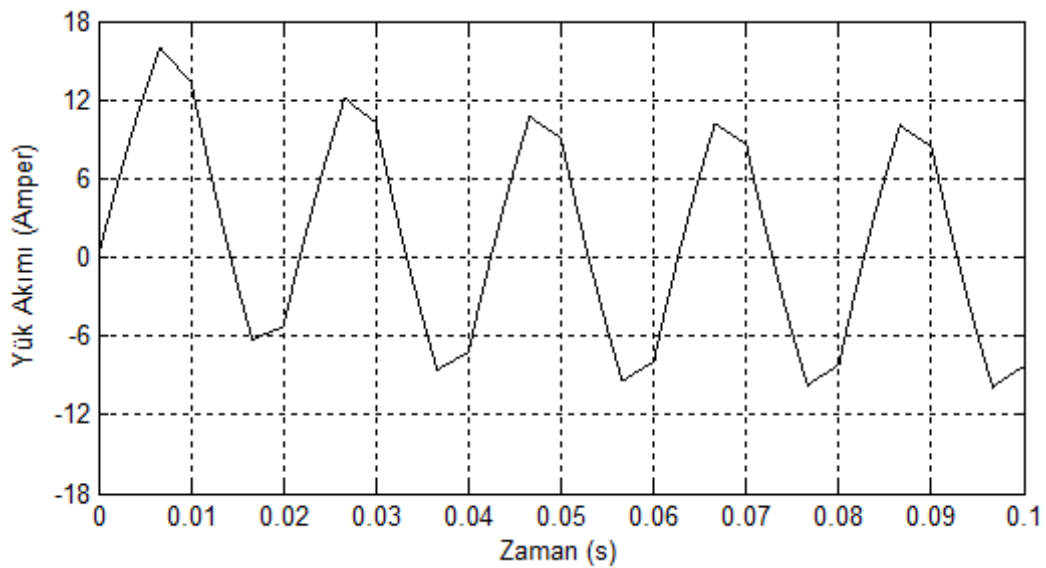
Şekil 5.20 Şekil 5.18 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu

Benzetim sonuçları önerilen kontrol sistemi ve kısmi kare dalga yöntemleri kullanılarak 50 Hz ve 70 Hz evirici çıkış frekansları için tekrarlanmıştır. Beklendiği üzere önerilen yöntemde evirici çıkış gerilimi dalga şekli değişmemiş yük akımı dalga şekilleri ise çıkış frekansındaki artışa paralel olarak yükün filtre etkisiyle daha da sinüsoidal forma

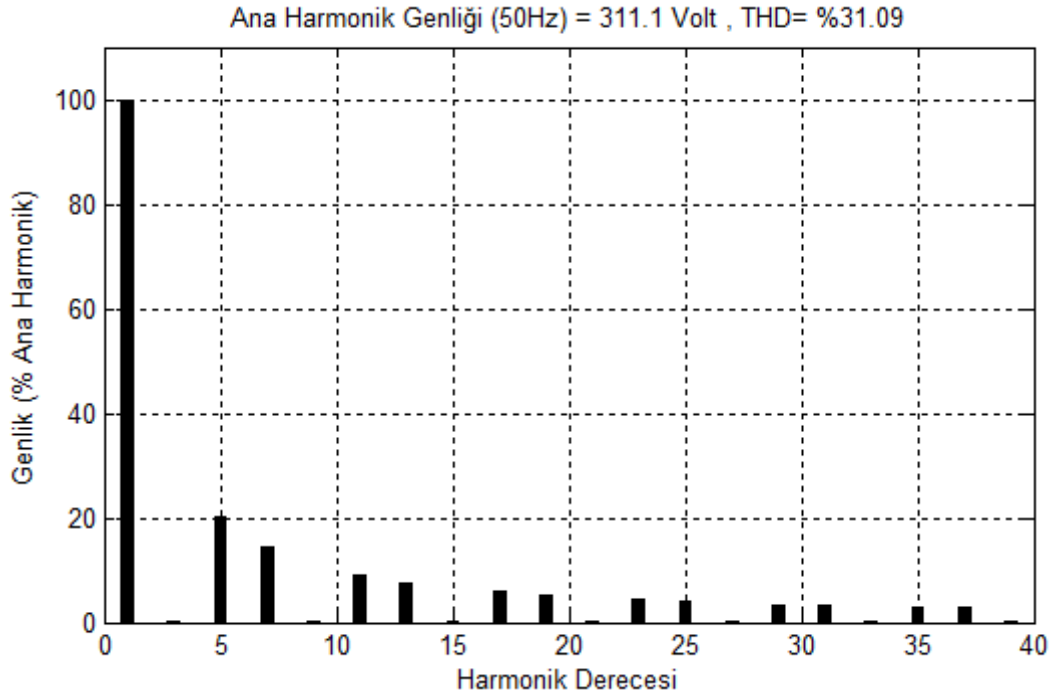
yaklaşmıştır. Kısmi kare dalga yönteminde ise çıkış frekansının artmasıyla sabit V/f çalışma için çıkış geriliminin de artması gerektiğinden kontrol yöntemi darbe genişliklerini arttırmış ve dalga şekilleri daha düşük frekanslara göre daha iyi bir form almıştır. Yine de bu yüksek frekanslarda bile önerilen kontrol yöntemi daha iyi sonuçlar vermiştir. Örneğin önerilen yöntemde 50 Hz ve 70 Hz için çıkış geriliminin THD'leri yine aynı olup %31,09'da kalmış kısmi kare dalga yönteminde ise THD'ler 50 Hz ve 70 Hz için % 38,76 olmuştur.



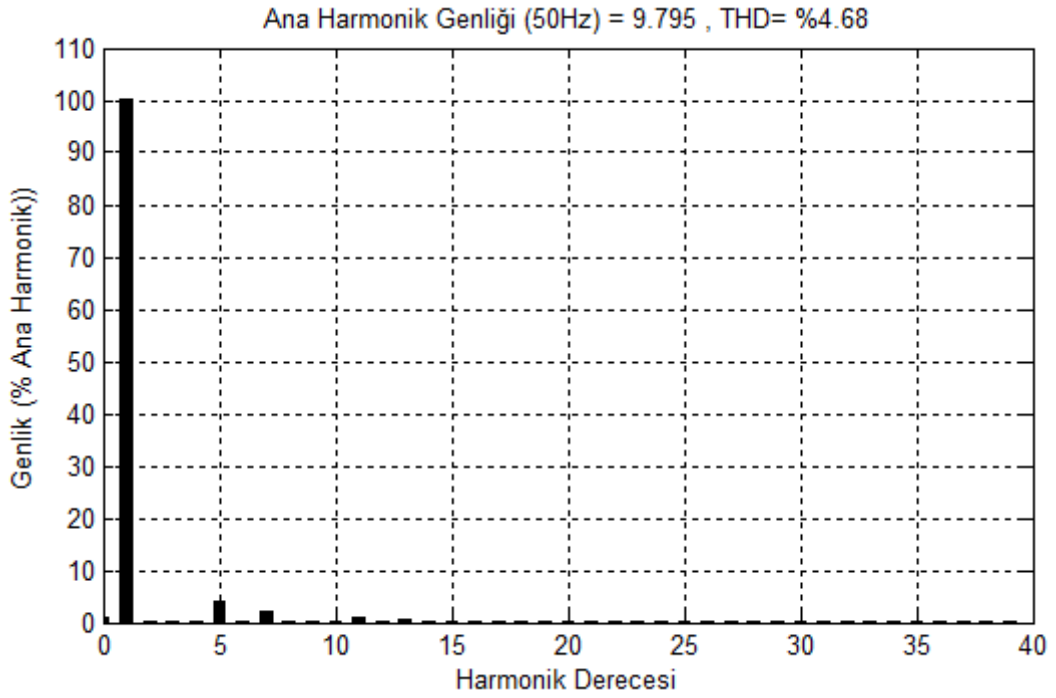
Şekil 5.21 $f_o=50$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



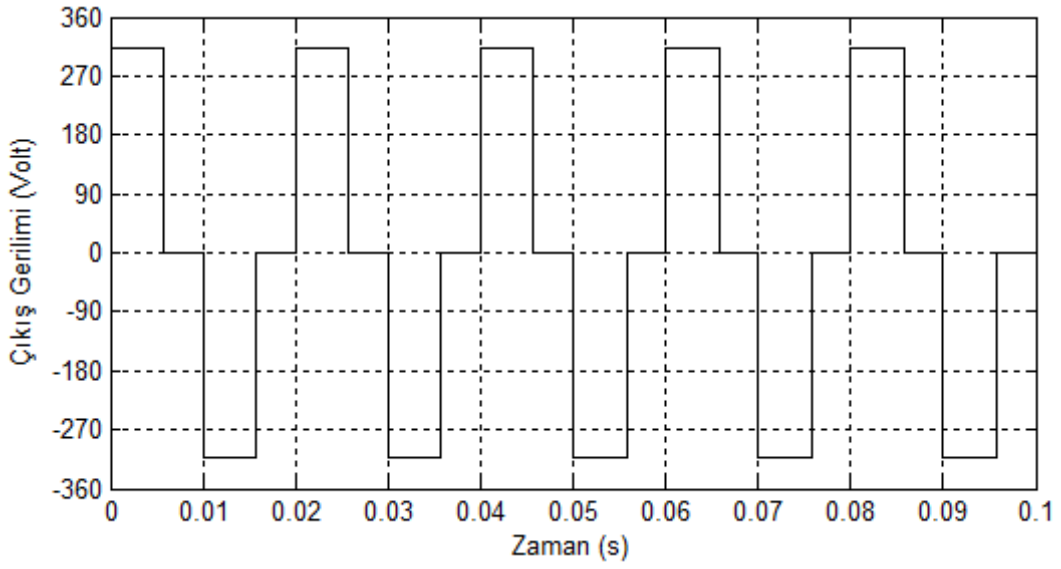
Şekil 5.22 $f_o=50$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı



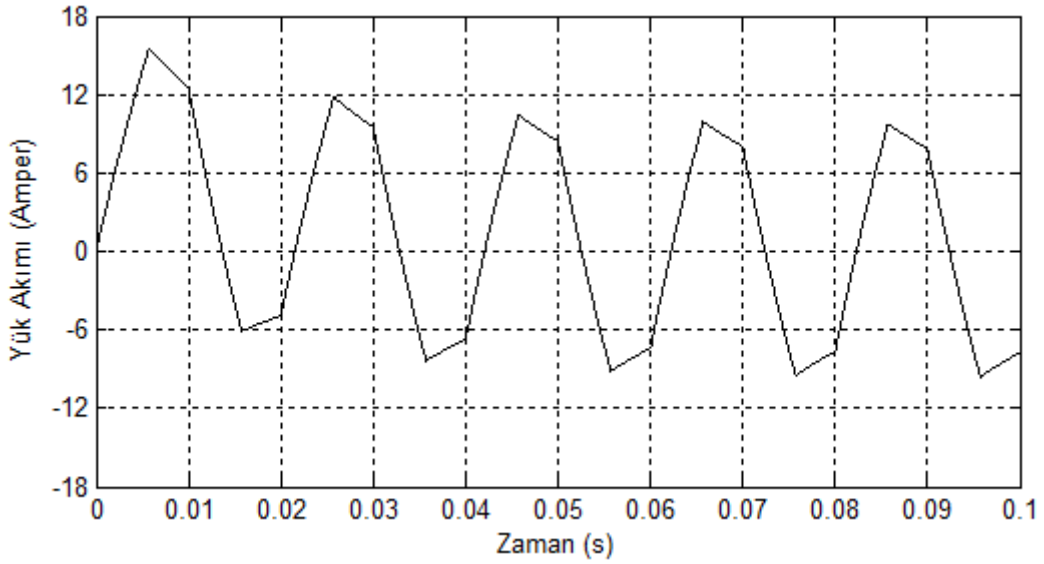
Şekil 5.23 Şekil 5.21 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



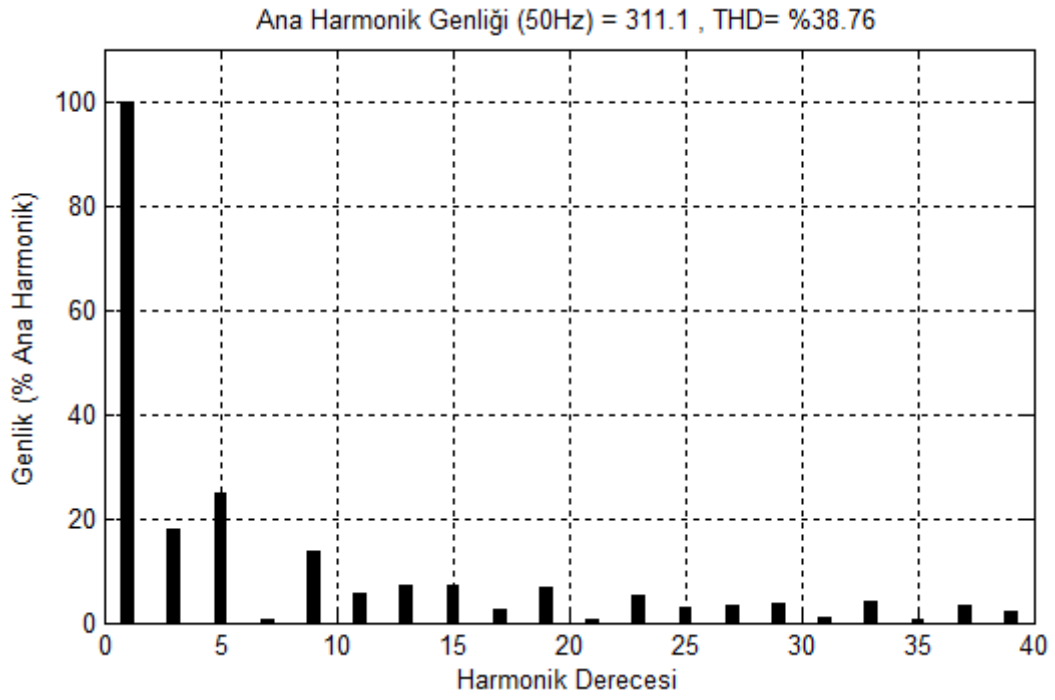
Şekil 5.24 Şekil 5.22 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu



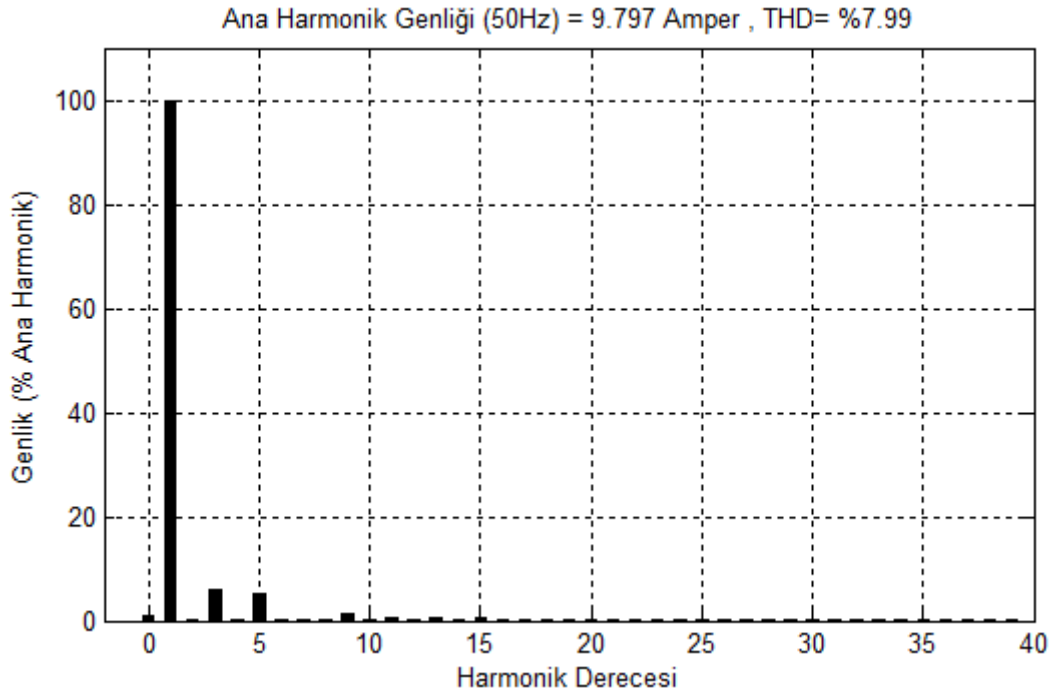
Şekil 5.25 $f_o=50$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalgayöntemini kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



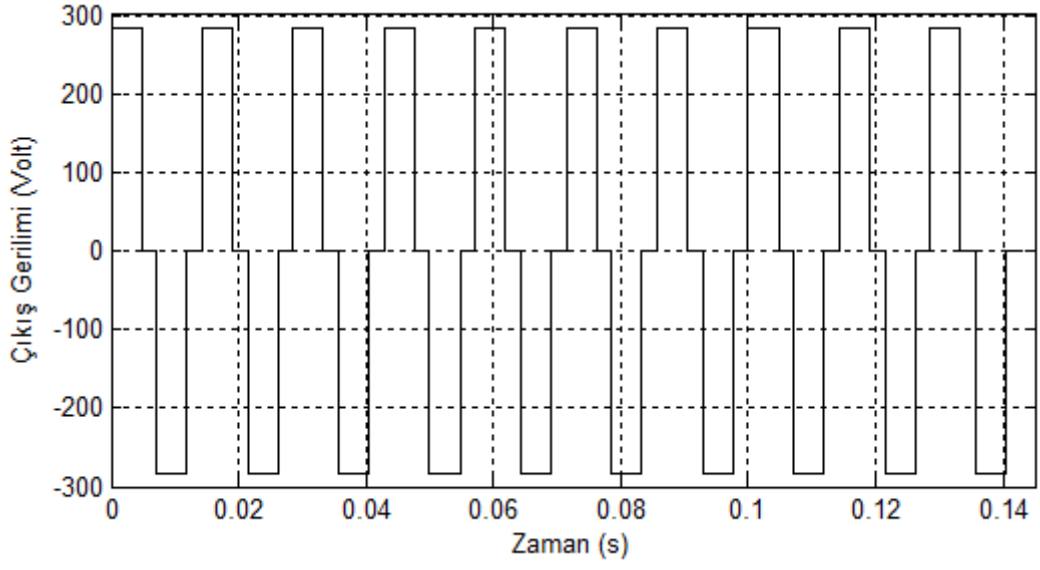
Şekil 5.26 $f_o=50$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalga yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı



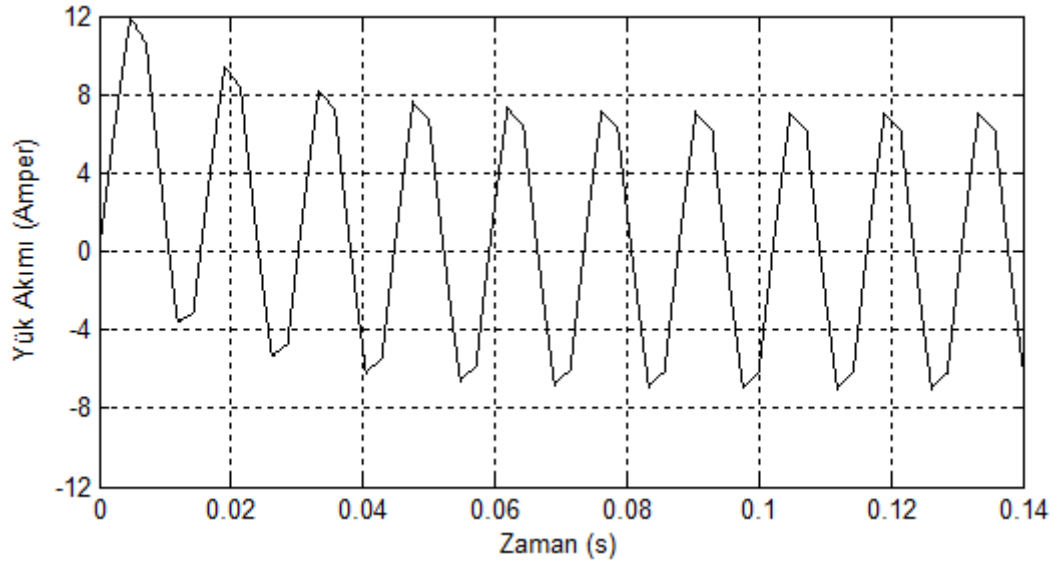
Şekil 5.27 Şekil 5.25 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



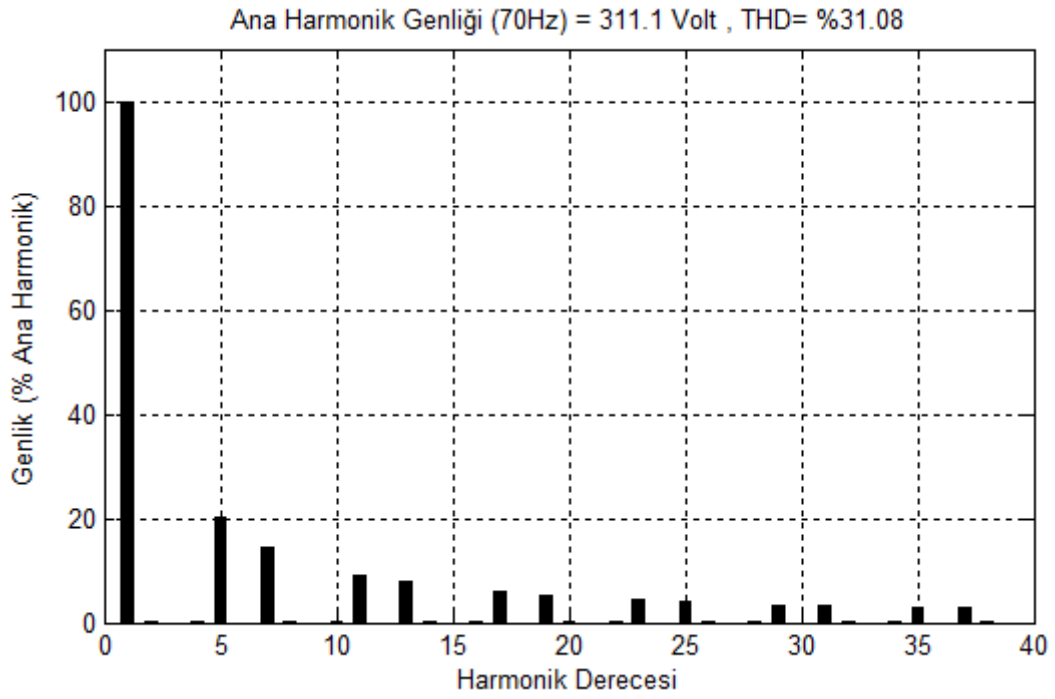
Şekil 5.28 Şekil 5.26 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu



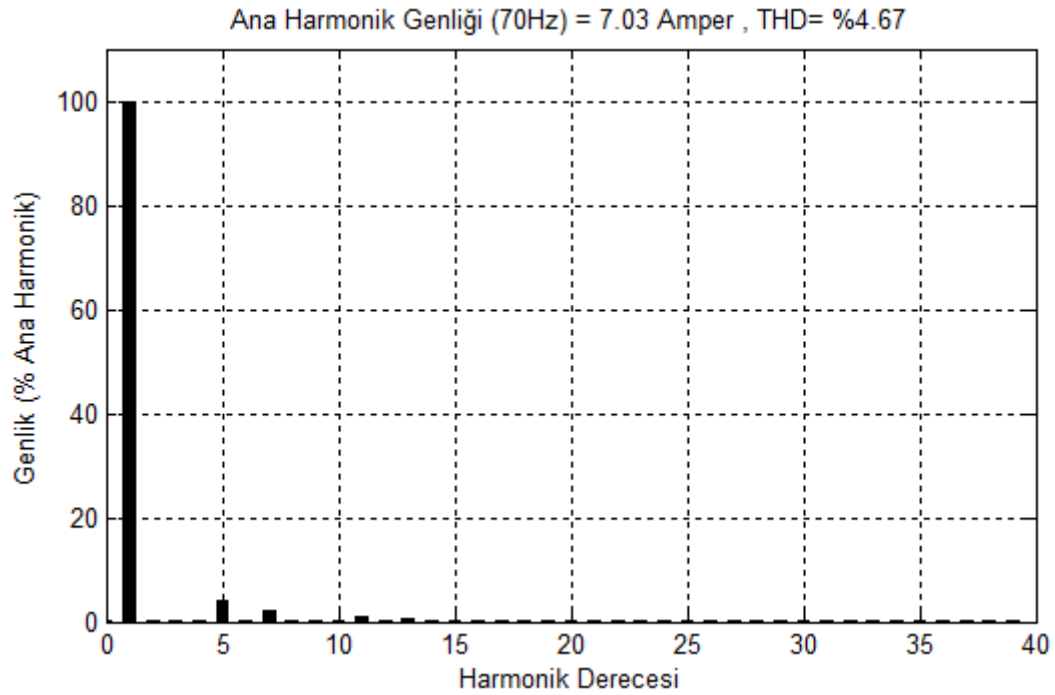
Şekil 5.29 $f_o=70$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



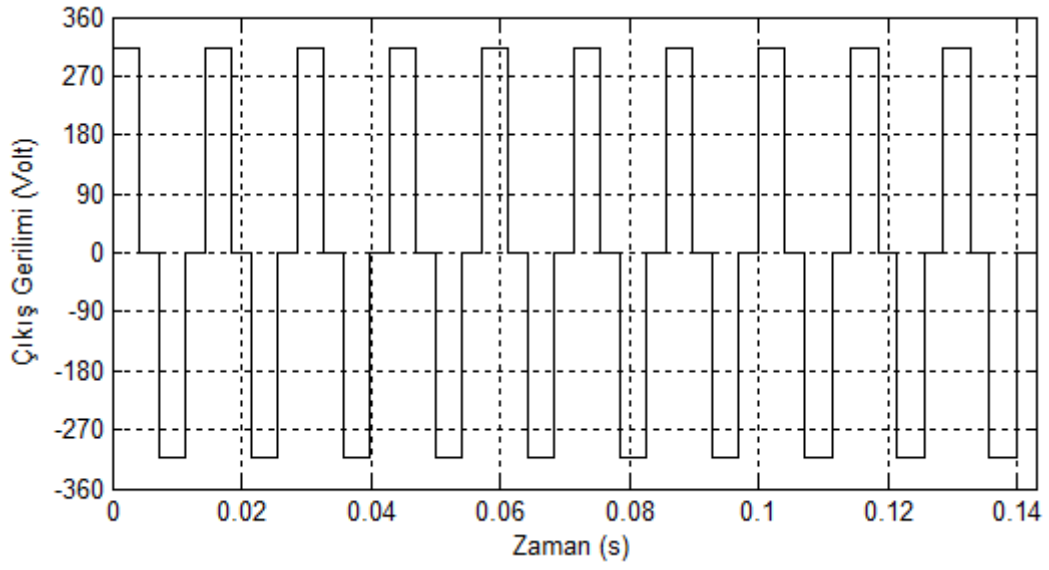
Şekil 5.30 $f_o=70$ Hz çalışma durumu için önerilen kontrol sistemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı



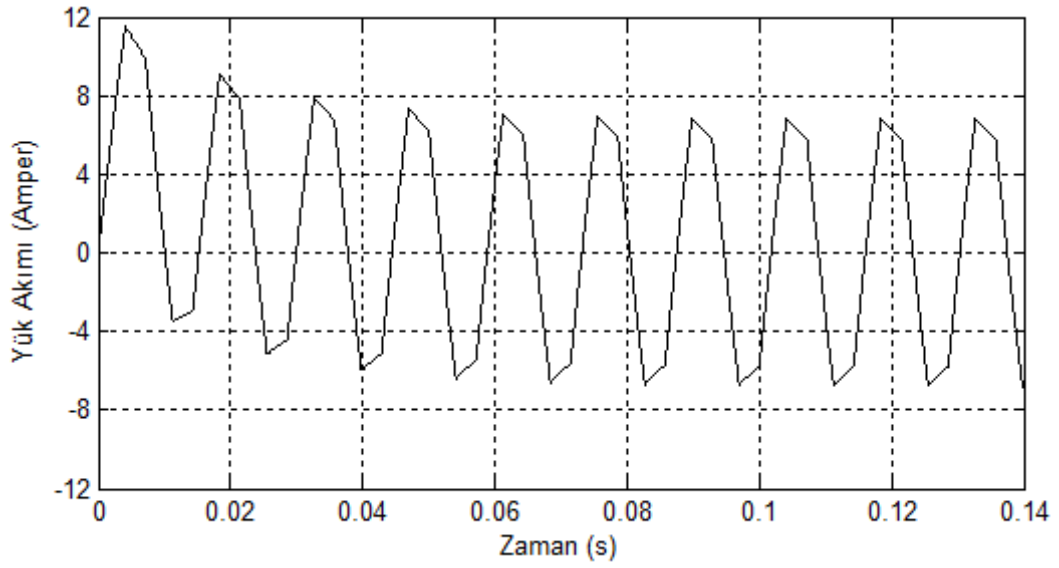
Şekil 5.31 Şekil 5.29 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu



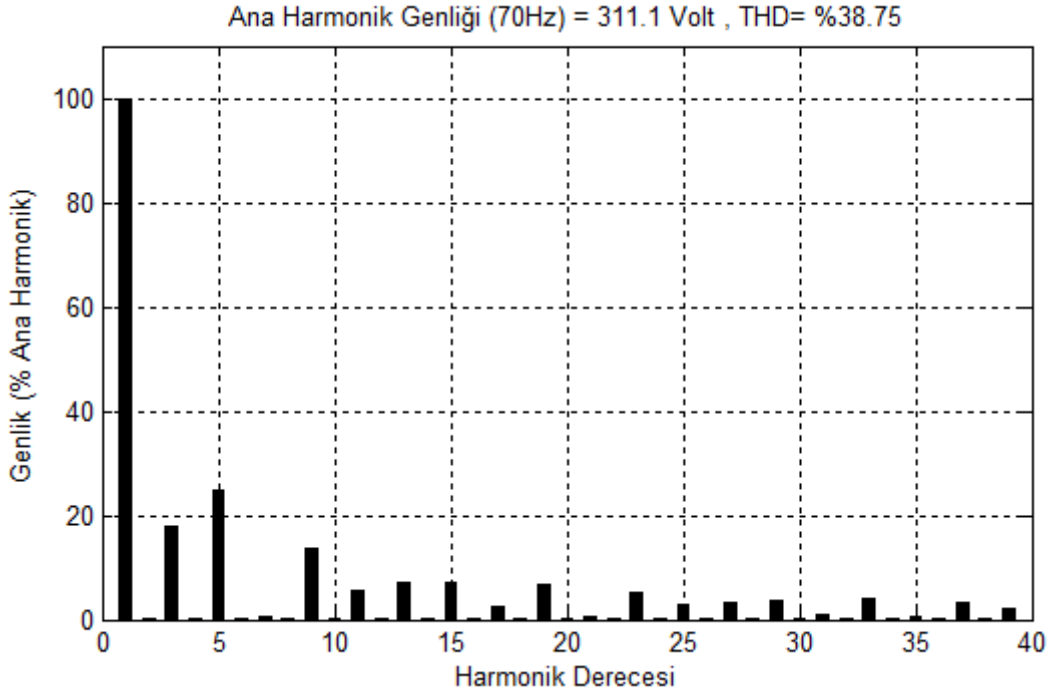
Şekil 5.32 Şekil 5.30 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu



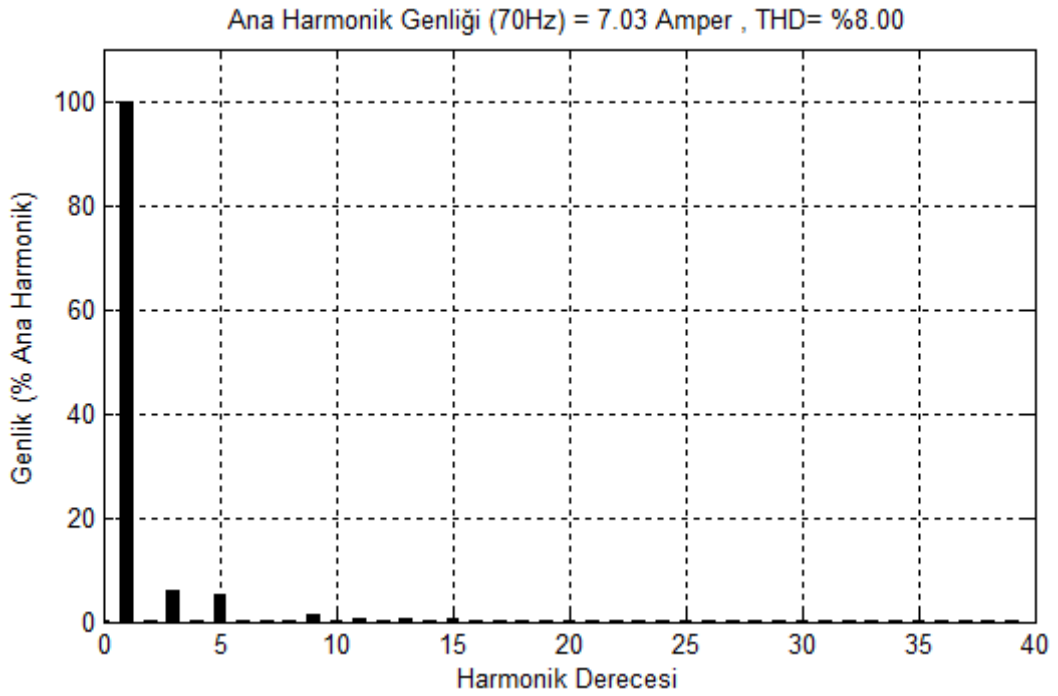
Şekil 5.33 $f_o=70$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalgayöntemini kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



Şekil 5.34 $f_o=70$ Hz çalışma durumu için kısmi kare dalga yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı

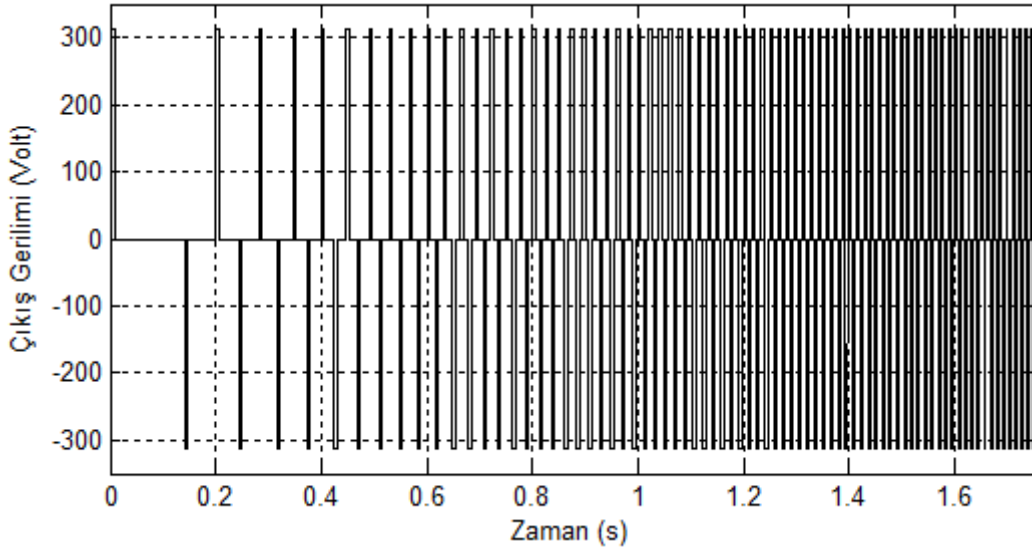


Şekil 5.35 Şekil 5.33 ile verilen evirici çıkış geriliminin harmonik spektrumu

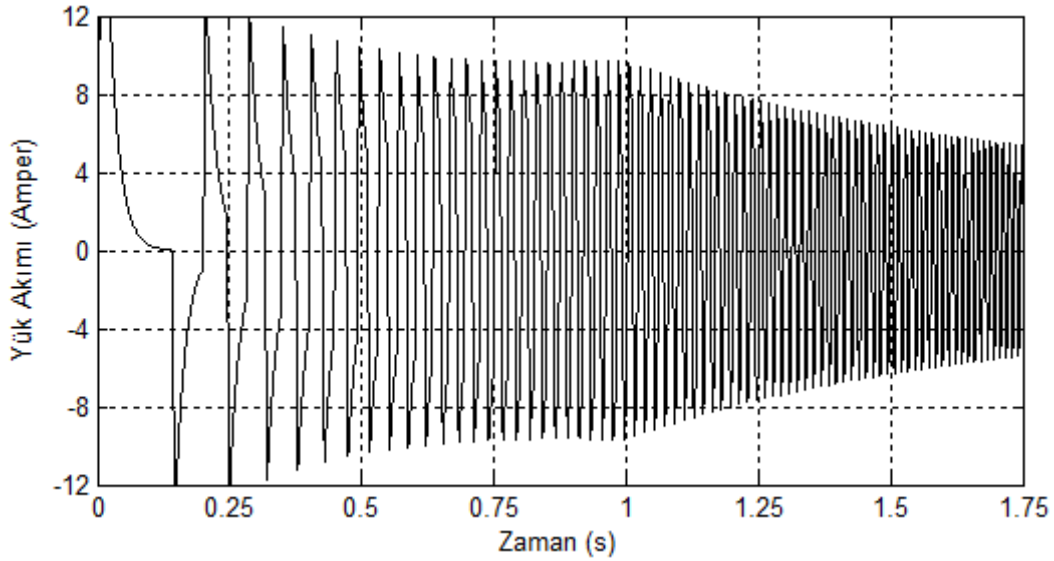


Şekil 5.36 Şekil 5.34 ile verilen evirici yük akımının harmonik spektrumu

Önerilen kontrol yöntemi ve kısmi kare dalga yöntemi ayrı ayrı kullanılarak tek fazlı eviricinin sabit V/f kontrollü olarak bir rampa fonksiyonu ile frekansı arttırılmıştır. Evirici çıkış gerilimi ve yük akımı dalga şekilleri incelenmiştir. Evirici çıkış frekansı sabit V/f kontrollü olarak 0'dan 50 Hz kadar 1 saniye içinde arttırılmıştır. Motor yükleri için alan



Şekil 5.39 Evirici çıkış frekansının rampa şeklinde arttırılması durumu için kısmi kare dalga kontrol yöntemi kullanılarak elde edilen evirici çıkış gerilimi



Şekil 5.40 Rampa fonksiyonu için kısmi kare dalga kontrol yöntemi kullanılarak elde edilen evirici yük akımı

Şekil 5.39'da gösterilen kısmi kare dalga yöntemiyle elde edilen evirici çıkış geriliminde DA bara gerilimi her frekans için sabit kalmakta ancak sabit V/f çalışmayı sağlamak için ise çıkış gerilimindeki darbelerin genişlikleri kontrol edilmektedir. Her iki yöntemde de 50 Hz'lik frekans artışına kadar (0-1saniye) sabit V/f çalışmanın sonucu olarak akımların genliği yaklaşık 10 Amper değerinde sabit kalmaktadır. Evirici çıkış frekansının 50 Hz'in üzerine çıkması durumunda ise (Motor yükleri için alan zayıflaması-Sabit güç bölgesi) V/f sabit kalmayarak frekans artışı ile birlikte yük akımının genliği azalmaktadır.

6. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında tek fazlı eviricinin yapısı ve modülasyon algoritmaları incelenmiştir. Tek fazlı eviricinin iki farklı modülasyon tekniği kullanılarak Matlab/Simulink modeli elde edilmiş ve değişik çalışma koşulları altında benzetim sonuçları alınmıştır. Bir karşılaştırma yapabilmek için modeller her iki modülasyon algoritması için aynı şartlarda çalıştırılmıştır.

Sabit bir DA kaynağından beslenen tek fazlı eviricilerde motor ve benzeri yüklerin beslenmesi durumunda frekans kontrolünün yanında gerilim kontrolüne de ihtiyaç duyulur. Yani asenkron motorda, senkron hızının altındaki hız değerlerinde çalışırken sabit moment elde edebilmek için motorun V/f oranı sabit tutulmalıdır.

Tek fazlı eviricilerde gerilim kontrolü iki şekilde yapılabilir. Bunlardan birincisi evirici anahtarlarının sinyalleri arasına bir gecikme koyarak yapılan kısmi kare dalga modülasyon tekniği iken diğeri ise darbe genişlik modülasyon (PWM) tekniğidir. Her iki teknik kullanılarak farklı frekans ve modülasyon indeksi değerleri için benzetim sonuçları alınmış ve gerilim ile akımların frekans spektrumları da verilerek bir karşılaştırma yapılmıştır.

Kısmi kare dalga tekniğinde anahtarlar bir çıkış periyodunda iki kere konum değiştirdiklerinden dolayı bu teknikteki anahtarlama kayıpları düşük olacaktır. Ancak ana harmonik dışındaki harmonikler ise PWM tekniğine göre daha etkin olacaktır. Özellikle düşük modülasyon indekslerinde ana harmoniğe yakın diğer harmoniklerin genlikleri çok yüksek olacaktır. Bu da bu tekniğin önemli bir dezavantajıdır. Bu teknik ile anahtarlar arasındaki sinyallerin gecikmesi ayarlanarak istenmeyen harmonikler elimine edilebilir. Yani harmonik eliminasyonu yapılabilir. Örneğin, anahtarlar arasındaki gecikme olan β , 120° 'ye ayarlanırsa evirici çıkış geriliminde üç ve üçün katı harmonikler bulunmayacaktır. Ya da β 72° yapılırsa çıkışta beş ve beşin katı harmonikler yok olacaktır. Böylece β ayarlanarak çıkışta istenmeyen harmonikler elimine edilebilir. Bu özellik bu tekniğin önemli bir avantajı olarak görülebilir.

PWM tekniğinde ise çıkış gerilimindeki harmonikler modülasyon indeksinin yanında doğrudan taşıyıcı frekansına bağlıdır. Ana harmoniğe en yakın harmonikler taşıyıcı frekans ve onun yan bantlarında bulunduğu için taşıyıcı frekans artırılarak bu harmoniklerin etkisi azaltılabilir. Çünkü bu harmonikler indüktif yükün alçak geçiren

etkisiyle kolayca filtre edilebilir. Dolayısıyla taşıyıcı sinyalin frekansı arttıkça çıkışın kalitesi o derece artmaktadır. Bu özellik bu yöntemin kısmi kare dalga yöntemine göre önemli bir avantajıdır. Ancak taşıyıcı frekansının çok artması anahtarlama frekansının artması anlamına geleceği için eviricinin anahtarlama kayıpları artacak ve dolayısıyla verimi düşecektir. Bu yüzden anahtarlama frekansı ile kayıpların lineer ilişkisi göz önünde bulundurularak anahtarlama frekansı optimum olarak belirlenmelidir.

Kısmi kare dalga modülasyon algoritmasında ana harmonik geriliminin maksimum efektif değeri evirici giriş gerilimi olan DA geriliminin % 90'ı iken PWM algoritmasında lineer bölge için bu değer % 70,7'dir. PWM algoritmasında ana harmoniğin efektif değeri ancak modülasyon indeksini 1'in üzerine çıkararak (aşırı modülasyon) artırılabilir. Fakat bu durumda PWM algoritmasının avantajları ortadan kaybolacak ve çıkış gerilimi kare dalga şekline yaklaşacaktır.

Bu tezde tek fazlı eviriciler için yeni bir kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem kısmi kare dalga kontrol yönteminin en önemli avantajı olan düşük anahtarlama frekansı avantajına sahiptir. Tek fazlı eviriciler yüksek güçlerde sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle elektrikli lokomotif uygulamaları ve çok seviyeli evirici uygulamalarında kullanılmaktadır. Büyük güçlerde anahtarlama kayıplarının azaltılması önem arz etmektedir. Önerilen yöntem bir çıkış periyodu için eviricilerdeki anahtarların sadece bir kez iletme ve kesime sokulmasını sağladığı için anahtarlama kayıpları minimize edilmekte büyük güçlerde düşük anahtarlama frekanslarında çalışabilen büyük güçlü yarı iletken elemanların tek fazlı eviricilerde kullanımına olanak vermektedir.

Önerilen yöntemin kısmi kare dalga yöntemine göre diğer önemli bir avantajı ise düşük çıkış gerilim değerlerinde bile düşük THD'ye sahip olmasıdır (% 31,8). Önerilen kontrol yöntemi evirici çıkışında her gerilim değeri için en baskın olan üç ve üçün katı harmonikleri elimine edecek şekilde aynı dalga şekli üretmektedir. Böylece evirici çıkış geriliminde sadece üç ve üçün katı dışındaki diğer tek sayılı harmonikler bulunmaktadır. Bu harmoniklerin genlikleri ise harmonik derecesine bağlı olarak ters orantılı şekilde azalmaktadır. Örneğin 5. harmoniğin genliği ana harmoniğin 1/5 katı kadar olmaktadır. Önerilen yöntem ile çıkış gerilim kontrolü, DA bara gerilimini bir kontrollü doğrultucu veya bir DA kısıyıcısı ile ayarlayarak yapılmaktadır. Kontrol yöntemi her çıkış gerilim değeri için DA bara gerilimini hesaplamakta ve uygun kontrol sinyallerini kontrollü doğrultucudaki tristörlere veya DA kısıyıcısının anahtarına uygulamaktadır.

Bu tezde yapılan MATLAB/Simulink modelleri ile hem önerilen kontrol sisteminin ve hem de kısmi kare dalga yönteminin benzetimleri yapılmış farklı çıkış frekansları için sonuçlar alınmıştır. Önerilen yöntemin her çıkış frekansı için kısmi kare dalga yöntemine göre çok daha iyi sonuçlar verdiği benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. Özellikle düşük çıkış frekanslarında (Örneğin 5 Hz) THD'nin kısmi kare dalga yöntemine göre 10 kat azaldığı gözlemlenmiştir. Evirici çıkış frekansı arttıkça bu iki yöntemin sağladığı çıkış gerilimi dalga şekillerindeki THD'ler arasındaki fark azalsa da önerilen yöntemin yüksek çıkış frekanslarında da daha iyi sonuç verdiği benzetim sonuçlarıyla ispatlanmıştır.

Her iki yöntemin çıkış frekansları bir rampa fonksiyonu ile arttırılmış 50 Hz'e kadar sistemin sabit V/f ile çalıştığı 50 Hz'in üzerinde ise V/f oranının azaldığı yük akımı dalga şekilleri ile gösterilmiştir. Bu sonuç yükün bir motor olması durumu için önem arz etmektedir. Önerilen kontrol yöntemiyle aynı zamanda tek fazlı bir asenkron motorun sabit V/f ile sabit moment bölgesinde çalıştırılabileceği nominal frekansın üzerindeki frekanslarda ise nominal hızın üzerine çıkılarak motorun sabit güç bölgesinde çalıştırılabileceği gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Murphy, J.M.D., Turnbull, F.G.** 1989. Power Electronic, Control of AC Motors. Pergamon Press.
- [2] **Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P.** 1989. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons, Singapore.
- [3] **Rashid, H.M.** 2014. Power Electronics, Circuits, Devices, and Applications, PERASON Press.
- [4] **Bodur, H.** 2010. Güç Elektroniği, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [5] **Samosir A. S., Mohd Yatim A. H.,** 2009. Dynamic Evolution Controller for Single Phase Inverter Application, IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications, ISIEA 2009, Kuala Lumpur, Malaysia, 530-535.
- [6] **Karshenas, H.R., Niroomand M.,** 2005. Design and implementation of a single phase inverter with sine wave tracking method for emergency power supply with high performance reference, Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS, 1232-1237.
- [7] **Kamel A.M., Ortmeyer T.H.,** 1989. Harmonic reduction in single-phase inverter using a parallel operation technique, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC' 89, 101-108.
- [8] **Tutkun N., Türkkkan Y., Ibrahimbaş M., Yücel N.,** 2010. Harmonic elimination in a single phase inverter output voltage with 2 and 4 bipolar notches in a half cycle by the HGA, International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion, SPEEDAM 2010, 1410-1415.
- [9] **Math Works** 1999. MATLAB for Microsoft Windows. Math Works, Mass.

- [10] **Xue Y., Chang L., Kjær S.B., Bordonau J., and Shimizu T.**, 2004. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: An overview, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19(5)**, 1305-1314.
- [11] **Mamun A., Elahi M. F., Quamruzzaman M., Tomal U.**, 2013. Design and implementation of single phase inverter, *International Journal of Science and Research, IJSR*, **2(2)**, 163-167.
- [12] **Abdul Kareem Z., Mansoor Ahmed G. Abdullah**, 2012. Analysis and simulation of single phase inverter controlled by neural network, *Al-Rafidain Engineering*, **20(6)**, 1-14.
- [13] **Haider, R., Alam, R., Yousuf, N.B., Salim, K.M.** 2012. Design and construction of single phase pure sine wave inverter for photovoltaic application, *International Conference on Informatics, Electronics & Vision, ICIEV 2012*, 190-194.
- [14] **[Sotoodeh P.](#), [Miller R.D.](#)**, 2013. A new single-phase inverter with D-STATCOM capability for grid-connected small wind turbines, [Power and Energy Conference at Illinois, PECE 2013](#), 175-179.
- [15] **Carnieletto R., Branda~ D.I.O., Suryanarayanan S., Felix A. F., and Simo~ Esa G. M.**, 2011. Multifunctional single-phase voltage-source inverter, *IEEE Industrial Applications Magazine*, Sept-Oct. 2011, 27-35.

ÖZGEÇMİŞ

Zeliha SÜNTER

sunterz@hotmail.com; zsunter@ptt.gov.tr

Tel: 0424 2336718

PTT Başmüdürlüğü, Posta İşletme Hizmetleri Müdürü, Elazığ

- 1967 :Erzin- Hatay'da doğdu.
- 1985 :Malatya Turan Emeksiz Lisesini bitirdi.
- 1991 :Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünü bitirdi.
- 1991-1995 :Nottingham – İngiltere'de eş durumundan dolayı bulundu. Çeşitli İngilizce kurslarına katıldı.
- 1996 :Elazığ Gazi Endüstri Meslek Lisesinde Elektronik Öğretmeni olarak göreve başladı.
- 2002-2004 :İller Bankası 12. Bölge Müdürlüğünde Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak göreve yaptı.
- 2004 : Elazığ PTT Başmüdürlüğünde Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak göreve başladı.
- 2011 :Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü Elektrik Makinaları Anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı.
- 2011 :Elazığ PTT Başmüdürlüğünde Posta İşletme Hizmetleri Müdürlüğüne atandı. Halen bu görevini yürütmektedir.