

168622

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**EVİRİCİLERDE DGA ANAHTARLAMALARI İLE
HARMONİK ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Ali ÇELİK

Anabilim Dalı: Elektrik Mühendisliği

Danışman: Prof.Dr. Nurettin ABUT

MAYIS 2006

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**EVİRİCİLERDE DGA ANAHTARLAMALARI İLE
HARMONİK ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Ali ÇELİK

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 01 Mayıs 2006

Tezin Savunulduğu Tarih : 30 Mayıs 2006

Tez Danışmanı

Prof.Dr.Nurettin ABUT

Nurettin Abut
.....

Üye

Prof.Dr.Hacı BODUR

Hacı Bodur
.....

Üye

Prof.Dr.Hasan DİNÇER

Hasan Dinçer
.....

MAYIS 2006

EVİRİCİLERDE DGA ANAHTARLAMALARI İLE HARMONİK ANALİZİ

Ali ÇELİK

Anahtar Kelimeler: Evirici, Darbe Genişlik Ayarı, Harmonik, Gerilim Beslemeli Evirici, Akım Beslemeli Evirici

Özet: Bu çalışmanın ilk bölümü tezle ilgili literatür taraması içerir. Bu bölümde eviriciler ve çeşitleri anlatılmış, buna ek olarak, asenkron motor hız kontrolünde kullanılan Gerilim Beslemeli Evirici (GBE) ve Akım Beslemeli Evirici (ABE)' ler hakkında bilgiler verilmiş ve bu iki evirici tipi karşılaştırılmıştır. İkinci bölümde güç kalitesi hakkında bilgi verilmiştir. Üçüncü bölümde harmonikler tanıtılmış ve harmoniklerle ilgili temel formüller verilmiştir. Dördüncü bölümde Darbe Genişlik Ayarı (DGA) yöntemi anlatılmış ve eviricilere uygulanan çeşitli DGA tekniklerinden bahsedilmiştir. Son bölümde üç fazlı bir eviriciye DGA yöntemi uygulanarak harmonik analizi yapılmıştır. Sistemin modeli Matlab-Simulink programı yardımıyla oluşturulmuştur.

Simülasyon sonuçlarında ise, üç fazlı eviricinin değişik DGA yöntemlerindeki çıkış değerleri değiştirilerek harmonikler karşılaştırılmıştır. Yük, frekans, modülasyon indeksi ve DGA yöntemi değiştirilerek sonuçlar karşılaştırılmıştır.

HARMONICS ANALYSIS BY PWM SWITCHINGS IN INVERTERS

Ali ÇELİK

Keywords: Inverter, Pulse Width Modulation, Harmonics, Voltage Source Inverter, Current Source Inverter

Abstract: The first chapter of this study contains the literature review. In this chapter inverters and their types are explained and informations about Voltage Source Inverters (VSI) and Current Source Inverters (CSI) are given, which are used in asynchronous motor speed control, also these two inverters are compared. The information about the quality of power is given in the second chapter. The third chapter contains the information of the harmonics and the basic formulas of the harmonics. The Pulse Width Modulation (PWM) method are explained in the fourth chapter and are mentioned different PWM technics of implementations for inverters. In the last chapter, PWM method is applied to three phases inverter and harmonic analysis is made. The model of system is generated with help of Matlab-Simulink software.

The harmonics are compared in the simulation results by changing output values of three phases inverter in the different PWM methods. The results are compared by changing load, frequency, modulation index and PWM method.

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Günümüzde eviricilerin kullanım alanı gittikçe artmaktadır. Eviriciler DA gücü istenilen frekans ve gerilimde AA güce dönüştüren güç elektroniği devreleridir. Besleme özelliklerine göre gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere ikiye ayrılırlar. Eviriciler; hız denetimli asenkron motor sürücü sistemlerinde, kesintisiz güç kaynaklarında, uçakların güç kaynaklarında, Yüksek Gerilimde DA İletim (YGDA) sistemlerinin çıkış katında, endüksiyon ısıtmada ve telekom haberleşme santrallerinde yaygın olarak kullanılırlar. Bu çalışmada eviricilerde harmoniklerin azaltılması için yaygın olarak kullanılan DGA tekniği anlatılmıştır. Üç fazlı bir eviricinin Matlab-Simulink programında benzetimi gerçekleştirilmiştir. Üç fazlı eviricide değişik DGA tekniklerine göre sonuçlar karşılaştırılmış ve harmonik analizi yapılmıştır.

Bu çalışmada bana destek veren ve yönlendiren değerli hocam Sayın Prof. Dr. Nurettin ABUT'a, yardımlarından dolayı saygıdeğer Arş. Gör. Murat Kale'ye, Arş. Gör. Mustafa Nil'e, eğitim hayatımda maddi ve manevi her türlü desteği benden esirgemeyen annem Leyla Çelik'e ve babam Erol Çelik'e teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	ii
ABSTRACT.....	iii
ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER	v
SİMGELER DİZİNİ ve KISALTMALAR	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	xi
TABLolar LİSTESİ.....	xvi
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Taraması.....	1
1.2 Eviriciler.....	3
1.3 Frekans Dönüştürücüleri	4
1.4 Eviricilerde Kullanılan Yarıiletken Anahtarlama Elemanları.....	5
1.5 Eviricilerin Çeşitleri.....	7
1.5.1 Yarım köprü evirici	7
1.5.2 Bir fazlı köprü evirici.....	12
1.5.3 Üç fazlı tam köprü evirici	13
1.5.4 Gerilim beslemeli eviriciler.....	15
1.5.5 Akım beslemeli eviriciler.....	17
1.5.6 Üç fazlı altı basamaklı evirici	18
1.5.7 Darbe genişlik ayarlamalı eviriciler.....	19
1.6 Çok Fazlı Eviriciler	19
1.6.1 Altı adımlı evirici	20
1.7 V/f Kontrol.....	27
BÖLÜM 2. GÜÇ KALİTESİ.....	29
2.1 Giriş.....	29
2.2 Güç Kalitesi Problemleri.....	29
2.2.1 Frekans problemleri	29
2.2.2 Gerilim problemleri.....	29

2.2.3	Dalga şeklindeki bozulmalar.....	31
2.3	Ortalama Akım ve Gerilim	34
2.3.1	Üç fazlı sistemlerde akım, gerilim ve güç.....	35
BÖLÜM 3. HARMONİKLERİN İNCELENMESİ.....		38
3.1	Giriş.....	38
3.2	Güç Sistemlerinde Harmonikler.....	45
3.3	Sinüzoidal Olmayan Dalga Şekillerine Göre Elektriksel Büyüklükler.....	45
3.3.1	Toplam harmonik bozunumu	47
3.3.2	Toplam talep bozunumu.....	47
3.3.3	Güç faktörü bozunumu.....	47
3.4	Harmonik Gerilim ve Akım Kaynakları	48
3.4.1	Bir faz tam dalga denetimsiz köprü doğrultucu	48
3.4.2	Bir faz tam denetimli orta uçlu doğrultucu	51
3.4.3	Bir faz tam denetimli köprü doğrultucu	53
3.4.4	Üç fazlı denetimli köprü doğrultucu	57
3.4.5	Basamaklı dalga çıkışlı eviricilerde harmonikler.....	60
3.5	Harmoniklerin Optimizasyonu.....	61
3.5.1	Basamaklı dalga çıkışlı eviricilerdeki harmoniklerin optimizasyonu	62
3.5.2	DGA evirici çıkış dalgasındaki harmoniklerin optimizasyonu.....	63
3.5.3	Altı darbeli diyotlu doğrultucu kullanılması	65
3.5.4	On iki veya yirmi dört darbeli doğrultucu kullanımı	65
3.5.5	IGBT köprüsü kullanımı	66
3.5.6	Aktif güç filtreleri	67
3.5.6.1	Paralel aktif güç filtreleri	67
3.5.6.2	Seri aktif güç filtreleri	69
3.5.6.3	Hibrit aktif- pasif güç filtreleri.....	69
3.5.6.4	Birleşik güç kalitesi düzenleyicileri	71
3.5.7	Pasif filtreler.....	72
BÖLÜM 4. DARBE GENİŞLİK AYARI YÖNTEMİ		74
4.1	Giriş.....	74
4.1.1	Tek darbe genişlik ayarı	76
4.1.2	Çoklu darbe genişlik ayarı	77
4.1.3	Sinüzoidal darbe genişlik ayarı	78
4.1.4	Azaltılmış sinüzoidal darbe genişlik ayarı	79

4.1.5	Kare dalga DGA tekniği.....	80
4.2	Darbe Genişlik Ayarı Analizi.....	81
4.3	Dalga Başına Darbe Sayısı.....	85
4.4	Darbe Genişlik Ayarlı Evirici Modeli.....	96
4.5	Çok Fazlı Eviricilerde Darbe Genişlik Ayarı.....	101
BÖLÜM 5. BENZETİM SONUÇLARI		103
5.1	Sinüzoidal DGA Sinyali Matlab Modeli.....	103
5.2	Üç Fazlı Eviricide DGA Uygulaması	107
5.2.1	Sinüs-Üçgen DGA yöntemindeki sonuçlar	108
5.2.1.1	Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz ve m=0,4 durumu	109
5.2.1.2	Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz ve m=0,8 durumu	114
5.2.1.3	Sinüs-Üçgen DGA, TF=20kHz ve m=0,8 durumu	116
5.2.2	Sinüs-Kare Dalga DGA yöntemindeki sonuçlar	117
5.2.2.1	Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8 durumu	118
5.2.2.2	Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=20kHz, m=0,8 durumu	120
5.2.3	Sinüs-Testeredişi karşılaştırmalı DGA durumunda sonuçlar.....	121
5.2.3.1	Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8 durumu.....	121
5.2.3.2	Sinüs-Testeredişi DGA, TF=20kHz, m=0,8 durumu.....	124
SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....		126
KİŞİSEL YAYIN ve ESERLER.....		127
KAYNAKLAR		128
ÖZGEÇMİŞ		133

SİMGELER DİZİNİ ve KISALTMALAR

A_C	: Üçgen dalga taşıyıcı sinyalin genliği
A_r	: Kare dalga referans sinyalinin genliği
B_{max}	: Maksimum manyetik akı yoğunluğu, (Tesla)
C	: Kapasite, (Farad)
c_n	: n.harmoniğin genliği
d/d	: devir/dakika
f	: Frekans, (Hz)
f_C	: Taşıyıcı dalga frekansı
f_R	: Referans dalga frekansı
f_r	: Rezonans frekansı
I	: Akım, (A)
I_D	: Diyot akımı
I_{ef}	: Efektif akım
I_L	: Yük akımı
I_{max}	: Akımın maksimum değeri
I_{sc}	: Maksimum kısa devre akımı
K	: Motorun ölçülerine ve sarım sayısına bağlı bir katsayı
L	: Bobinin indüktansı, (Henry)
m	: Modülasyon indeksi
m_a	: Genlik modülasyon oranı
n	: Harmonik derecesi
P	: Aktif güç, (W)
P_{or}	: Ortalama aktif güç
p_r	: Taşıyıcı dalga frekansının referans dalga frekansına oranı
R	: Direnç (Ω)
S	: Görünür güç, (VA)
T	: Periyot
T_e	: Elektromagnetik moment (Nm)

t_i	: Yarım periyot için darbelerin yerleşme zamanı
t_{pi}	: Darbe genişliği
V	: Gerilim, (V)
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	: Faz-faz gerilimleri
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	: Faz-nötr gerilimleri
V_C	: Taşıyıcı dalganın genliği
V_{dc}	: Giriş gerilimi
V_{ef}	: Efektif gerilim
V_L	: Yük gerilimi
V_{max}	: Gerilimin maksimum değeri
V_{NO}	: Nötr noktası gerilimi
V_R	: Referans dalganın genliği
ω	: Açısal frekans,(rad)
α	: Tetikleme açısı
ϕ	: Faz açısı
τ	: Zaman sabiti
AA	: Alternatif Akım
AC	: Alternative Current
ABE	: Akım Beslemeli Evirici
BGKD	: Birleşik Güç Kalitesi Düzenleyicileri
BJT	: Bipolar Junction Transistor
CAD	: Computer Aided Design (Bilgisayar Destekli Tasarım)
CAM	: Computer Aided Manufacturing (Bilgisayar Destekli Üretim)
CSI	: Current Source Inverter (Akım Beslemeli Evirici)
DA	: Doğru Akım
DC	: Direct Current
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı
EMG	: Elektromagnetik Gürültü
FFT	: Fast Fourier Transformation (Hızlı Fourier Dönüşümü)
GBE	: Gerilim Beslemeli Evirici
GF	: Güç Faktörü
HP	: Horse Power (Beygir Gücü)
YGDA	: Yüksek Gerilimle Doğru Akım İletim

IEC	: International Electrotechnical Commission
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (İzole Kapılı Bipolar Transistor)
KGK	: Kesintisiz Güç Kaynağı
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Ayarı)
RBSOA	: Reverse Biased Safe Operating Area (Ters bölge güvenli çalışma alanı)
RPM	: Routs per minute(dakikadaki devir sayısı)
SCR	: Silicon Controlled Rectifier (Tristör)
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation
STPWM	: Sinusoidal Triangle Pulse Width Modulation
TDD	: Total Demand Distortion (Toplam Talep Bozunumu)
TF	: Taşıyıcı Frekansı
THB	: Toplam Harmonik Bozunum
THD	: Total Harmonic Distortion
UPS	: Uninterruptable Power Supply (Kesintisiz Güç Kaynağı)
VSI	: Voltage Source Inverter (Gerilim Beslemeli Evirici)

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Frekans dönüştürücünün basitleştirilmiş şekli	4
Şekil 1.2. Güç transistörlerinin güç ve frekans aralığı	6
Şekil 1.3. Yarım köprü evirici devresinin şekli	8
Şekil 1.4. Yarım köprü eviricinin çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri	8
Şekil 1.5. Yarım köprü eviricinin geliştirilmiş şekli	9
Şekil 1.6. Yarım köprü eviricinin akım-zaman grafikleri	10
Şekil 1.7. Köprü eviricinin devre şekli.....	13
Şekil 1.8. Üç faz tam köprü evirici devresi.....	14
Şekil 1.9. Üç fazlı köprü eviricide çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri	15
Şekil 1.10. Üç faz dönüştürücü ve GBE düzeneği	15
Şekil 1.11. Üç faz kare dalga eviricinin gerilim dalga şekilleri	16
Şekil 1.12. Üç fazlı gerilim beslemeli eviricinin güç devresi	16
Şekil 1.13. Akım beslemeli eviricinin güç devresi	17
Şekil 1.14. Altı basamaklı evirici eşdeğer devresi	18
Şekil 1.15. Köprü diyot doğrultucu beslemeli üç fazlı bir evirici.....	19
Şekil 1.16. Üç fazlı eviricinin devre şeması.....	20
Şekil 1.17. Altı adımlı eviricinin 0° - 60° aralığı devre şekli	21
Şekil 1.18. 60° - 120° aralığı devre şekli	22
Şekil 1.19. Altı adımlı eviricinin gerilim grafikleri	24
Şekil 1.20. Altı adımlı eviricide yük akımının şekli (yük omik)	25
Şekil 1.21. Altı adımlı eviricinin bir kolu	25
Şekil 1.22. Altı adımlı eviricinin bir koluna ait dalga şekilleri	26
Şekil 2.1. Gerilim çökmesi, gerilim yükselmesi ve dengesiz gerilim.....	30
Şekil 2.2. Gerilimin yükselmesi ve düşmesi	30
Şekil 2.3. Beşinci ve On ikinci harmoniği içeren gerilim dalga şekilleri	31
Şekil 2.4. Çentik etkisi	32
Şekil 2.5. Yıldırım ve anahtarlama olayları etkisi.....	32
Şekil 2.6. Gürültü etkisi	33

Şekil 2.7. Bir dalga şekline sahip kaynak ve yük.....	34
Şekil 2.8. Dengeli üç fazlı gerilimin vektörel ifadesi.....	35
Şekil 2.9. Faz-faz gerilimlerinin vektörel ifadesi.....	36
Şekil 2.10. Yıldız bağlı yük	37
Şekil 2.11. Üçgen bağlı yük	37
Şekil 3.1. Harmonikli bileşenlerden oluşan kaynak ve Matlab modeli.....	40
Şekil 3.2. Sinüs kaynağının zamana göre değişimi.....	41
Şekil 3.3. Harmonikli kaynak çıkışının zamana göre değişimi.....	41
Şekil 3.4. Harmonik spektrumları	41
Şekil 3.5. Toplam Harmonik bozulması	42
Şekil 3.6. L-C filtreli bir faz tam dalga doğrultucu.....	48
Şekil 3.7. Sürekli iletim durumu	49
Şekil 3.8. Süreksiz iletim durumu.....	50
Şekil 3.9. Harmonik yaklaşımı.....	51
Şekil 3.10. Bir Faz tam denetimli orta uçlu doğrultucu	51
Şekil 3.11. $\alpha = 45^\circ$ için çıkış dalga şekilleri	52
Şekil 3.12. $\alpha = 120^\circ$ için çıkış dalga şekilleri	52
Şekil 3.13. Bir faz tam denetimli köprü doğrultucu.....	53
Şekil 3.14. $\alpha = 45^\circ$ için çıkış dalga şekilleri	54
Şekil 3.15. $\alpha = 145^\circ$ için çıkış dalga şekilleri	54
Şekil 3.16. $\alpha = 30^\circ$ ve $\alpha = 90^\circ$ için çıkış gerilimi dalga şekilleri	55
Şekil 3.17. Tetikleme açısının durumuna göre çıkış gerilimindeki harmonikler	56
Şekil 3.18. Giriş akımı dalga şekli ve harmonik bileşenleri	57
Şekil 3.19. Üç Fazlı denetimli köprü doğrultucu	57
Şekil 3.20. İndüktansın başlangıç değeri için hat akımı dalga şekli	57
Şekil 3.21. Sürekli iletim durumunda akım ve gerilimin zamana göre değişimi	58
Şekil 3.22. Süreksiz iletim durumunda akım ve gerilimin zamana göre değişimi.....	59
Şekil 3.23. Evirici çalışma durumu	59
Şekil 3.24. Üç basamaklı evirici çıkış dalgası	60
Şekil 3.25. AA sisteminin bileşenleri.....	61
Şekil 3.26. Evirici çıkış dalgasının teorik nötr noktasına göre değişimi.....	63
Şekil 3.27. Farklı doğrultucu çeşitleri ve etkileri.....	65
Şekil 3.28. IGBT kullanımında harmonik akımları değişimi.....	67
Şekil 3.29. Paralel aktif güç filtresi.....	68

Şekil 3.30. Paralel aktif güç filtresi şekli	68
Şekil 3.31. Seri aktif güç filtresi.....	69
Şekil 3.32. Paralel aktif- paralel pasif güç filtresi.....	70
Şekil 3.33. Seri aktif paralel pasif güç filtresi.....	70
Şekil 3.34. Seri aktif paralel pasif güç filtresi.....	71
Şekil 3.35. Birleşik güç kalitesi düzenleyicisi prensip şeması.....	71
Şekil 3.36. Pasif filtrenin prensip şeması	72
Şekil 3.37. Harmonik filtre	72
Şekil 3.38. Yük empedansının ve filtre empedansının frekansla değişimi	73
Şekil 4.1. Çeşitli dalga biçimlerinde görev süresinin gösterilmesi	74
Şekil 4.2. Periyotun gösterilmesi	74
Şekil 4.3. Farklı doluluk boşluk oranlarına sahip dalga şekilleri.....	75
Şekil 4.4. Referans ve testere dişi dalga.....	75
Şekil 4.5. Tek darbe genişlik ayarı.....	76
Şekil 4.6. Çoklu darbe genişlik ayarı	77
Şekil 4.7. Sinüzoidal darbe genişlik ayarı.....	78
Şekil 4.8. Sinüzoidal darbe genişlik ayarı tetikleme sinyalleri	79
Şekil 4.9. Azaltılmış sinüzoidal darbe genişlik ayarı.....	80
Şekil 4.10. Bir faz için kontrol devresi sinyalleri.....	80
Şekil 4.11. Sinüs-üçgen karşılaştırması	82
Şekil 4.12. Dalga başına darbe sayısının frekansla değişimi	86
Şekil 4.13. Simetrik darbelerin gösterilmesi	87
Şekil 4.14. Darbe genişliğinin zamana göre değişimi.....	89
Şekil 4.15. Sinüs ve üçgen dalganın karşılaştırılarak darbelerin üretilmesi	93
Şekil 4.16. BJT ve diyotlardan oluşan köprü evirici devresi	94
Şekil 4.17. Köprü evirici devresinin DGA anahtarlama sistemi.....	95
Şekil 4.18. Gerilim beslemeli evirici modeli	96
Şekil 4.19. Anahtarlama kontrolünün grafiksel olarak gösterimi	97
Şekil 4.20. İndüktif yük bağlı sinüs-üçgen DGA yöntemi.....	98
Şekil 4.21. a) Transistör anahtarlama sinyali, b) Faz a'nın akımı, c) Transistör akımı, d) Diyot akımı	99
Şekil 4.22. Faz-faz geriliminin genlik modülasyon oranına (ma) göre değişimi.....	100
Şekil 4.23. Evirici faz-faz geriliminin frekans spektrumu	100
Şekil 4.24. Üçgen dalga ile iki sinüs dalgasının aynı ekseninde gösterimi.....	102

Şekil 4.25. Eviricinin yüküne uygulanan faz gerilimleri	102
Şekil 5.1. Sinüzoidal DGA sinyali matlab modeli	103
Şekil 5.2. DGA sinyali (f=50Hz)	104
Şekil 5.3. Sinüs-üçgen karşılaştırması (f=50Hz)	104
Şekil 5.4. DGA sinyali (f=100Hz)	105
Şekil 5.5. Sinüs-üçgen karşılaştırması (f=100Hz)	105
Şekil 5.6. DGA sinyali (f=1000Hz)	106
Şekil 5.7. Sinüs-üçgen karşılaştırması (f=1000Hz)	106
Şekil 5.8. Benzetimi yapılan sistemin genel görünümü.....	107
Şekil 5.9. Üç faz sinyal ile taşıyıcı sinyal ve DGA devresinin blok diyagramı.....	107
Şekil 5.10. Üç faz ve taşıyıcı sinyallerin Simulinkteki görünümü.....	108
Şekil 5.11. DGA devresinin simulink modeli	108
Şekil 5.12. Harmonik spektrumu (Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz ve m=0,4).....	109
Şekil 5.13. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4).....	110
Şekil 5.14. Rotor akımları(Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4)	110
Şekil 5.15. Rotor akıları(Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4)	111
Şekil 5.16. Stator akımları(Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4).....	111
Şekil 5.17. Stator akıları(Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4).....	112
Şekil 5.18. Stator gerilimleri(Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4)	112
Şekil 5.19. Rotor açısı(Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4)	113
Şekil 5.20. Rotor hızı(Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4)	113
Şekil 5.21. Elektromagnetik moment (Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4).....	114
Şekil 5.22. Harmonik spektrumu (Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,8).....	114
Şekil 5.23. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,8).....	115
Şekil 5.24. Rotor hızı (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,8)	115
Şekil 5.25. Rotor akımları (Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,8).....	116
Şekil 5.26. Elektromagnetik moment (Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, ve m=0,8)..	116
Şekil 5.27. Harmonik spektrumu (Sinüs-Üçgen DGA,TF=20kHz, m=0,8).....	117
Şekil 5.28. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Üçgen DGA,TF=20kHz, m=0,8).....	117
Şekil 5.29. Harmonik spektrumu (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8)...	118
Şekil 5.30. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8)..	118
Şekil 5.31. Rotor akımları (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8)	119
Şekil 5.32. Rotor hızı (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8).....	119
Şekil 5.33. Elektromagnetik moment (Sinüs-Kare Dalga DGA,TF=10kHz,m=0,8)	120

Şekil 5.34. Harmonik spektrumu (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=20kHz, m=0,8)....	120
Şekil 5.35. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=20kHz, m=0,8)..	121
Şekil 5.36. Harmonik spektrumu (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8)....	122
Şekil 5.37. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz,m=0,8)...	122
Şekil 5.38. Rotor akımları (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8).....	123
Şekil 5.39. Rotor hızı (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8).....	123
Şekil 5.40. Elektromagnetik moment (Sinüs-Testeredişi DGA,TF=10kHz,m=0,8)	124
Şekil 5.41. Harmonik spektrumu (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=20kHz, m=0,8)	124
Şekil 5.42. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=20kHz, m=0,8)...	125



TABLULAR LİSTESİ

Tablo 1.1. Güç transistörlerinin karşılaştırılması.....	6
Tablo 1.2. Anahtarların kapalı durumları.....	21
Tablo 1.3. Altı adımlı eviricinin farklı durumlardaki gerilimleri	23
Tablo 3.1. Genel dağıtım sistemlerinde akım harmonik standartları	40
Tablo 3.2. Harmoniklerin neden ve etkileri	62
Tablo 3.3. Doğrultucu tipine göre harmonik etkileri	66
Tablo 4.1. Darbelerin yerleri ve genişlikleri	84
Tablo 4.2. Bazı harmonikler ve değerleri.....	85
Tablo 4.3. $m = 0,2$ için ve n 'nin değişik değerleri için harmoniklerin değerleri	88
Tablo 4.4. $k=5$ durumu için harmoniklerin değerleri.....	90
Tablo 4.5. Fourier analizi için darbelerin uygulanış merkezi ve genişliği.....	91
Tablo 4.6. $k = 5$ ve $m = 0,2$ değerleri için yapılan gerçek bir fourier analizi	92
Tablo 4.7. $m = 0,2$ ve $k = 5$ durumu için fourier serilerinin katsayıları.....	94
Tablo 5.1. Değişik DGA tiplerindeki THB değerleri ($m=0,8$ ve $TF=10kHz$)	125

BÖLÜM 1. GİRİŞ

1.1 Literatür Taraması

Eviriciler, harmonikler ve Darbe Genişlik Ayarı (DGA) gibi konularda birçok yayın bulunmaktadır. Bu konuda yazılmış ulusal veya uluslararası alandaki makaleler tarih sırasına göre sıralanmıştır. Makalelerin içerikleri hakkında kısaca bilgi verilmiştir.

NAZARZADEH, RAZZAGHI, NIKRAVESH (1996); DGA Eviricilerde harmoniklerin azaltılması için sabit dikey fonksiyonlar yaklaşımı önermişlerdir. Walsh tekniği ve Fourier serileri gibi matematiksel işlemlerle çözüme gitmeye çalışmışlardır.

PEKİK, YUKIHIKO, TERUO (1996); DGA eviricilerinin giriş akım ve geriliminin dalgalılık bileşenlerinin analizini Fourier serileri yöntemi ile gerçekleştirmişlerdir. Eviricinin giriş akımındaki dalgalılığın referans gerilim sinyalinin şekline bağlı olmadığı görülmüştür.

JANUSZEWSKI, KOCISZEWSKA, SWIQTEK (1998); Yüksek güç dönüştürücülerinde kullanılan IGBT transistörlerini teknik ve ekonomik açıdan incelemişlerdir.

JAGDEEP (1999); Asenkron motor sürücü devresi için mikroişlemci tabanlı DGA stratejileri geliştirmiştir. CAHAPAD (Computer Aided Harmonic Analysis and Loss Comparison of PWM Strategies for AC Motor Drive Systems) yazılımı ile harmonik analizi yaparak kayıpları karşılaştırmıştır.

NABIL, KENJI, MASA AKI (1999); AA kıyıcıdan beslenen tek fazlı asenkron motora simetrik DGA kontrol tekniğini uygulamışlardır.

SHUI-SHENG, IGOR, BO-TAO (1999); DGA Anahtarlamalı güç dönüştürücülerinin analizinde yeni bir metot önermiştir. Sistemin durum uzay vektörleri diferansiyel denklemler yardımıyla çözülmüştür.

FAHAD, ANNETTE, ALAN (2001); Asenkron motorların sargı gerilimlerine DGA eviricilerin etkilerini araştırmışlardır. Asenkron motor 5 HP gúcünde, 460 V geriliminde ve 4 kutupludur. Benzetim modeli PSpice programında oluşturulmuş ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır.

BINGSEN, JIMMIE (2003); DSP, Uzay-Vektör DGA (SVPWM: Space-Vektor PWM) ve Akım Beslemeli Dönüştürücü (CSC: Current Source Converter) birimlerini içeren STATKOM (STATCOM: Static Synchronous Compensator) uygulamasını incelemişlerdir. Sistemin laboratuvar modelinin deneysel sonuçları çıkarılmıştır. Sonuçlar düşük harmonik içermektedir.

SAKUTARO (2003); Fotovoltaik enerji üretim sistemine bağlı tek fazlı DGA Akım Beslemeli Eviriciyi incelemiştir. Sistemde LC tank devresi akımdaki dalgalılıkları düzeltmek için kullanılmıştır. FV modülün V-I karakteriştiği çıkarılmıştır.

BOR-REN, TSUNG-YU (2004); Tek fazlı ve üç seviyeli eviricide reaktif gúc kompanzasyonu ve akımdaki harmoniklerin azaltılması için aktif filtre kullanılmasını önermişlerdir.

YAOW, YUAN (2004); Gerilim beslemeli DA/AA eviricilerde genlikteki bozulmaların düzeltilmesi için sinüzoidal DGA(SPWM) yöntemini incelemişlerdir.

JINN-CHANG, HURNG-LIAHNG, KUEN-DER (2004); Harmoniklerin azaltılması ve gúc faktörünün düzeltilmesinde DGA kontrollü gúc kapasitörü / pasif gúc filtresini koruyan değişken damping direnci kullanılmasını önermişlerdir.

FEEL-SOON, SU, SUNG, CHEUL-U, TOSHIFUMI (2004); Fotovoltaik gúc sisteminde kullanılan çok seviyeli DGA eviricinin kontrolünde yeni bir yöntem tasarlamışlardır. Sistemde kaskat transformatörler kullanılmış, benzetimi yapılmış ve deney sonuçları verilmiştir.

BOR-REN, YUAN (2004); Harmoniklerin azaltılması ve reaktif gúc kompanzasyonu için üç fazlı-iki kollu evirici devresini önermişlerdir. Önerilen evirici birçok endüstriyel uygulamada kullanılabilir.

FEEL-SOON, SUNG-JUN, SU, JANG-MOK (2004); Fotovoltaik gúc, arabirim devresi, buck-boost dönüştürücü ve tam köprü evirici devrelerini içeren bir sistemi incelemişlerdir. Devrenin 150 W laboratuvar örneğinin deneysel sonuçları irdelenmiş ve benzetimi gerçekleştirilmiştir.

SÜRGEVİL, AKPINAR (2004); 5 kW gúcündeki asenkron generatör içeren rüzgâr enerjisi dönüşüm sisteminin Matlab-Simulink modeli oluşturulmuş ve benzetim

sonuçları deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Sistem; türbin, dişli kutusu, doğrultucu, DGA evirici, DSP ve iki adet PI kontrolör içermektedir.

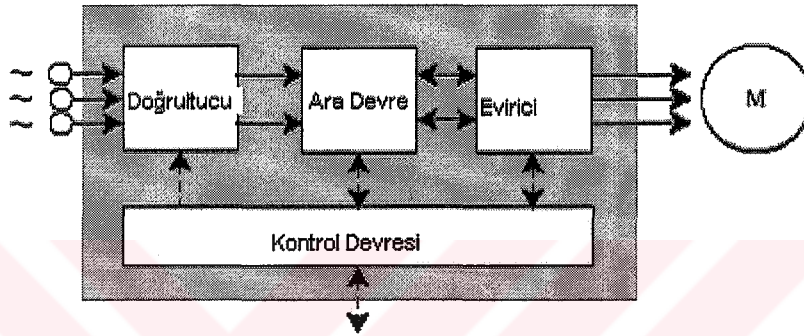
1.2 Eviriciler

DA-AA dönüştürücüler (DC-AC Converters), genellikle evirici (inverter, ondülör) olarak adlandırılırlar. Eviriciler değişken hızlı AA motor sürücülerinde, endüksiyonlu ısıtmada, statik VAR kompanzatörlerde ve kesintisiz güç kaynakları gibi endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılırlar. Üç fazlı eviriciler, asenkron motorların ayarlanabilir hız sürücü sistemlerinde önemli bir yer tutarlar. Stator için genliği ve frekansı ayarlı akım ve gerilim sağlarlar. Eviriciler doğru akımdan alternatif akıma statik gücü dönüştüren yarıiletken güç anahtarlarıdır. Eviriciyi besleyen doğru akım kaynağının tipine göre eviriciler iki sınıfa ayrılırlar. Bunlar gerilim beslemeli eviriciler (GBE) ve akım beslemeli eviriciler (ABE)'dir. Literatürde VSI (Voltage Source Inverter) ve CSI (Current Source Inverter) diye geçmektedir. Pratikte DA kaynağı genellikle doğrultucudur. Tipik bir üç fazlı köprü eviricide DA hattı evirici ve doğrultucu arasına bağlıdır. Doğru akım hattı saf indüktif, kapasitif ya da indüktif-kapasitif alçak geçiren filtreden ibarettir. Kapasitif çıkışlı DA hattı GBE'de, indüktif çıkışlı DA hattı ABE'de kullanılır. GBE'ler gerilim ve akımı kontrollü olabilir. Gerilim kontrollü eviricilerde temel çıkış geriliminin genliği ve frekansı ayarlanabilir. İleri beslemeli gerilim kontrolünde eviricinin gerilimi DA kaynak gerilimine ve evirici anahtarlarının durumuna bağlıdır. Bu yüzden sistem tahmin edilebilir. Akım kontrollü GBE'ler çıkış akımları için sensörler gerektirir. Geri besleme kontrolünün sağlanması gerekir. Eviricide kullanılan yarı iletken güç anahtarının tipi volt-amper oranına, anahtarlama frekansına ve sistem maliyetine bağlıdır. Uygun anahtarlama frekansını belirlemede geçici ve kararlı durumlar için ayrı ayrı hesap yapılır. Yüksek frekanslarda MOSFET veya IGBT anahtarlar kullanılmaktadır. Frekans yükseldikçe soğutma problemleri ortaya çıkmaktadır. Eviriciler kabaca tek fazlı ve üç fazlı eviriciler olmak üzere iki grupta toplanabilir. Bu bölümde, bir DA kaynağından AA çıkışı veren eviriciler ve eviricilerin çeşitlerinden bahsedilecektir. AA çıkışı anahtarlama işlemleri ile elde edilir ve elde edilen dalga şekli gerilim parçacıklarından oluşur. Bu parçacıkların

değeri pozitif, negatif veya sıfır olabilir. Fakat genel olarak sadece bir adet sıfır olmayan genlik vardır.

1.3 Frekans Dönüştürücüleri

Günümüzde mikroişlemci ve yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler fiyatları azaltmış ve frekans dönüştürücülerin çok yaygın kullanılmasını sağlamıştır. Frekans dönüştürücüleri dört ana bileşene ayrılır.



Şekil 1.1. Frekans dönüştürücünün basitleştirilmiş şekli

Şekil 1.1'de doğrultucu; tek fazlı veya üç fazlı AA kaynağına bağlıdır ve DA gerilimi üretir. Kontrollü ve kontrolsüz olmak üzere iki temel tipi vardır. Ara devrenin görevleri şunlardır;

- Doğru gerilimi doğru akıma dönüştürür.
- Eviricinin kontrolünde yer alan DA geriliminin kararlı ve pürüzsüz olmasını sağlar.

Evirici; motor geriliminin frekansını üretir. Ayrıca eviriciler, DA gerilimini AA gerilime dönüştürür. Kontrol devresi; doğrultucu, ara devre ve eviriciden aldığı elektronik sinyalleri iletir. Eviricideki yarıiletkenlerin iletim ve kesime anahtarlanmasını sağlayacak sinyalleri üretir.

1.4 Eviricilerde Kullanılan Yarıiletken Anahtarlama Elemanları

Eviricilerde yarıiletken anahtarlama elemanı olarak tristör, transistör, GTO, MOSFET ve IGBT'ler kullanılmaktadır. Transistör ve MOSFET'ler anma değerleri düşük olduğundan düşük ve orta güç uygulamalarında; hızlı anahtarlama yapabildiklerinden yüksek frekans uygulamalarında kullanılabilirler. Tristörler ise tüm yüksek güç uygulamalarında kullanılabilirler. Ancak bu elemanın içinden geçen akım ek aktarım devresiyle sıfıra düşürülmeden kesime sokmak mümkün değildir. Bu nedenle tristörlü evirici devrelerinde zorunlu aktarım öğeleri önem kazanır.

Tristörlü eviricilerde başarılı bir aktarımın gerçekleşmesi için aşağıdaki koşulların yerine getirilmesi gerekir.

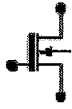

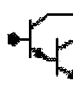
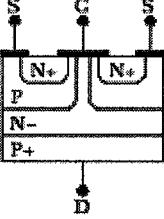
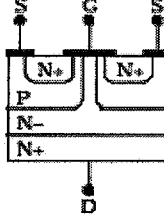
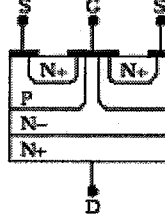
- a) Tristör akımı tutma akımının altına indirilmelidir.
- b) Tristör en az susma zamanı kadar bir süre için kesim yönünde kutuplanmalıdır.
- c) Tristör iletim yönünde kutuplanırken dv/dt kritik değeri aşılmamalıdır.
- d) İndüktif yük durumunda, yükteki enerjiyi kaynağa geri taşıyacak yol (örneğin geri besleme diyotu) oluşturulmalıdır.

Yüksek frekans transistörlerinin üç ana tipi vardır.

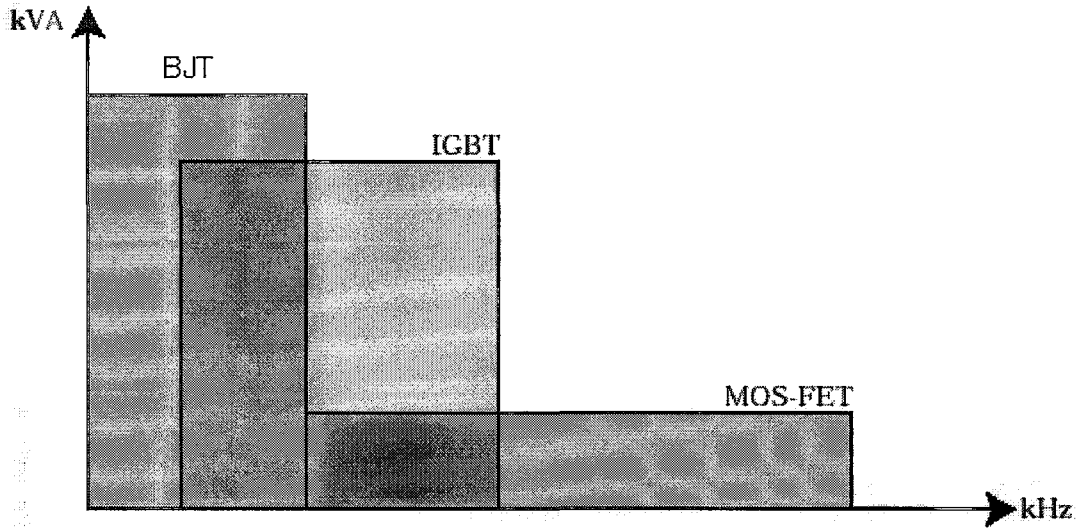
- a) BJT
- b) MOSFET
- c) IGBT

Frekans dönüştürücülerinde genellikle IGBT'ler kullanılmaktadır. Tablo 1.1'de güç transistörlerinin karşılaştırması görülmektedir.

Tablo 1.1. Güç transistörlerinin karşılaştırılması

Özellikler	Yarıiletken	MOS-FET	IGBT	BJT
Sembol				
Tasarım				
İletkenlik Akım İletkenliği Kayıplar		Düşük Yüksek	Yüksek Önemsiz	Yüksek Önemsiz
Blokaj Üst Sınır		Düşük	Yüksek	Orta
Anahtarlama İletim(Turn-on) Zamanı Kesim(Turn-off) Zamanı Kayıplar		Kısa Kısa Önemsiz	Orta Orta Orta	Orta Düşük Fazla
Kontrol Güç Sürme Yöntemi		Düşük Gerilim	Düşük Gerilim	Yüksek Akım

Şekil 1.2’de ise güç transistörlerinin güç ve frekans aralığı görülmektedir.



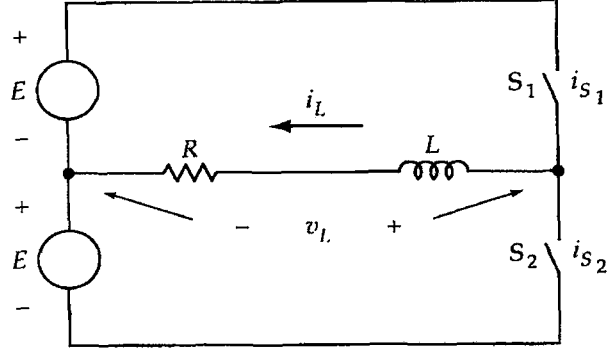
Şekil 1.2. Güç transistörlerinin güç ve frekans aralığı

1.5 Eviricilerin Çeşitleri

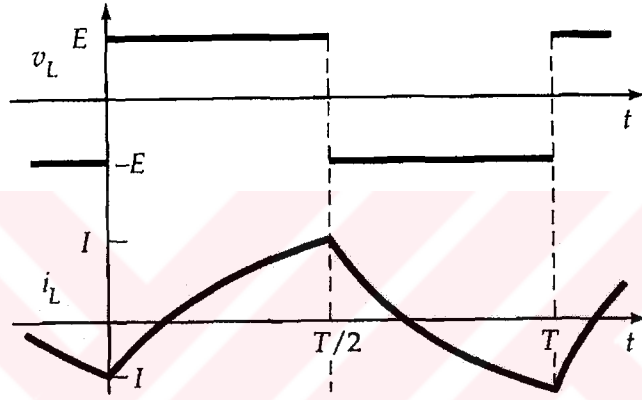
1.5.1 Yarım köprü evirici

Şekil 1.3'deki devre direnç ve indüktanstan oluşan bir yüke kare dalgalı AA gerilim sağlamak için kullanılabilir. DA kaynağı eşit iki parçadan oluşur ve parçalı kaynak olarak adlandırılır. Şekil 1.3'deki gibi düzenlenen devre aynı zamanda yarım köprü evirici devresi olarak bilinir. Çünkü iki anahtar kullanılır. Şekil 1.7'deki tam köprü evirici devresinde bunun tersine dört anahtarın kullanılması gerekir.

Şekil 1.3'deki ideal anahtarlar alternatif olarak açılır ve kapanırlar. Zamanın her %50'si için bir anahtar kapalı iken diğeri açıktır. Yarıiletken anahtarlar BJT, GTO, SCR, IGBT veya MOSFET olabilir. S_1 anahtarının kapalı olduğu aralıkta S_2 açılır. Yukarıdaki döngünün devre eşitliği Kirchoff'un gerilim kanununa göre $V_L = E$ olur. Belli bir zaman sonra S_1 açılır ve S_2 kapanır. Aşağıdaki döngü için Kirchoff'un gerilim kanununa göre devre eşitliği $V_L = -E$ olur. Sonuç Şekil 1.4'de görüldüğü gibi V_L için kare dalga alternatif akım biçimidir. Şekil 1.4'de aynı zamanda akımın şekli de görülmektedir. S_1 anahtarının açılmadan tam önceki $t = T/2$ zamanında i_L pozitifdir. S_1 anahtarının açılması ve S_2 'nin kapanması üzerine V_L 'nin işaretinin değişmesine rağmen i_L 'nin sürekli ve belli bir zaman için pozitif olması gerekir. Zamanın belirli bir periyodunda, S_2 'nin akım yönünü değiştirmesiyle i_L işaretini değiştirmez. Bu durumda anahtar elemanı olarak örneğin sadece bir BJT kullanılamaz. Buna ek olarak ters yöndeki akımı iletebilecek paralel bir diyot kullanılması gerekir. Devre işlemini daha işler hale getirmek için Şekil 1.3'deki devre S_1 ve S_2 parçaları yerine BJT'ler kullanılarak Şekil 1.5'de yeniden çizilmiştir.

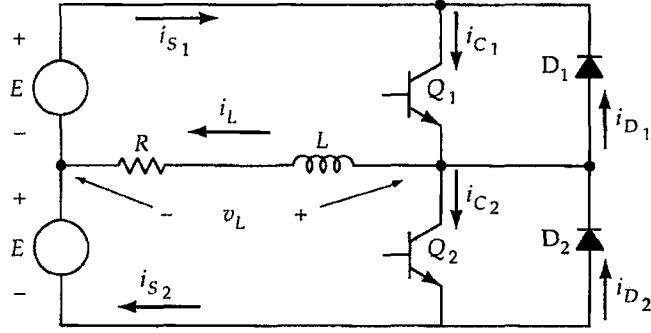


Şekil 1.3. Yarım köprü evirici devresinin şekli



Şekil 1.4. Yarım köprü eviricinin çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri

S_1 'in kapalılığının sonunda bir andaki bir zaman göz önüne alınsın. Q_1 transistörünün ideal bir davranış olarak sıfır zamanda kesime gittiği varsayılınsın. Q_2 transistörü beyz akımının sağlanması ile iletme geçirilir. i_L pozitif olduğundan, Q_2 transistörü yük akımını iletmez. i_L için mevcut olabilen tek yol D_2 diyotu iledir. Aynı anda i_L , Q_1 den D_2 'ye anahtarlanır. Yük terminalinin sağ taraftaki bağlantısı, iki güç kaynağının aşağı terminalinden yukarı terminaline kaymıştır. Aynı anda yük gerilimi polaritesini değiştirir. Böylece Q_2 'nin iletme geçmesi doğrudan ve ani olarak hiçbir şeyi etkilemez.



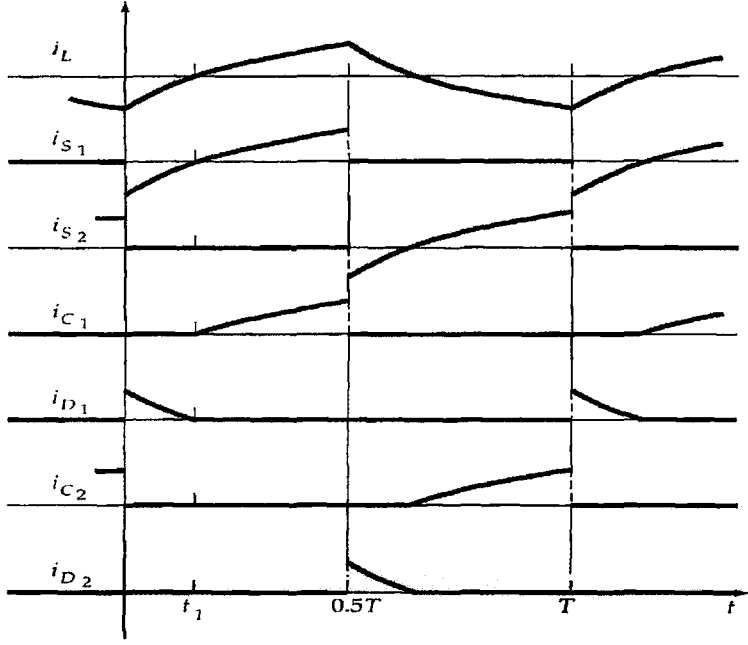
Şekil 1.5. Yarım köprü eviricinin geliştirilmiş şekli

Yük akımının azaldığı bir aralıktan sonra, yük akımı sıfıra gider ve negatif olur. Bu zaman noktasında Q_2 'nin gerçekten iletme geçmesi gerekir. Şekil 1.6'da yarım köprü eviricinin akım-zaman grafikleri görülmektedir. Dikkat edilmesi gereken önemli bir nokta, transistörün kesime gitmesinin iletme gitmesinden genellikle daha yavaş olmasıdır. Bundan dolayı transistörün iletimi, diğer transistör kesim işlemini tamamlayıncaya kadar geciktirilir. Bu pratik bir probleme neden olmaz. Çünkü iletme geçecek transistor, gerçekte indüktif yükten dolayı belli bir periyot süresinde iletme geçmez. Yük akımının davranışı aşağıdaki eşitlik kullanılarak bulunabilir. Şekil 1.3'deki devrede S_1 anahtarı kapalı iken (1.1) eşitliği oluşur.

$$E = v_L = Ri_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (1.1)$$

S_2 anahtarı kapalı iken (1.2) eşitliği uygulanır.

$$-E = v_L = Ri_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (1.2)$$



Şekil 1.6. Yarım köprü eviricinin akım-zaman grafikleri

(1.1) eşitliğinin çözümü için sınır şartları, $t = T/2$ anındaki akım $t = 0$ anındaki akıma işaret değişimi dışında benzer. (1.1) eşitliğinde bu durum kullanılarak (1.3) eşitliği bulunur.

$$i_L = \left(\frac{E}{R} \right) (1 - e^{-t/\tau}) - I e^{-t/\tau} \quad (1.3)$$

$$I = \left(\frac{E}{R} \right) \left(\frac{1 - e^{-T/2\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}} \right) \quad (1.4)$$

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (1.5)$$

Şekil 1.6'da bazı akımların başlangıcı ve sonu i_L sıfır iken oluşur. Bu zaman (1.6) eşitliğinde gösterildiği gibi (1.3) eşitliğinde i_L sıfıra eşitlenerek ve (1.4) eşitliği kullanılarak bulunabilir.

$$t_1 = \tau \ln \left(\frac{2}{1 + e^{-T/2\tau}} \right) \quad (1.6)$$

Şekil 1.6'daki grafikten, anahtarın iki kısmındaki ortalama akım hesaplanabilir. Transistor akımı t_1 ve $t=T/2$ arasında oluşur ve periyodun diğer kısmında sıfırdır. Diyot akımı $t=0$ ve t_1 arasında oluşur ve periyodun kalan kısmında sıfırdır. Ortalama akımlar (1.7) ve (1.8) eşitlikleri ile verilir.

$$I_C = \left(\frac{1}{T} \right) \int_{t_1}^{T/2} i_L dt \quad (1.7)$$

$$I_D = \left(\frac{1}{T} \right) \int_0^{t_1} -i_L dt \quad (1.8)$$

BJT uygulamalı durum için Şekil 1.6'daki grafikten görüldüğü gibi kollektör akımı Q_1 ; $0 < t < T/2$ aralığında bir yerde başlar. Genel olarak kesin zaman tam bilinmemektedir. Devrenin başarılı bir şekilde fonksiyonunu yerine getirmesi için Q_1 'in beyz akımının uygun bir zamanda sağlanması gerekir. Bu problem Q_1 'in beyz akımını, Q_2 'nin öncelikli olarak kesiminin tamamlanmasının garantiye alınması için gereken başlangıçtaki kısa geciktirme haricinde, 0 ile $T/2$ arasındaki tüm yarım periyot boyunca sağlanması ile çözülebilir.

Anahtar olarak SCR'nin kullanıldığı bir durumda yarım periyotluk aralık süresince sürekli kapı akımı uygulanabilir. SCR'nin kapı akımının kısa bir tetikleme ile iletimde kalabilmesine rağmen bu metot burada kullanışlı değildir. Çünkü bu tetikleme sağlanmak için uygun bir zaman genel olarak bilinmemektedir. Alternatif bir iletim yöntemi, yarım periyotluk aralık süresince eşit aralıklı kısa kapı akım

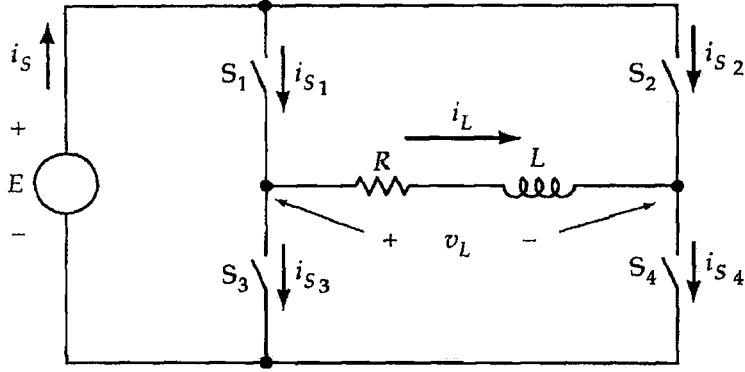
darbeleri sağlar. SCR'nin iletimi için uygun devre şartlarının sağlanması ile her darbe SCR'yi iletimde tutmak için yeterlidir. Şayet SCR'nin anot-katot gerilimi henüz pozitif değilse, bu durumda SCR iletime başlamaz. Kısa bir zaman sonra, başka bir kapı akım darbesi oluşur ve SCR'nin anot-katot gerilimi pozitifse, SCR iletime başlar. Bu işlem, kapı akım tetiklemesi oluşturulduğu zaman SCR'nin anot-katot geriliminin pozitif olduğu bir zamana kadar sürer. Kapı akım darbeleri arasındaki boşluk, iletimin oluşabileceği bir aralıkta yeteri kadar kısa olmalıdır ve devre etkileri oluşturabilecek kadar uzun olmamalıdır. Bu yöntemin açık bir faydası, kapı akımını sağlayan devre elemanlarının boyutu ve fiyatındaki azalmadır. Şayet bir SCR anahtar yerine kullanılırsa bu durumda komütasyon metotları ile her yarım dalganın sonunda SCR'nin kesimi sağlanmalıdır. Bu durum bir BJT veya MOSFET kullanılması durumunda ise anahtarı iletime sürecektir sürücü, devre dışı bırakılır. Bu tasarım, gereksinimleri küçük ve orta güçlü aygıtlar için bir BJT veya MOSFET kullanımını zorlamaktadır. Çok büyük donanımlar için komütasyon kondansatörlerinin kullanılması gerektiğinden bunların yerine SCR'lerin kullanılması savunulabilir. Bazı durumlarda, GTO bir evirici anahtar olarak seçilebilir. Günümüzde MOSFET ve IGBT'ler yaygın olarak kullanılmaktadır. Yarıiletken elemanlarındaki gelişmeler özel evirici tasarımları için elemanların ekonomik seçimini etkilemektedir.

1.5.2 Bir fazlı köprü evirici

Şekil 1.5'deki devre düzenlemesi temel evirici kavramlarını açıklamaktadır. Eşit genlikteki iki kaynağa gereksinim duyulması çoğu zaman bu çözümü istenilmez hale getirir. Bunun yerine köprü evirici düzenlemesi kullanılabilir. Köprü eviricilerde bir kaynak kullanılır fakat bu durum dört anahtar kullanılarak dengelenir.

Şekil 1.7'deki devre bir DA kaynağı ve dört adet çift yönlü anahtardan oluşan bir eviricidir. Bundan önce anahtar için bahsedilen bütün şartlar geçerlidir. DA kaynağı her yarım dalgada eviriciye akım verir. Oysaki yarım köprüdeki iki DA kaynağının her biri, evirici dalgasının her yarım dalgasının birinde akım verir. Evirme işlemi süresince, S_1 ve S_4 anahtarları aynı zamanda kapanır ve i_L akımına yol vererek V_L 'nin pozitif değerini oluşturur. Bir yarım dalganın sonunda S_1 ve S_4 anahtarları

açılır S_2 ve S_3 anahtarları kapanır. Burada yine indüktif yükün bir sonucu olarak, anahtarların çift yönlü akımları geçirebilmesi gerekir.



Şekil 1.7. Köprü eviricinin devre şekli

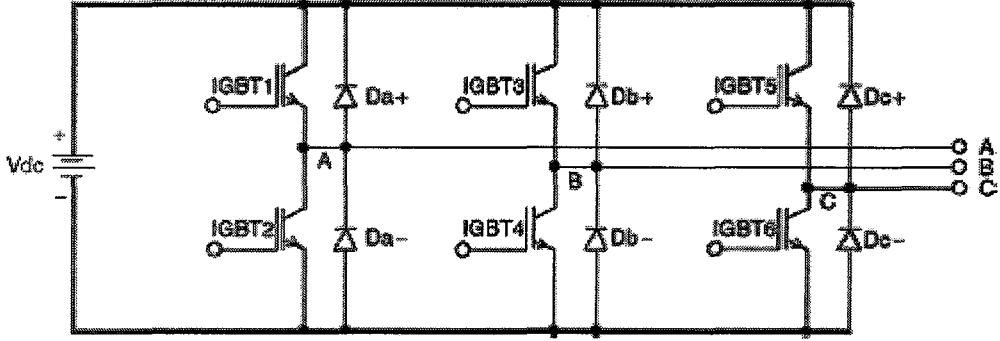
Şekil 1.7'deki gerilim kaynağındaki i_s akımının negatif olduğu aralıklar vardır. Bu aralıklarda enerji yükten kaynağa geri döner. Kaynağın bu enerjiyi kabul edebilecek özellikte olması gerekir. Şayet kaynak bir doğrultucu ise, çıkış terminallerinde bu enerjiyi üzerinde depolamayı kabul edebilecek özellikte bir kondansatör olmalıdır.

Köprü düzenleme, S_1 ve S_2 'nin E'nin negatif kısmı ile ortak terminallerinin olmamasını gerektirir. S_1 ve S_2 'yi ilettime geçirecek devrelerin, S_3 ve S_4 'ü ilettime geçirecek devrelerden yalıtılması gerekir. Çünkü ortak terminalleri yoktur. Örneğin bu dört anahtar NPN tipi BJT'ler ise dört emiter terminalleri ortak değildir ve beyz sürücü devrelerinin hepsi de aynı referansa sahip olmayabilir. Bu problem; S_1 ve S_2 'yi ilettime geçirecek sinyallerin bağlanması ile bağlama yalıtımını sağlayan bir darbe transformatörü veya beyz akımını ilettime geçirecek fototransistör sürücünün bir LED ile optik yalıtımı kullanılarak iki şekilde çözülebilir.

1.5.3 Üç fazlı tam köprü evirici

Alternatif akım kaynağı ilk önce doğru akıma dönüştürülür. Daha sonra değişken gerilim ve frekansta güce dönüştürülür. AA kaynak genellikle üç faz köprü bağlantı içerir. DA hat filtre devresi ile üç fazlı köprü evirici yüke bağlıdır. Akü ile çalışan sistemlerde aradaki DA bağlantı (hat) yoktur. Şekil 1.8'de üç fazlı tam köprü

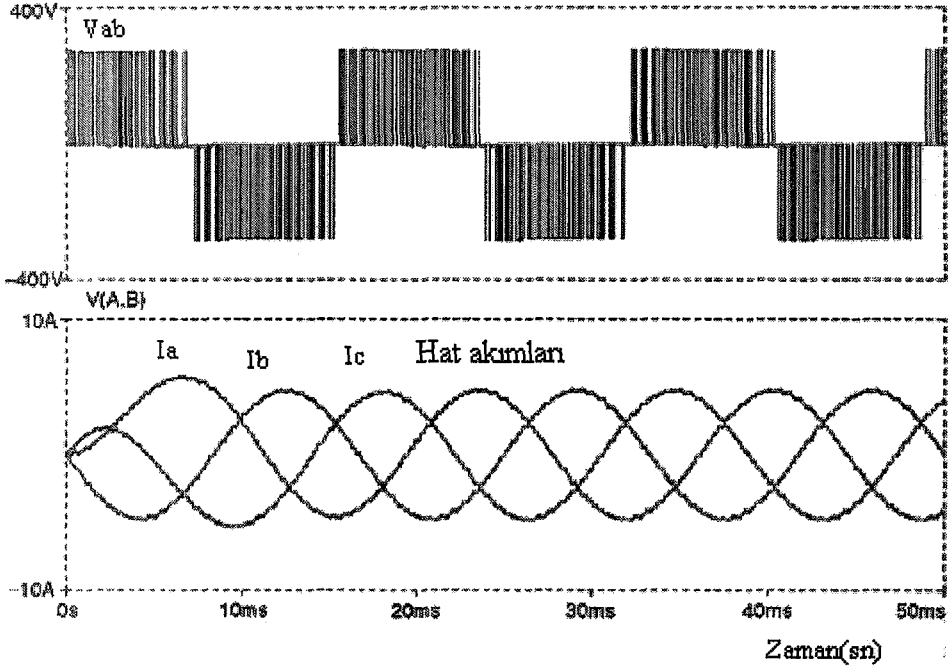
eviricinin şekli görülmektedir. Devrede yarıiletken anahtar olarak IGBT kullanılmıştır.



Şekil 1.8. Üç faz tam köprü evirici devresi

Günümüzde üç fazlı eviriciler motor sürücülerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Devre temel olarak tek fazlı H-köprü evirici tipine benzemektedir. Kontrol tekniği tek fazlı evirici gibidir. Fakat tek fazlı eviricide referans sinyalin faz farkı 180° iken üç fazlıda faz farkı 120° 'dir (SKVARENINA, 2002).

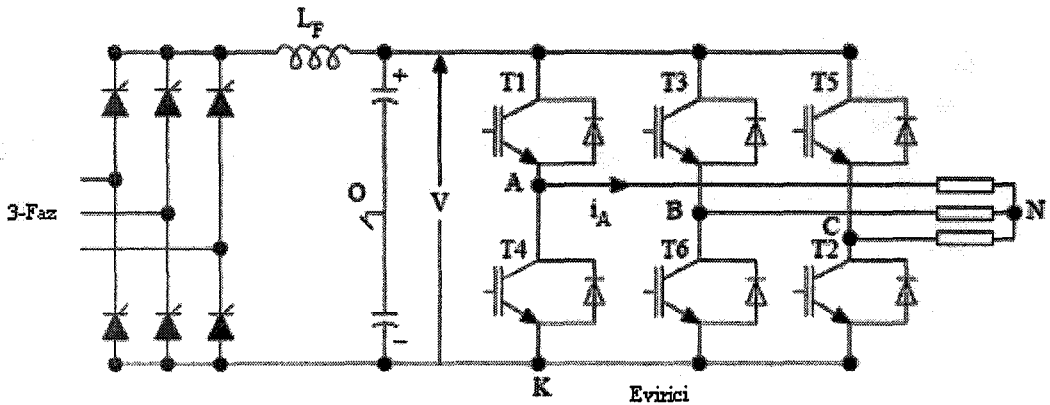
Şekil 1.9'da üç fazlı tam köprü eviricinin çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri görülmektedir.



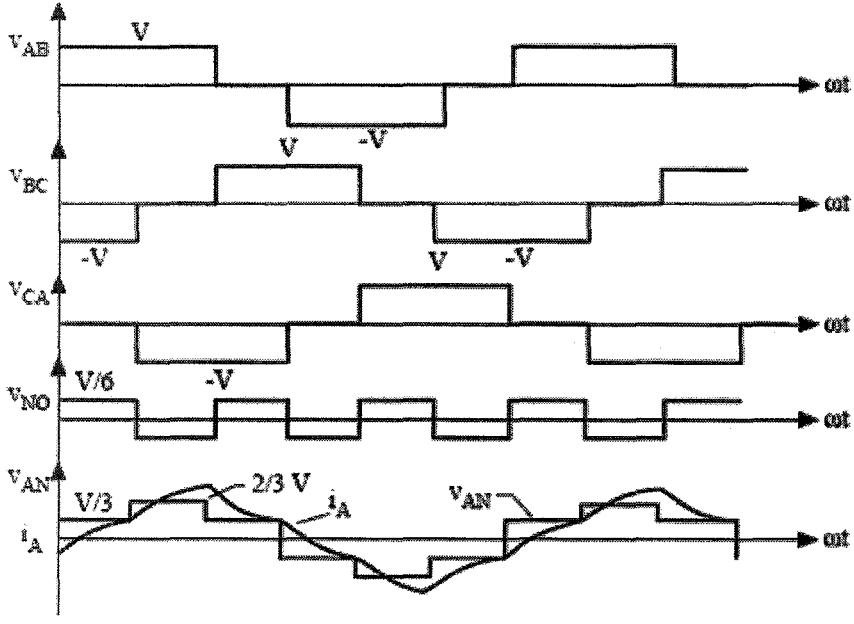
Şekil 1.9. Üç fazlı köprü eviricide çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri

1.5.4 Gerilim beslemeli eviriciler

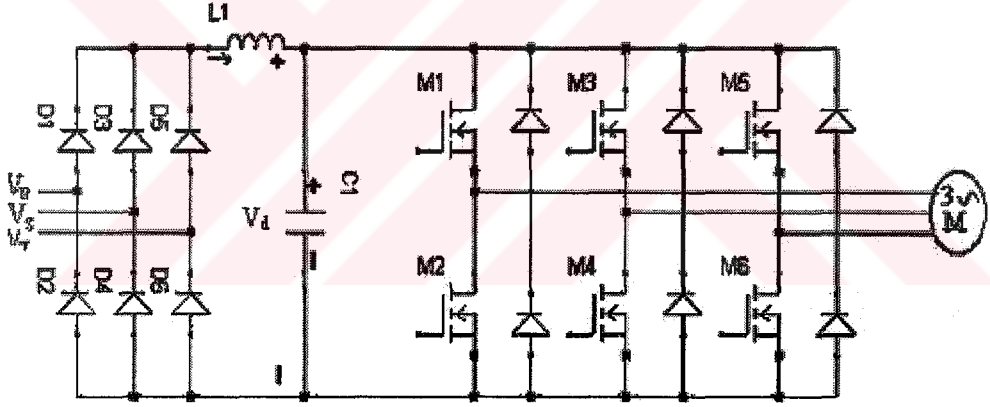
GBE doğru gerilim ile beslenir. Asenkron motorların hız kontrolünde verimlilik için kullanılan evirici çeşitleri genellikle ikiye ayrılır. Bunlar gerilim ve akım beslemeli eviricilerdir. Üç fazlı gerilim beslemeli evirici düzeneği Şekil 1.10'da gösterilmektedir. Gerilim beslemeli eviriciler kare dalga mod ya da DGA modda kontrol edilirler. Kare dalga modlu eviricide çıkış geriliminin frekansı kontrol edilir.



Şekil 1.10. Üç faz dönüştürücü ve GBE düzeneği



Şekil 1.11. Üç faz kare dalga eviricinin gerilim dalga şekilleri



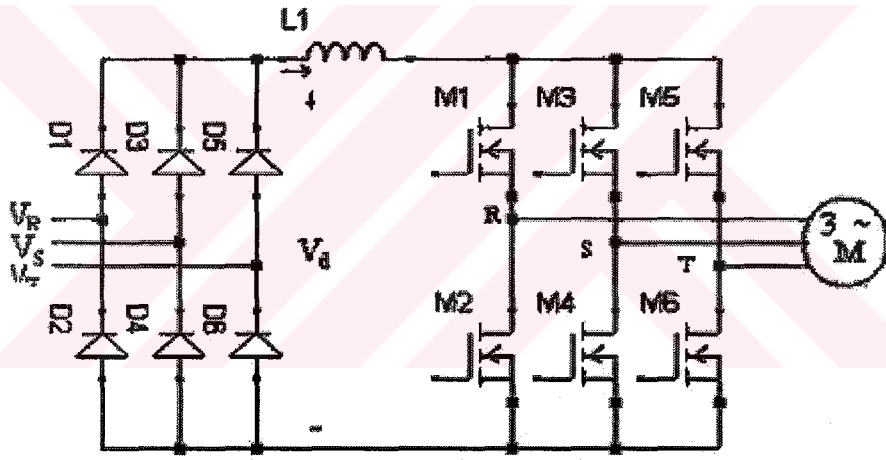
Şekil 1.12. Üç fazlı gerilim beslemeli eviricinin güç devresi

Şekil 1.12'de görülen üç fazlı eviricinin güç devresinin ilk kısmı doğrultucu devresinden meydana gelir. Bu devre üç fazlı evirici girişindeki alternatif gerilimi doğru gerilime dönüştürmektedir. Bu eviricilerde çıkış gerilimi her zaman DA kaynağının gerilimine bağlıdır. Eviricinin çıkış akımı yük admitansının bir fonksiyonudur. Şekilde güç katı gösterilen devrenin çıkışından elde edilen değişken gerilim ve değişken frekans yardımı ile alternatif akım motorunu besleyerek hız kontrolü yapılmaktadır. Bu tür eviricilerin gerilim beslemeli eviriciler olarak nitelendirilmesinin nedeni, evirici önünde yer alan kondansatörün yükten

etkilenmeden sabit bir doğru gerilim sağlamasıdır. Giriş gerilimim doğrultulduktan sonra çok büyük değerli paralel kondansatör üzerinde düzeltilmekte ve eviriciye değişmez DA gerilim beslemesi yapılmaktadır. Evirici çıkışında elde edilen gerilimin dalga şekilleri kontrol devresi ile kontrol edilir. Yük akımındaki değişiklikler eviriciyi besleyen doğru gerilimde çok fazla değişiklik oluşturmaz. Evirici anahtarlama elemanlarına ters bağlı bulunan serbest geçiş diyotları, reaktif güç akışına ve motorun generatör olarak çalışmasında akımın ters yönde akmasına izin verirler.

1.5.5 Akım beslemeli eviriciler

Şekil 1.13’de akım beslemeli eviricinin güç devresi görülmektedir.



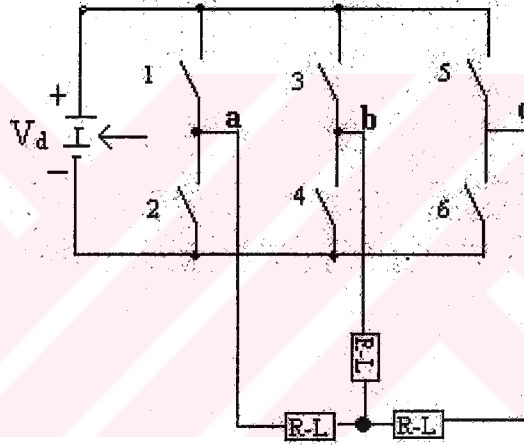
Şekil 1.13. Akım beslemeli eviricinin güç devresi

Bu tür evirici devreleri sabit bir akım kaynağı gibi davranan büyük değerli indüktansın eviriciden önce sisteme eklenmesi ile gerçekleştirilir. Doğrultucu devresi değişken doğru gerilim sağlarken büyük değerli indüktans da bu büyüklüğü sabit akıma dönüştürür. Evirici üzerindeki güç Mosfetleri, bu akımın üç faza simetrik olarak dağılmasını sağlarlar. Çıkış yükten bağımsız ve sabit değerlidir. Bu evirici çeşidi gerilim tipine göre komütasyon basitliği, kısa devre halinde akımın yavaş yükselmesi ve generatör çalışma için ek devre elemanlarına ihtiyaç göstermemesi

bakımından avantajlıdır. Akım ara devreli eviricileri, gerilim ara devreli eviricilerden ayıran en önemli özellik serbest geçiş diyotlarının olmamasıdır.

1.5.6 Üç fazlı altı basamaklı evirici

Alternatif akım motor sürücülerinde kullanılan üç fazlı altı basamaklı veya kare dalga evirici devrelerinin temel yapısı Şekil 1.14'deki gibidir. Her bir yarı köprüdeki güç yarı iletkenleri (Tristör, Mosfet vb.) 180° aralıklarla tetiklenerek iletme ve kesime sokulur. Her bir köprü ise 120° faz farklı ve her bir güç yarı iletkeni 60° aralıklarla tetiklenir. Serbest geçiş diyotları kaynağa enerjinin geri dönüşünü sağlar. Yıldız bağlı yükü besleyen faz-nötr gerilimi altı basamaktan oluşur.



Şekil 1.14. Altı basamaklı evirici eşdeğer devresi

60° 'lik aralıkta 1, 4 ve 5 numaralı yarı iletkenler iletimde olursa hat gerilimleri;

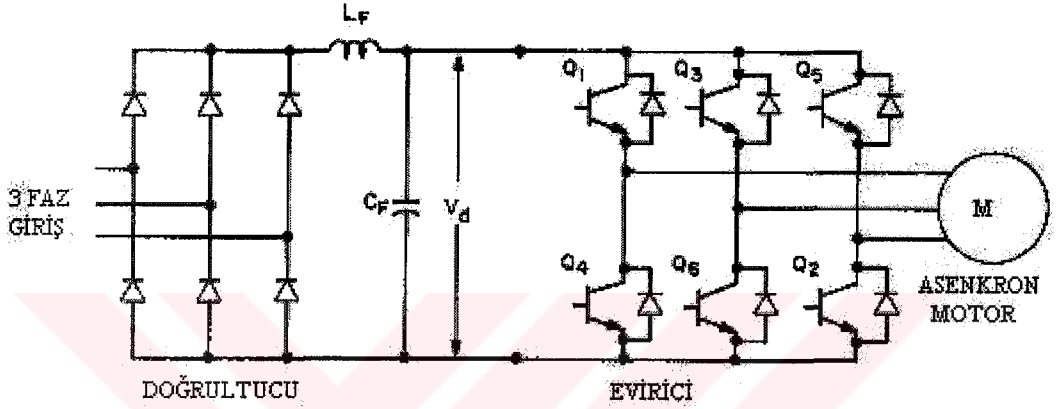
$V_{ab} = V_d$ ve $V_{bc} = -V_d$, $V_{ca} = 0$ olur. Faz nötr gerilimleri ise; $V_{aN} = V_{cN} = V_d/3$,

$V_{bN} = -2V_d/3$ olur. Doğru akım kaynağının orta noktasına bağlı nötr noktası gerilimi (1.9) eşitliğindeki gibi tanımlanır.

$$V_{N0} = 1/3*(V_{R0} + V_{S0} + V_{T0}) \quad (1.9)$$

1.5.7 Darbe genişlik ayarlamalı eviriciler

Sanayinin birçok alanında kullanılan eviricilerin, çıkış geriliminin bazı durumlarda kontrol edilmesi istenir. Bu durumlar; DA giriş geriliminin kontrolü, eviricilerin gerilim ayarı ve sabit V/f kontrolüdür. Bu sayılanların sağlanması için çeşitli teknikler kullanılır. Bu tekniklerin en etkililerinden biri Darbe Genişlik Ayarı (PWM) tekniğidir (İNCEKARA 2000).

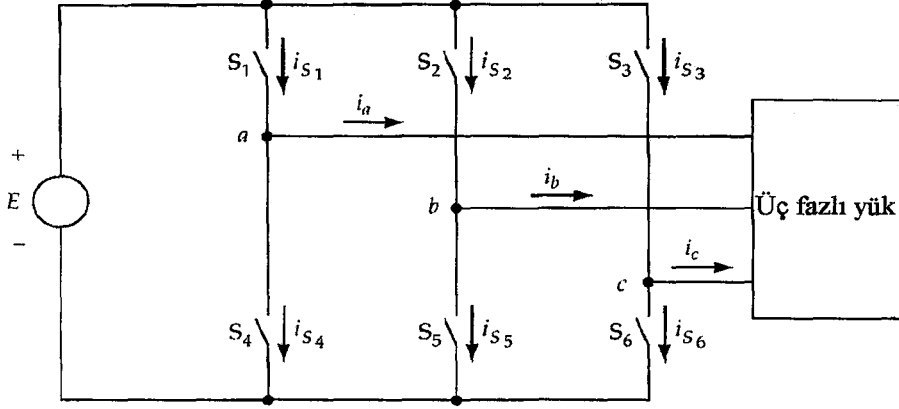


Şekil 1.15. Köprü diyot doğrultucu beslemeli üç fazlı bir evirici

Tristörlü evirici devrelerinde komütasyon güçlükleri ve diğer sorunlar DGA yönteminin geliştirilmesinde etkili olmuştur. DGA yönteminde amaç evirici girişindeki doğrultucu devresinden elde edilen doğru gerilimi değiştirmeksizin, evirici çıkış geriliminin bu yöntemle ayarlanmasıdır. Diğer bir ifade şekli ise darbe genişlikleri değiştirilerek evirici çıkış geriliminin temel bileşenini değiştirmektir.

1.6 Çok Fazlı Eviriciler

Çok fazlı evirici değişik tekniklerle oluşturulabilir. Bir fazlı köprü eviricinin çok fazlı olanı üç fazlı evirici olacaktır. Bir köprü evirici, sistemin girişi olarak bir DA kaynağının kullanılmasına izin verir. Şekil 1.16'da, tek fazlı bir durumun uzantısı olan üç fazlı bir evirici düzenlemesi görülmektedir.



Şekil 1.16. Üç fazlı eviricinin devre şeması

Eviricinin altı anahtarı istenilen dalga şeklini üretmek için periyodik olarak açılır ve kapatılır. Anahtarlamanın sırası, eviricinin çıkış frekansını belirleyerek gerilim ve harmonikler kontrol edilir. Şekil 1.16'daki düzenleme gerilim kaynaklı evirici olarak tanımlanabilir. Bir doğrultucunun çıkışındaki filtre kondansatörü, bu gerilim kaynağının pratik uygulamasında sıkça kullanılır. DA kaynak akımları devre eşitliklerini sağlamak için istenildiği kadar değiştirilir. Başka bir ihtimal gerilim kaynağının akım kaynağı ile değiştirilmesidir. Bu genellikle, oldukça büyük değerli bir indüktans ile seri bağlı bir faz kontrollü doğrultucu ile yapılır. Bu indüktans, işlemin herhangi bir dalgası boyunca akımı sabit tutar. Bu sabit akımın gerçek değeri yük durumuna bağlı olarak değişkendir.

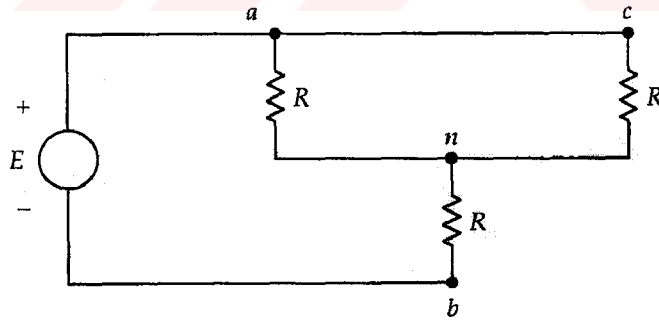
1.6.1 Altı adımlı evirici

Şekil 1.16'da en basit kontrol, anahtarları çıkış dalgasının 180° si için kapatır ve kalan 180° boyunca anahtarı açar. Üç fazlı bir çıkış üretmek için, anahtarlar birbirini takip eden bir düzende kapatılır. S_2 ; S_1 'den 120° sonra kapatılır. S_3 ; S_2 'den 120° sonra kapatılır. S_4 , S_1 'den 180° sonra kapatılır. S_2 ve S_3 ' den 180° sonra ise S_5 ve S_6 kapatılır. Anahtarlama işlemlerinin sonucu olarak her 60° 'de anahtarlar açılmış ve kapanmış olurlar. Çıkış, altı adımlı dalga biçimi olarak adlandırılır. Anahtarların kapalı durumları, Tablo 1.2'de görülmektedir.

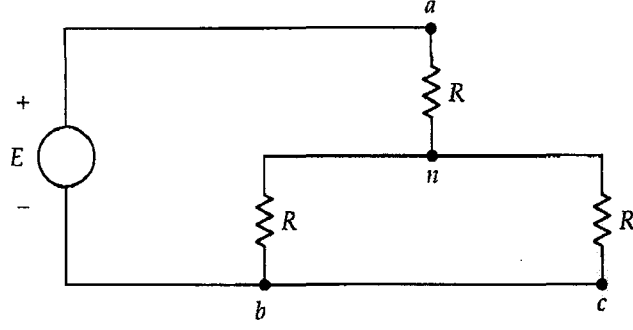
Tablo 1.2. Anahtarların kapalı durumları

Aralık (°)	Kapalı anahtarlar
0-60	1-3-5
60-120	1-5-6
120-180	1-2-6
180-240	2-4-6
240-300	2-3-4
300-360	3-4-5

Yük geriliminin değişik dalga şekillerini belirlemek için yükün dengeli, yıldız bağlı ve faz başına $R\Omega$ 'luk omik yük olduğu kabul edilirse, devre analizi sırayla her altı aralık üzerinde yapılabilir. 0° - 60° aralığı, Şekil 1.17'de görülmektedir. S_1 ve S_3 anahtarlarının kapatılması a ve c fazını paralel hale getirir ve b fazı kaynağa S_5 ile bağlanmıştır. 60° - 120° aralığı süresince devre Şekil 1.18'de görülmektedir. Her iki durumda ve diğer durumlardaki gerilimler Tablo 1.3'de, grafikler ise Şekil 1.19'da görülmektedir.



Şekil 1.17. Altı adımlı eviricinin 0° - 60° aralığı devre şekli



Şekil 1.18. 60° - 120° aralığı devre şekli

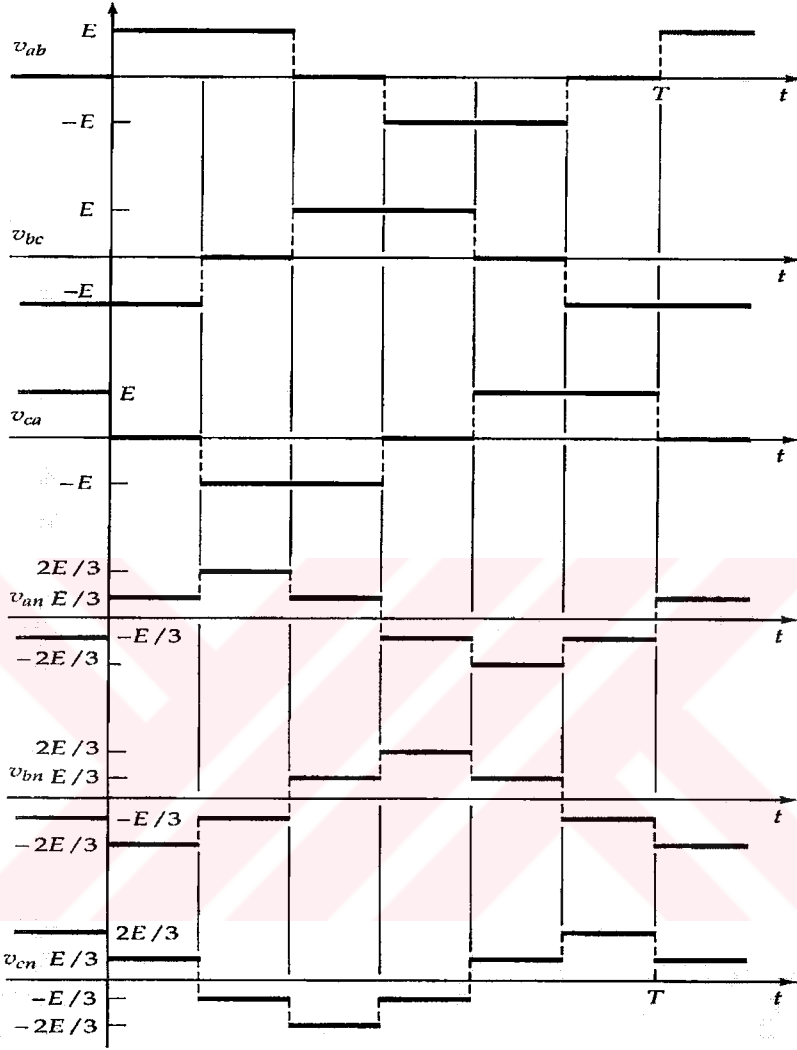
Faz-nötr geriliminin birine ait grafikteki dalga başına altı kesintililik bir dalga boyunca altı anahtarlama noktasına karşılık gelir. Bu, altı adımlı eviriciyi tanımlamak için kullanılan altı adım teriminin kaynağıdır. Yük omik olduğu sürece yük akımının şekli faz-nötr geriliminin şekli ile aynıdır. Çoğu evirici uygulamalarında yük azda olsa indüktif olduğundan, yük akımı faz-nötr geriliminden farklılık gösterir. Çoğu altı adımlı eviriciler, bir indüksiyon motorunu sürmek için kullanılırlar ve akım şekli Şekil 1.20'de görülmektedir. 0° - 60° aralığında, i_a önce negatiftir ve zamanla birlikte pozitif bir değer alır. Bu zaman aralığında S_1 kapalıdır. Bu anahtar ve diğer beş anahtarın çift yönlü akımları geçirebilme özelliklerinin olması gerekir. Genel olarak BJT gibi bir anahtara paralel diyot bağlanır. BJT akımın pozitif kısmını, ters bağlanmış diyot ise negatif kısmını taşır. 180° - 360° aralığında ise, BJT negatif kısmını ve diyot ise i_a akımının pozitif kısmını taşır. Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilimler bir anahtarlama noktası üzerinde detaylı durularak bulunabilir. Şekil 1.22'deki gerilim V_{ag} , S_4 üzerindeki gerilimdir. Şekil 1.21'de S_4 yerine bir BJT ve PN eklem diyotu kullanılmıştır.

Tablo 1.3. Altı adımlı eviricinin farklı durumlardaki gerilimleri

	Aralık (°)					
Gerilim	0-60	60-120	120-180	180-240	240-300	300-360
v_{an}	$E/3$	$2E/3$	$E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	$-E/3$
v_{bn}	$-2E/3$	$-E/3$	$E/3$	$2E/3$	$E/3$	$-E/3$
v_{cn}	$E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	$-E/3$	$E/3$	$2E/3$
v_{ab}	E	E	0	$-E$	$-E$	0
v_{bc}	$-E$	0	E	E	0	$-E$
v_{ca}	0	$-E$	$-E$	0	E	E

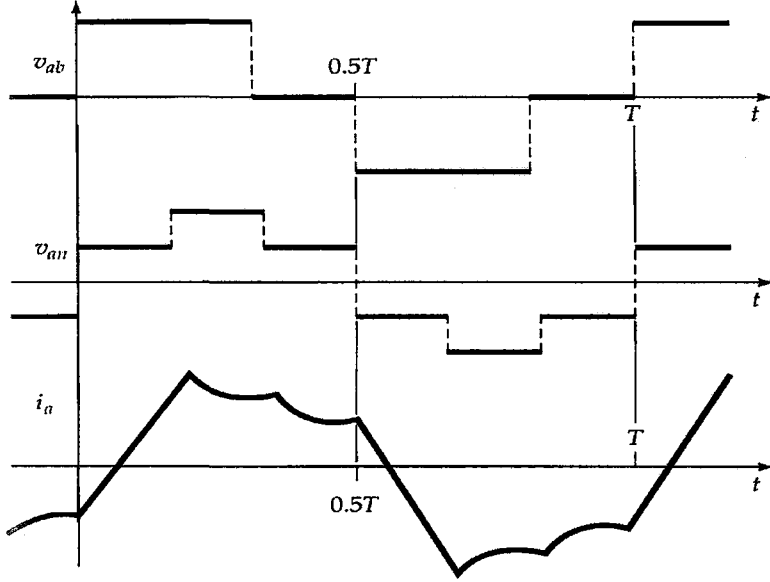
Anahtarlama noktasından tam önce Q_4 , i_a 'yı kollektör akımı olarak iletmekteydi. i_a negatiftir. Anahtarlama noktasında, Q_4 kesime başlar ve kollektör akımı i_a 'nın genliğinden azalmaya başlar. Yük indüktif olduğundan, i_a akımının devam etmesi gerekir. Akımın iletilmesi için tek yol a noktasından D_1 diyotudur. D_1 üzerindeki gerilim sıfıra gider ve v_{ag} gerilimi E gerilimine eşit olur. Bu Q_4 transistörünün kollektör emiter gerilimi olarak E gerilimine ve aynı zamanda bariz bir kollektör akımına dayanabilmesi anlamına gelir. Böylece potansiyel bir ters yönde güvenli çalışma alanı (Reverse Biased Safe Operating Area) problemi oluşur. Evirici tasarımı büyük kapasiteli transistör kullanılıyorsa hiç problem olmayabilir; fakat transistör operasyon limitinde kullanılıyorsa bir problem olabilir. Transistörün yük hattını biçimlendirip transistörü, RBSOA grafiğinin güvenli sınırları içinde bulunduracak bir koruyucu devrenin kullanılması gerekir. Genel olarak koruyucu devrelerinin fiyatı büyük transistör kullanmaya göre daha ucuzdur. Bir koruyucu devre ile transistörün kollektör-emiter gerilimi aniden yükselmez ve transistör tamamen kesime gidinceye kadar yük akımının bir kısmı koruyucu tarafından taşınır. Kollektör akımı sıfır veya hemen hemen sıfır olduktan sonra, kollektör-emiter tam gerilimine ulaşır ve sonra diğer anahtarın diyotu iletme başlar. Bu davranış Şekil 1.21'de görüldüğü gibidir. Daha önce de bahsedildiği gibi altı adımlı evirici üç fazlı bir indüksiyon motorunu sürmek için kullanılır. Bu durumlarda eviricinin çıkış gerilimi ve frekansı motorun maksimum akı yoğunluğundaki istenilmeyen değişikliklere karşı beraber değiştirilir.

Motorun da, normal gerilim ve frekansta manyetik doyuma gitmeyecek özellikte tasarlanması gerekir.

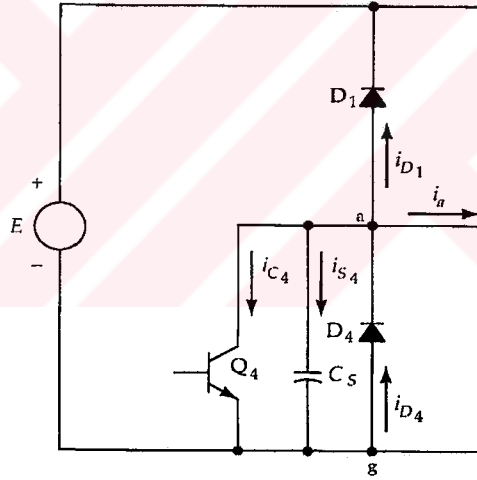


Şekil 1.19. Altı adımli eviricinin gerilim grafikleri

Anma frekansında anma faz-nötr arası gerilimde, yarım dalganın altındaki alan, normal şartlarda motorun maksimum akı yoğunluğunu belirler. (1.10) ve (1.11) eşitliklerindeki ilişkiler, uygulanan gerilim sinüzoidal olduğu zamanki durumu ifade eder. Bu eşitlikler, maksimum akı yoğunluğunun ortalama gerilime bağlı olduğu gerçeğinden yararlanılarak düzenlenmiştir.



Şekil 1.20. Altı adımli eviricide yük akımının şekli (yük omik)

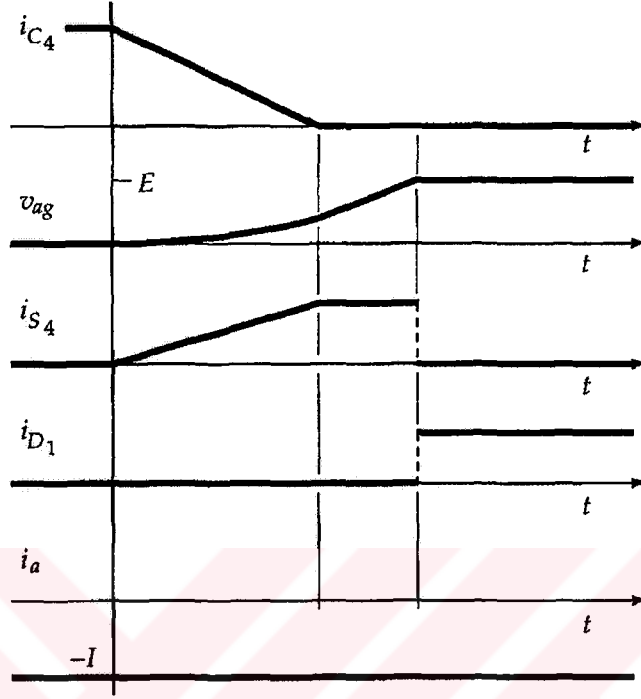


Şekil 1.21. Altı adımli eviricinin bir kolu

$$KB_{\max} = \text{alan} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \left[1,414 \left(\frac{V_1}{1,732}\right)\right] \left(\frac{T_1}{2}\right) \quad (1.10)$$

$$KB_{\max} = 0,260V_1T_1 \quad (1.11)$$

Bu eşitliklerde V_1 motorun fazlar arası gerilimini, T_1 periyodu ve K ise motorun ölçülerine ve sarım sayısına bağlı bir katsayıyı gösterir.



Şekil 1.22. Altı adımlı eviricinin bir koluna ait dalga şekilleri

Motora uygulanan altı adımlı dalga biçiminin yarım dalgasının altındaki alan (1.11) eşitliği durumundaki değişken frekanslı duruma benzer şekilde maksimum akı yoğunluğu ile ilişkilidir.

$$KB_{\max} = \text{alan} = \left[\left(\frac{E}{3} \right) + \left(\frac{2E}{3} \right) + \left(\frac{E}{3} \right) \right] \left(\frac{T}{6} \right) = 0,222ET \quad (1.12)$$

Şayet (1.11) eşitliğindeki maksimum akı yoğunluğu normal sinüzoidal motor gerilimindeki aynı değerde belirlenirse, (1.11) ve (1.12) eşitlikleri birleştirilerek (1.13) eşitliği elde edilir.

$$0,222 E T = 0,260 V_1 T_1 \quad \text{veya} \quad E = (1,17 V_1 T_1) f \quad (1.13)$$

Burada f , altı adımlı eviricinin ayarlı çıkış frekansıdır. Sabit maksimum akı yoğunluğu için gereken DA bara gerilimi çıkış frekansı ile orantılı olarak değişmelidir.

1.7 V/f Kontrol

Eviriciler (1.13) eşitliğini sağlayacak bir modda çalıştırılırlar. Genel olarak bu "Sabit V/f" işlem modu ya da "Sabit Volt/Hertz" işlem modu olarak tanımlanır. Şayet motorun normal anma frekansının üzerinde çalıştırılması gerekirse, bu frekans aralığında eviricinin tasarımı ekseriyetle V/f sabiti alınamayacak şekilde yapılır. DA bara geriliminin maksimum değeri, genel olarak operasyonun anma frekansında veya yakın bir değerinde gerekir. Anma frekansının üzerinde, daha büyük taşıma gerilimi mevcut değildir. Bundan dolayı motor anma maksimum akı yoğunluğunun altında çalışır ve düşük frekanslı operasyonda olduğu gibi aynı maksimum torku üretemez. Bu mod maksimum çıkış gücünü sınırlar ve "sabit beygir gücü" işlem modu olarak tanımlanır.

AA motorunun hız kontrolü için çeşitli kontrol teknikleri geliştirilmiştir. Bunlardan biri V/f kontrollü sürücülerdir. Bu yöntemde; statorda indüklenen gerilimin, statora uygulanan gerilimin frekansına oranı sabit olacak şekilde, indüklenen gerilim ve frekans birlikte değiştirilir. Uygulamalarda ise, statorda indüklenen gerilim yerine, stator uç gerilimi değiştirilir. Stator uç gerilimi, stator sargı direnci ve kaçak reaktansı üzerinde düşen gerilim ihmal edilirse, statorda indüklenen gerilime eşittir. Böylece, statordan rotora geçen hava aralığı akısı sabit tutulur. Akının sabit kalması ile rotorda indüklenen momentin, stator gerilimi frekansının altındaki değerleri için, devrilme noktası momentinin sabit kalması sağlanır. Bunun fiziksel anlamı şudur: Anma değerinin altındaki farklı stator gerilimi frekansları ve mil hızları için, yüke aktarılan moment değeri aynı kalır. Ancak anma geriliminin çok altına inildiği çok düşük hızlarda, I_s sabit olduğundan R_s üzerine düşen gerilim artık ihmal edilemez düzeye gelir. Bu da indüklenen gerilimin çok küçülmesine ve hava aralığı akısının

azalmansa sebep olur. Bu nedenle belirli bir hızın altında V/f kontrolü istenen sürüş özelliklerini sağlamayabilir.

Sabit bir V/f oranı herhangi bir DGA metodu, örneğin sinüs DGA kullanılarak kolayca elde edilmektedir. V/f sürücülerin tahrik karakteristiği nominal hızın altında endüvi gerilimi kontrol edilerek, nominal hızın üstünde ise alan zayıflatılarak hızı ayarlanan klasik DA motorlu tahrike benzer. Günümüzde V/f kontrollü sürücülerin yazılımlarda çeşitli uygulamaları için programlanmış hazır V/f eğrileri bulunmaktadır. Ayrıca kullanıcı isterse kendi V/f değerlerini de girebilmektedir (İNCEKARA 2000).

Kullanıcı yük türüne göre V/f eğrisini ayarlayabilir. Örneğin yüksek kalkış torku gerektiren asansör gibi dikey yükler için düşük frekanslarda yüksek gerilimler girilmeli, yük faktörü hızın karesi ile veya küpü ile değişen pompa ve fan gibi uygulamalarda ise düşük frekanslarda düşük gerilimler girilebilir.

BÖLÜM 2. GÜÇ KALİTESİ

2.1 Giriş

Kullanımı artan doğrultucu, evirici gibi güç elektroniği düzeneklerinden dolayı günümüzde güç kalitesi konusu çok önemli hale gelmiştir. Güç elektroniği düzeneklerinin yüksek gerilim, endüstriyel ısıtma, motor sürücüleri, bilgisayarlar, yazıcılar ve televizyon gibi birçok kullanım alanı mevcuttur. Yük olarak kullanılan bu düzenekler temel frekanstaki akım ve gerilimin yanında bu frekansın tam katlarına sahip akım ve gerilim değerlerine sahip dalga şekilleri içerirler. Bu dalga şekilleri motorların, iletkenlerin ve koruma cihazlarının bozulmasına sebep olurlar.

2.2 Güç Kalitesi Problemleri

Güç kalitesi problemleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

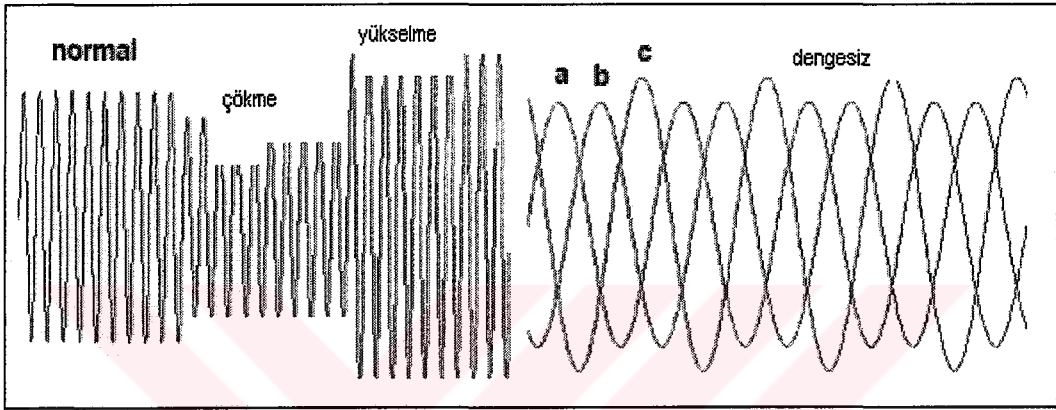
2.2.1 Frekans problemleri

Frekansın normal şebeke frekansı dışında değişmesidir. Güç sistemleri frekansı, jeneratörlerden dolayı dönel hızla üretilir. Frekans değişiklikleri çok az meydana gelir.

2.2.2 Gerilim problemleri

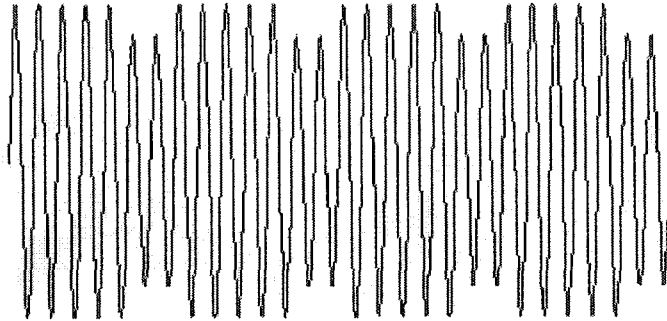
Gerilim genliğinin, normal gerilim genliği dışında değişmesidir. Şebeke gerilimi normalden daha yüksek olursa bazı etkiler oluşturur. Örneğin asenkron motorun nominal gerilimi üzerinde bir gerilim değişimi motorun aşırı ısınmasına ve ömrünün kısalmasına neden olur. Ayrıca kayıpları arttırır. Gerilim değişimleri aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir.

1. Uzun süreli gerilim değişimleri; bir dakikanın üzerindeki gerilim değişimleridir. Bunlara nominal gerilimin altında ise gerilim düşmesi, nominal gerilimin üstünde ise gerilim yükselmesi denir.
2. Kısa süreli gerilim değişimleri; bir dakikanın altındaki gerilim değişimleridir. Gerilim çökmesi veya gerilim şişmesi şeklinde oluşabilirler.
3. Her faz iletkeninde farklı gerilim olması durumunda dengesiz gerilim oluşur.



Şekil 2.1. Gerilim çökmesi, gerilim yükselmesi ve dengesiz gerilim

4. Gerilimde sürekli veya rasgele yükselme ve düşmelerin oluşması



Şekil 2.2. Gerilimin yükselmesi ve düşmesi

5. Şebeke geriliminin tamamen kesilmesi,
6. Zayıf topraklamadan dolayı nötr-toprak geriliminin yükselmesi olarak sınıflandırılabilir.

2.2.3 Dalga şeklindeki bozulmalar

Gerilim dalga şeklinin bozulmaya uğramasıdır. Bu bozulmalar; ölçüm, kontrol ve süreç araçlarının duyarlılığının bozulmasına, enerjinin kesilmesine, değişken hız sürücülerinin hata yapmasına, transformatör, kondansatör ve asenkron motorların aşırı ısınmasına ve ışığın titremesine neden olurlar.

Tüketiciler şebeke gerilimini verilen sınırlar içinde tutmak zorundadırlar. Tüketiciler aşağıdaki iki durumdan sorumludurlar.

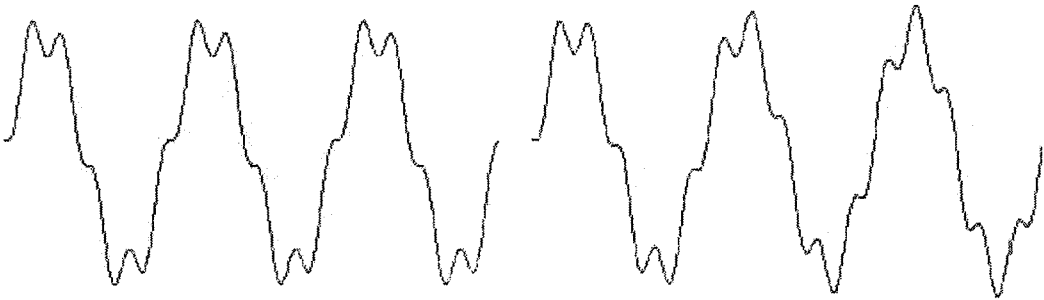
1. Şebekedeki bozulmalara karşı kullanılan araçlar dayanıklı olmalıdır.
2. Kullanılan araçlar şebeke gerilimini bozacak etki oluşturmamalıdır.

Dalga şeklinin sinüzoidal ve frekansın da 50 Hz seçilmesinin nedenleri şunlardır:

1. Tüketici yüklerinin bozucu etki oluşturmamak şartıyla, jeneratörden yüke dalga şeklinin değişimsiz ulaşabileceği tek dalga şeklidir.
2. Tüketici iletim ve dağıtım kayıpları en aza indirgenir.
3. Haberleşme hatlarında meydana gelebilecek gerilim bozulmaları en aza indirgenir.

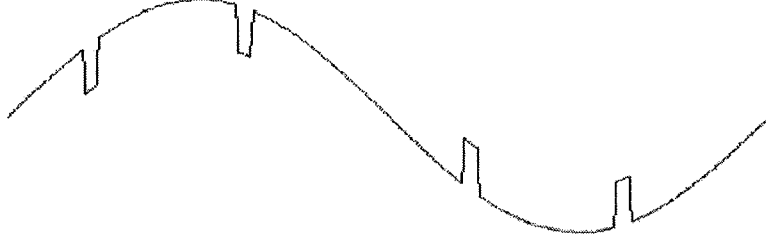
Dalga şekli olayları, sinüzoidal dalga şeklinin bozulmasıyla sonuçlanan olaylardır.

a) Harmonikler, temel frekansın katlarında frekansa sahip olan dalga şekillerinin temel dalga şekline eklenmesidir.



Şekil 2.3. Beşinci ve On ikinci harmoniği içeren gerilim dalga şekilleri

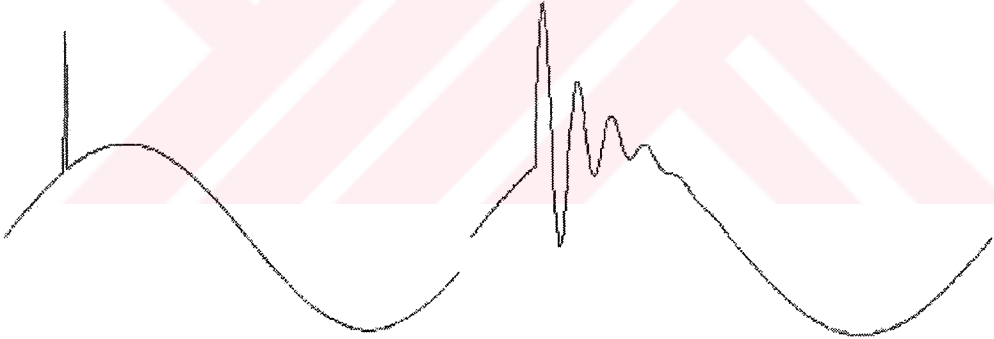
b) Temel frekansın belli katlarında olmayan frekansa sahip olan dalga şeklerinin temel dalgaya gömülmesidir. Bunlara çentik etkisi denir.



Şekil 2.4. Çentik etkisi

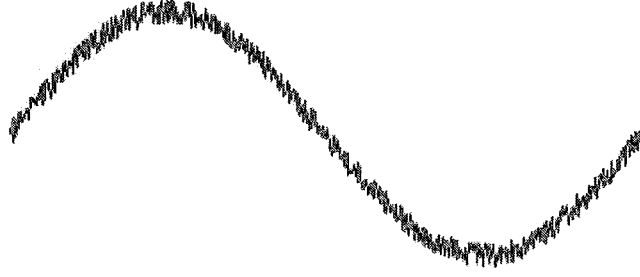
c) Çentik etkisi üç fazlı elektronik anahtarlama devrelerinde (örneğin AA-DA çeviricilerinde) meydana gelir.

d) Gerilimin kısa süreli olarak yıldırım veya anahtarlama olaylarından dolayı değişmesi sonucu geçici durum meydana gelir.



Şekil 2.5. Yıldırım ve anahtarlama olayları etkisi

e) Gürültü 200 kHz civarında frekansın oluşturduğu etkidir.



Şekil 2.6. Gürültü etkisi

Şebekeden dolayı güç kalitesi problemlerinin etkileri aşağıdaki gibi sınıflandırılır.

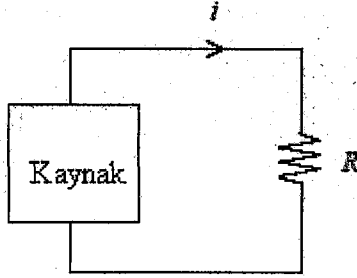
1. Yıldırım düşmesi sonucu meydana gelen geçici olaylar, gerilim çökmeleri ve bazı tüketicilerin elektriğinin kesilmesine neden olan gerilim bozulması olayları,
2. Kondansatör dolma ve boşalması sırasında geçici dalgalanma olayları,
3. Transformatör ve iletim hatlarının simetrik olmayışı sonucu dengesizliğe neden olan olaylar olarak sınıflandırılabilir.

Tüketicilerden dolayı meydana gelen güç kalitesi problemleri aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir.

1. Özellikle motorlar gibi büyük güçlü yüklerin devreye girmesi gerilim çökmelerine,
2. Bir fazın eşit olmayan biçimde dağıtılması üç faz dengesizliğine,
3. Vinç gibi yüklerin devreye girip çıkmaları ışık dalgalanmalarına,
4. Zayıf kablo bağlantıları ve topraklama yüzünden nötr-toprak geriliminin yükselmesine,
5. Bilgisayar, ofis araçları, flüoresan lambalar, yüksek etkili ışıklandırma, değişken hız sürücüler gibi yükler harmonik bozulmaya,
6. Anahtarlama durumlu güç kaynaklarının hatalı çalışması sonucu televizyon gibi cihazlarda yüksek frekans gürültüsüne,
7. Kontaktör ve rölelerin anahtarlanması geçici olayların oluşmasına,
8. Kesintisiz güç kaynaklarının hatalı çalışması enerji kesilmeleri, gerilim çökmeleri ve geçici olayların meydana gelmesine neden olurlar.

2.3 Ortalama Akım ve Gerilim

Şekil 2.7’de kaynak ve yük görülmektedir.



Şekil 2.7. Bir dalga şekline sahip kaynak ve yük

Gerilim, ortalama güç ve akım büyüklükleri aşağıdaki eşitliklerle verilir.

$$p = vi \quad (2.1)$$

$$P_{or} = \frac{1}{T} \int_0^T v i dt \quad (2.2)$$

$$v = Ri \quad (2.3)$$

$$P_{or} = R \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \quad (2.4)$$

Eğer güç (P_{or}), I^2R cinsinden tanımlanırsa etkin (efektif) akım (2.5) eşitliği ile bulunur.

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = I_{ef} \quad (2.5)$$

Sinüzoidal dalga şekli için etkin gerilim ve akım (2.6) ve (2.7) eşitlikleri ile bulunur.

$$V_{ef} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad (2.6)$$

$$I_{ef} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \quad (2.7)$$

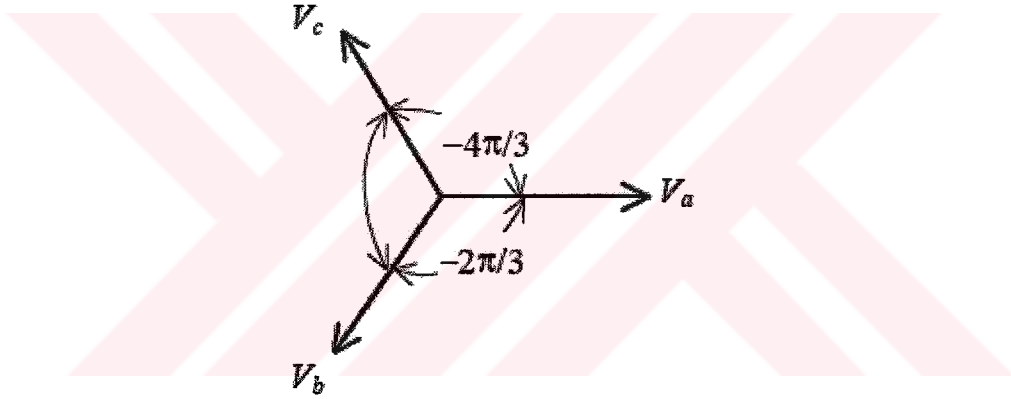
2.3.1 Üç fazlı sistemlerde akım, gerilim ve güç

Üç fazlı şebekede temel frekansta dengeli bir gerilimde faz-nötr gerilimleri; (2.8), (2.9) ve (2.10) denklemlerinde verilmiştir.

$$V_{an} = V_{\max} \sin \omega t \quad \text{ve} \quad V_a = V e^{j0} \quad (2.8)$$

$$V_{bn} = V_{\max} \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad \text{ve} \quad V_b = V e^{-j2\pi/3} \quad (2.9)$$

$$V_{cn} = V_{\max} \sin(\omega t - 4\pi/3) \quad \text{ve} \quad V_c = V e^{-j4\pi/3} \quad (2.10)$$



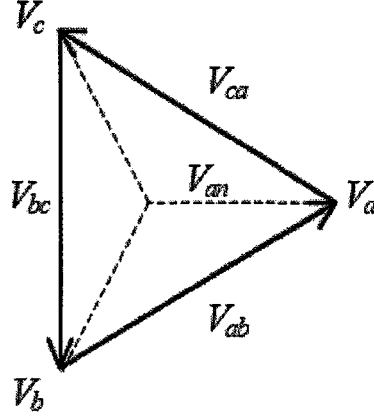
Şekil 2.8. Dengeli üç fazlı gerilimin vektörel ifadesi

Faz-faz gerilimleri ise; (2.11), (2.12) ve (2.13) denklemleri ile verilmiştir.

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3} V_{\max} \sin(\omega t + \pi/6) \quad (2.11)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3} V_{\max} \sin(\omega t - \pi/2) \quad (2.12)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = \sqrt{3} V_{\max} \sin(\omega t - 7\pi/6) \quad (2.13)$$



Şekil 2.9. Faz-faz gerilimlerinin vektörel ifadesi

Faz-nötr gerilimleriyle faz-faz gerilimleri incelendiğinde, faz-faz gerilimlerinin faz-nötr gerilimlerine göre 30° faz farkı oluşturduğu görülmektedir.

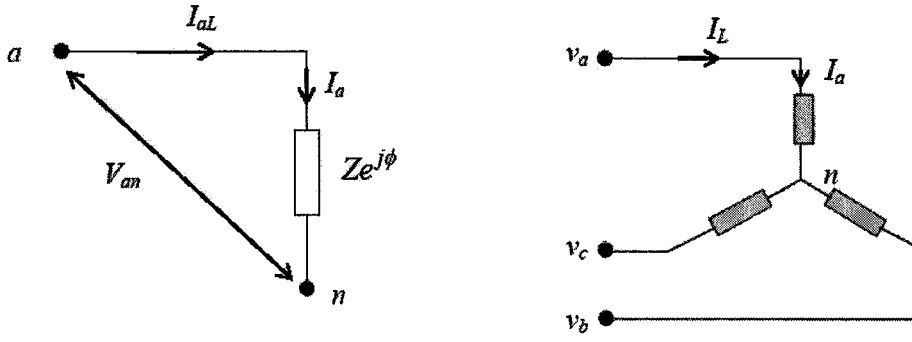
Üç fazlı dengeli şebekeye dengeli bir yük bağlanmıssa yük tarafında oluşan I_a , I_b ve I_c akımları; (2.14), (2.15) ve (2.16)'da verilen eşitliklerle bulunur.

$$I_a = \left| \frac{V_{an}}{Z e^{j\phi}} \right| = I e^{-j\phi} \quad (2.14)$$

$$I_b = \left| \frac{V_{bn}}{Z e^{j\phi}} \right| = I e^{-2\pi/3 - j\phi} \quad (2.15)$$

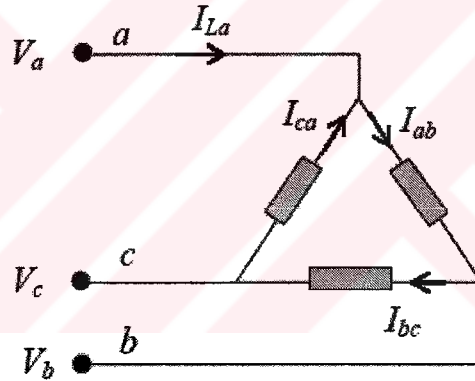
$$I_c = \left| \frac{V_{cn}}{Z e^{j\phi}} \right| = I e^{-4\pi/3 - j\phi} \quad (2.16)$$

Eğer yük yıldız bağlı ise, hat akımı faz akımına eşittir. Faz-faz gerilimi ise faz-nötr geriliminin $\sqrt{3}$ katı olur.



Şekil 2.10. Yıldız bağlı yük

Üçgen bağlı yükte faz-faz gerilimi ile faz nötr gerilimi birbirine eşittir. Hat akımı ise faz akımının $\sqrt{3}$ katıdır.



Şekil 2.11. Üçgen bağlı yük

$$|I_{La}| = |(I_{ab} - I_{ca})| = \sqrt{3}I \quad (2.17)$$

3 fazlı devrede ortalama güç, (2.18) denklemi ile bulunur.

$$P = 3VI \cos \phi \quad (2.18)$$

BÖLÜM 3. HARMONİKLERİN İNCELENMESİ

3.1 Giriş

Lineer olmayan yükler (doğrultucular, akım kısıyıcıları, eviriciler, Kesintisiz Güç Kaynakları (UPS), ark fırınları, manyetik devrelerin doyması, demir çekirdekli aygıtların doyma bölgesinde çalışmaları, DA motorlar, frekans çeviriciler, vb.) şebekeden sinüs formunda olmayan akım çekerler. Bu akımlar, 50 Hz temel bileşen ve harmonik akımları şeklinde tanımladığımız temel bileşenin üzerine binen ve temel frekansın tam katlarında olan seri bileşenlerden oluşur. Harmonik akımlarının varlığı, şebeke empedansında yaratacağı gerilim düşümleri sebebi ile şebeke geriliminde de bozulmalara neden olur.

Harmonik, temel sinüzoidal bileşenin yanında, temel bileşenin katlarında frekansa sahip sinüzoidal bileşenler olarak tanımlanır. Örneğin, frekansı temel frekansın 5 katı olan bir bileşene 5. harmonik denir. Her harmoniğin temel bileşenle aynı fazda olduğu kabul edilir. Statik güç çeviricileri tarafından üretilen harmonikler, doyum bölgesinde çalışan cihazlar gibi geleneksel harmonik kaynaklarından farklı olarak geniş bir dağılıma sahiptir. 3, 5, 7, 11 ve 13. harmonikler büyük değerli, diğer yüksek frekanslı harmonikler ise küçük değerlidir. IEEE 519 standartlarına göre kabul edilen toplam harmonik bozulma akımda ve gerilimde % 5'dir. Bu değerlerin aşılması elektrik sistemine ve sistemdeki diğer yüklere zarar vererek sistemde büyük maddi hasarlara yol açarlar. Harmoniklerin oluşturduğu sorunların bazıları şunlardır (Özdemir 2003).

- a) Gerilim dalgalanmaları,
- b) Elektromekanik cihazlarda, trafolarda ve kablolarda aşırı ısınma,
- c) Aşırı nötr akımları ve aşırı nötr-toprak potansiyeli,
- d) Makinelerde mekanik titreşimler,

- e) Tetikleme devrelerinin anormal çalışması,
- f) CAD/CAM terminal hafızalarının silinmesi,
- g) Elektrik kart arızaları,
- h) Güç kondansatörlerinde güç kayıpları, delinmeler ve patlamalar,
- ı) Kompanzasyon sigortalarında atmalar,
- j) Kesici ve şalterlerde açmalar,
- k) Röle sinyallerinin bozulması ve anormal çalışması,
- l) Düşük güç faktöründen kaynaklanan cezalar,
- m) Dağıtım kapasitesinin düşmesi,
- n) Enerji kayıpları ve enerji maliyetinin artması

Harmonikler gerilim harmonikleri ve akım harmonikleri olmak üzere ikiye ayrılırlar. Gerilim harmonikleri özellikle; veri iletişim problemleri ve motorlar üzerinde faydalı moment haricinde değişken moment üretimi gibi etkilere neden olurlar. Uluslararası standartlara göre IEC (Interantional Electric Cooperation) Toplam Harmonik Bozunum (THB), gerilim bazlı olarak % 3'tür. Akım harmonikleri özellikle; hatlarda ve elektrik makinelerinde ısınma ve ömür azalması, yarı iletkenli devrelerde anahtarlama problemleri, koruma rölelerinde hatalı ölçme, "Sıfır" geçişli yarı iletkenli devrelerde kararsız çalışma ortamı, güç faktörünün düzeltilmesinde kapasitörlerin rezonans frekansına girmesi gibi etkilere neden olurlar. Uluslararası standartlara göre THB akım bazlı olarak % 6'dır.

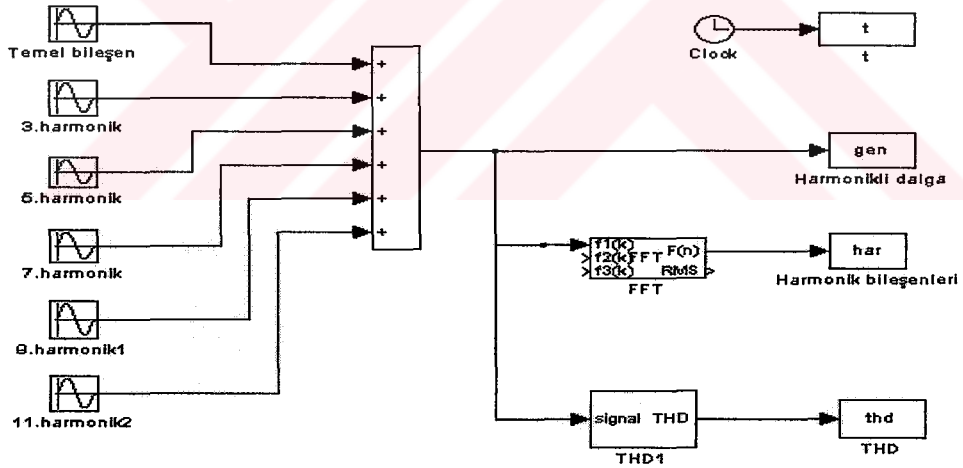
Bu değerler bir işletmede hedeflenen enerji kalitesini göstermektedir. Sistemin asıl önceliği güç faktörünün indüktif ortamda $\text{tag}\phi = 0,33$ ve kapasitif ortamda $\text{tag}\phi = 0,20$ olmasıdır.

Bununla birlikte sistemin kısa devre gücüne bağlı olarak THB değerleri Tablo 3.1'deki gibi kabul edilebilir. Tablo 3.1'de I_{sc} , maksimum kısa devre akımını ve I_n ise maksimum yük akımını simgelemektedir.

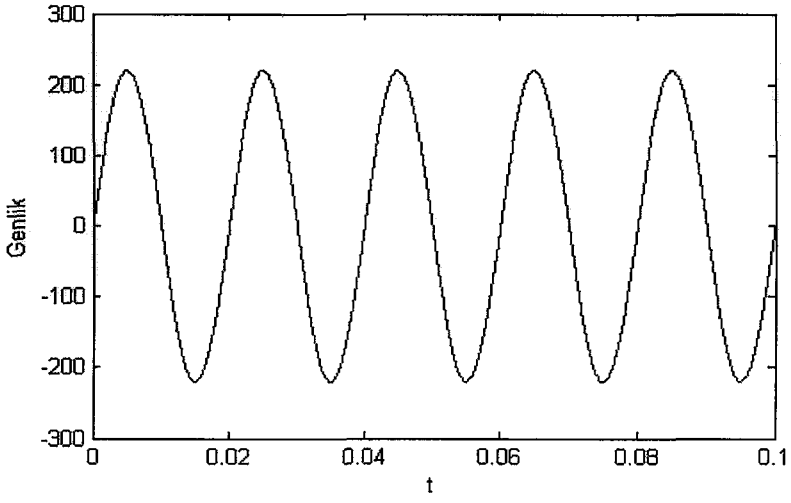
Tablo 3.1. Genel dağıtım sistemlerinde akım harmonik standartları

(Akım Harmonikleri , IEEE 519 Standardı 1992)						
(120 V - 69,000 V)						
I_{sc} / I_n	<11	11<h<17	17<h<23	23<h<35	35<h	THB %
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

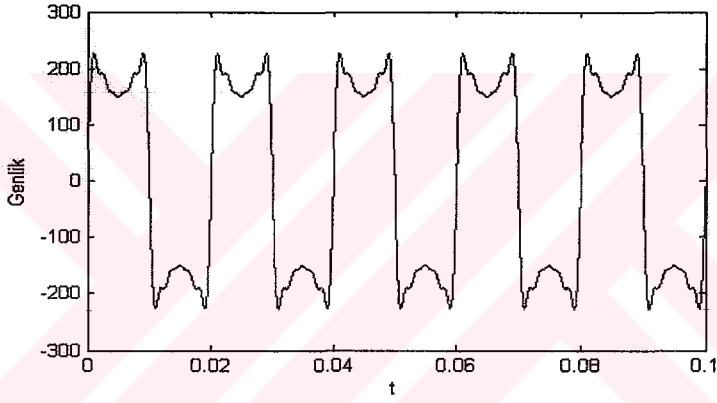
Şekil 3.1'de harmonik konusunda Matlab-Simulink programıyla yapılan bir örnek görülmektedir.



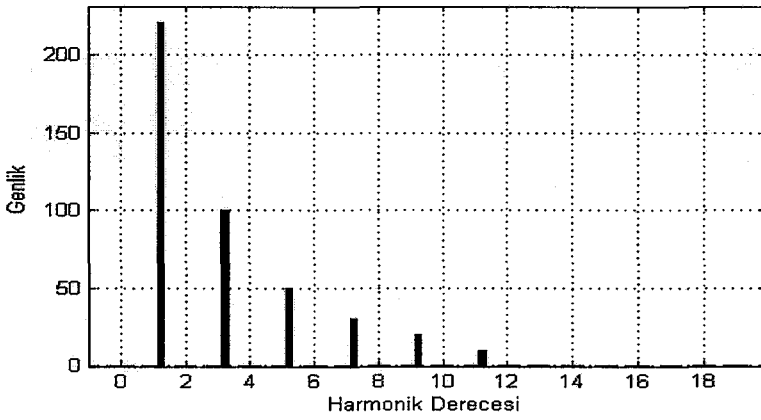
Şekil 3.1. Harmonikli bileşenlerden oluşan kaynak ve Matlab modeli



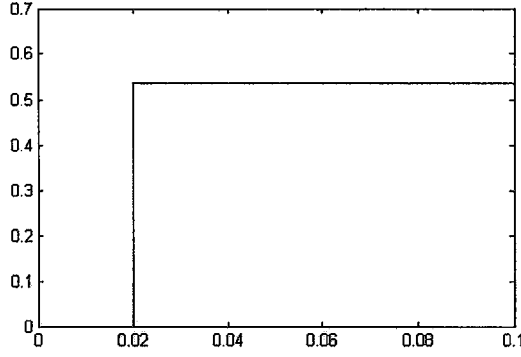
Şekil 3.2. Sinüs kaynağının zamana göre değişimi



Şekil 3.3. Harmonikli kaynak çıkışının zamana göre değişimi



Şekil 3.4. Harmonik spektrumları



Şekil 3.5. Toplam harmonik bozulması

Sinüzoidal olmayan dalgalar karışık dalgalar olarak tanımlanır ve matematiksel olarak (3.1) denkleminde görüldüğü gibidir.

$$v=V_1.\text{Sin}(\omega t + \varphi_1)+V_2.\text{Sin}(2\omega t + \varphi_2)+ V_3.\text{Sin}(3\omega t + \varphi_3) +\dots+V_n.\text{Sin}(n\omega t + \varphi_n) \quad (3.1)$$

(3.1) denkleminde;

v : Herhangi bir t anındaki gerilim değeri,

V_1 : Ana bileşenin maksimum değeri,

V_2 : İkinci harmonik bileşenin maksimum değeri,

V_3 : Üçüncü harmonik bileşenin maksimum değeri,

V_n : n . harmonik bileşenin maksimum değeri,

φ_1 : Temel dalganın faz açısı,

$\varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_n$: Harmoniklerin faz açıları,

ω_1 : Temel dalganın açısal frekansı,

$\omega_2, \omega_3, \omega_4$: Harmoniklerin açısal frekanslarını ifade etmektedir (Cyril 1993).

(3.1) denklemini $\sin(a + b) = \sin a.\cos b + \cos a.\sin b$ trigonometrik eşitliği kullanılarak (3.2)'deki eşitliğe dönüştürülebilir.

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots + a_n \cos n\omega t$$

$$+ b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + b_3 \sin 3\omega t + \dots + b_n \sin n\omega t \quad (3.2)$$

Yukarıdaki eşitlik Fourier serisi olarak bilinir ve Fourier analizi yardımıyla eşitliğin katsayıları bulunur. Aynı denklem (3.3)'deki gibi kısaltılarak gösterilebilir.

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3.3)$$

Periyot T kabul edildiğinde (0,T) veya (-T/2, T/2) aralıkları için hesaplamak gerekir. Bu durumda a_0 , a_n , b_n değerlerini veren formüller; (3.4), (3.5) ve (3.6)'da gösterilmiştir.

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (3.4)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt \quad (3.5)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt \quad (3.6)$$

Aynı frekanstaki sinüs ve kosinüs terimleri bir faz açısı ile bir tek sinüs yada kosinüs terimi altında toplanabilirler. Bu şekilde trigonometrik serilerin iki türü meydana gelir. Bunlar; (3.7) ve (3.8) denklemlerinde gösterilmiştir.

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n (\sin n\omega t + \varphi_n) \quad (3.7)$$

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n (\cos n\omega t + \theta_n) \quad (3.8)$$

$c_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$ terimine $f(t)$ fonksiyonunun birinci harmoniği veya temel dalga denir. Bu durumda (3.9)'daki eşitlik yazılabilir. (3.9) denklemindeki c_n ifadesi harmoniğin genliğini, (3.10)'daki φ_n ise faz açısını verir.

$$c_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} \quad (3.9)$$

$$\varphi_n = \text{Arctg} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad (3.10)$$

Periyodik bazı dalga şekilleri sintüs ve kosinüs terimlerini beraber veya her iki terimlerin tek harmoniklerini içerirler. Bu nedenle bazı simetri tanımları önemlidir.

a) T periyotlu $f(\omega t)$ fonksiyonu, birbirinin aynı fakat ters işaretli iki yarım periyottan oluşmuş ise $f(\omega t) = -f(\omega t + \pi)$ şartı sağlanır. Bu durumda yarı dalga simetrisi olur ve harmonikler tek mertebelidir. Bu durum (3.11) denkleminde gösterilmiştir.

$$f(t) = b_1 \sin \omega t + b_3 \sin 3\omega t + \dots + a_1 \cos \omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots \quad (3.11)$$

b) Verilen fonksiyon $f(\omega t) = f(-\omega t)$ koşulunu sağlıyorsa çift fonksiyondur. Bu tip fonksiyonlarda sadece kosinüslü terimler bulunur. Bu durum (3.12) denkleminde gösterilmiştir.

$$f(t) = 1/2a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots \quad (3.12)$$

c) Verilen fonksiyon $f(\omega t) = -f(-\omega t)$ koşulunu sağlıyorsa tek fonksiyondur. Fonksiyon açılımında sadece sinüslü terimler bulunur. Bu durum (3.13) denkleminde gösterilmiştir.

$$f(t) = 1/2a_0 + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + b_3 \sin 3\omega t + \dots \quad (3.13)$$

3.2 Güç Sistemlerinde Harmonikler

Sinüzoidal periyodik şeklinde temel frekans f_0 ile ifade edildiğine, h . dereceden harmonik frekansı hf_0 ile ifade edilir. Güç sistemlerinde harmonikler, farklı genlik ve frekanslarda bozuk sinüs dalgalarını ifade etmek için kullanılırlar. Bu bozuk sinüs dalgaları Fourier serileriyle analiz edilerek bileşenleri bulunur. Harmoniklerin ana kaynağı statik güç çeviricileridir. Güç elektroniği elemanları harmonik bozulmaya karşı çok duyarlıdır. Bu elemanların düzenli çalışmaları gerilim sıfır geçişlerinin doğru belirlenmesine bağlıdır. Sıfır geçiş noktaları, birçok elektronik kontrol devresi için kritik noktalardır. Harmonik bozulmanın bu noktaları kaydırması sonucu oluşan komütasyon hataları, elemanın çalışmasını olumsuz yönde etkiler. Gerilim tepe değerine cevap vererek çalışan, diyot gibi elemanlarda sorunlar çoğalabilir. Yarı iletken eleman, dalga şeklinin tepe değerine göre duyarlı olduğundan, harmoniklerin varlığında düzenli olarak çalışmayabilir. Söndürme indüktanslarının yüksek harmonikler nedeniyle tam çalışmaması sonucu devre kesicileri akımı kesemezler. Anahtarlama elemanlarının akımı kesebileceği harmonik akım seviyeleri hakkında belirli standartlar yoktur. Tüm kesme testleri anma ve besleme frekansında yapılmaktadır (Kılıç 2003).

3.3 Sinüzoidal Olmayan Dalga Şekillerine Göre Elektriksel Büyüklükler

Sürekli durumda harmonikler, ani gerilim ve akımın Fourier serilerine açılmasıyla bulunur. Ani gerilim için (3.14) denklemi kullanılır. Ani akım için (3.15) denklemi kullanılır.

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_h \sin(h\omega_0 t + \theta_h) \quad (3.14)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega_0 t + \delta_h) \quad (3.15)$$

Burada, V_h ve I_h gerilim ve akımın h . harmonik değerleri için etkin değerleridir. Ortalama güç (3.16) eşitliği ile verilir.

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(\theta_h - \delta_h) = \sum_{h=1}^{\infty} P_h \quad (3.16)$$

Ortogonalite ilişkileri kullanılarak etkin gerilim ve akım, (3.17) ve (3.18) denklemleri ile bulunur.

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} = \sqrt{V_1^2 + V_H^2} \quad (3.17)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} = \sqrt{I_1^2 + I_H^2} \quad (3.18)$$

Buna göre ortalama görünür güç, (3.19) denkleminde görüldüğü gibidir.

$$S = V_{ef} I_{ef} \quad (3.19)$$

Harmoniklerle birlikte görünür güç, (3.20) denklemindeki gibi elde edilir.

$$S^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (3.20)$$

Sinüzoidal olmayan durumda, toplam güç faktörü; (3.21) denkleminde verildiği gibidir.

$$GF = \frac{P}{S} \quad (3.21)$$

3.3.1 Toplam harmonik bozunumu

Toplam harmonik bozunumu, gerilim ve akım cinsinden, (3.22) ve (3.23) denklemlerinde görüldüğü gibidir.

$$THB_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (3.22)$$

$$THB_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (3.23)$$

3.3.2 Toplam talep bozunumu

Toplam Talep Bozulması (TDD); (3.24) eşitliği ile verilir.

$$TTB = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \quad (3.24)$$

3.3.3 Güç faktörü bozunumu

Harmonik içeren gerilim ve akımın etkin değeri, (3.25) ve (3.26) denklemleri ile verilir.

$$V_{ef} = V_1 \sqrt{1 + (THB_V / 100)^2} \quad (3.25)$$

$$I_{ef} = I_1 \sqrt{1 + (THB_I / 100)^2} \quad (3.26)$$

Bu eşitlikler toplam güç faktöründe yerlerine konarak, (3.27) denklemi elde edilir.

$$pf_{top} = \frac{P}{V_1 I_1 \sqrt{1 + (THB_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THB_I / 100)^2}} \quad (3.27)$$

Bazı ihmaller yapılarak, (3.28)'deki eşitlik yazılabilir.

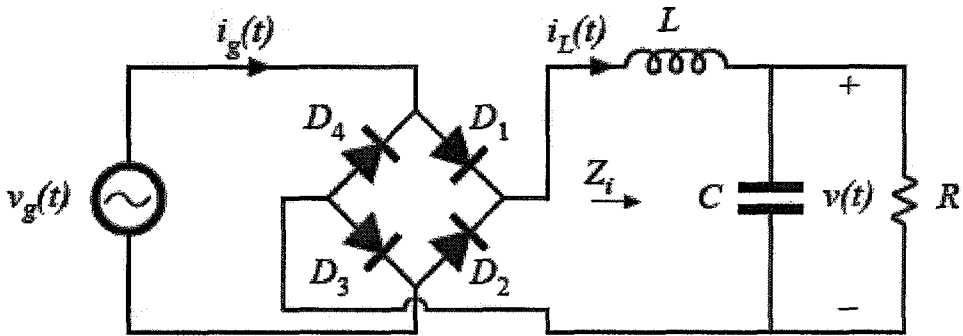
$$pf_{top} \approx \frac{P}{V_1 I_1 \sqrt{1 + (THB_I / 100)^2}} \quad (3.28)$$

3.4 Harmonik Gerilim ve Akım Kaynakları

Diyotlu doğrultucu ve DA tarafında gerilim dalgalanmalarını azaltmak için kullanılan kondansatörden oluşan çeviriciler genel harmonik gerilim kaynaklarıdır. Tristörlü doğrultucular harmonik akım kaynakları olarak bilinir. Bu tip doğrultucuların sonuna bir indüktans bağlanır. DA tarafındaki empedans AA tarafından çok büyüktür. Bu yüzden harmonik akımlar AA tarafa daha az bağlı oldukları için, bu tip harmonik kaynaklar akım kaynağı olarak davranırlar.

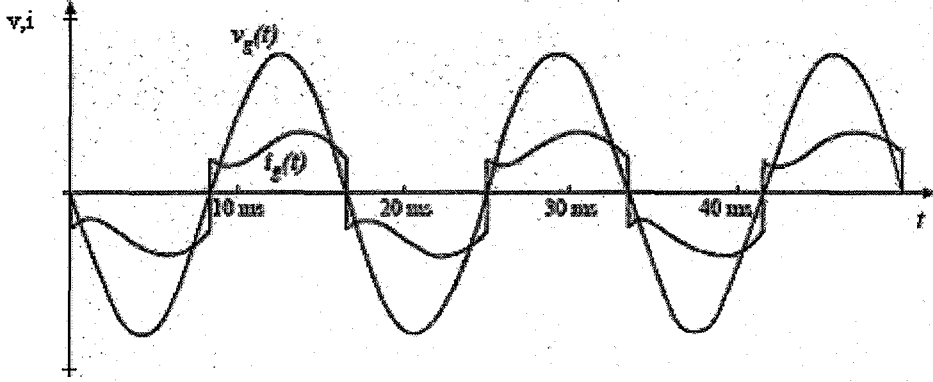
3.4.1 Bir faz tam dalga denetimsiz köprü doğrultucu

Şekil 3.6'da L-C filtreli bir faz tam dalga denetimsiz köprü doğrultucunun şekli görülmektedir.



Şekil 3.6. L-C filtreli bir faz tam dalga doğrultucu

Şekil 3.7’de bir faz tam dalga denetimsiz köprü doğrultucunun sürekli iletim durumundaki akım ve gerilim grafikleri görülmektedir.



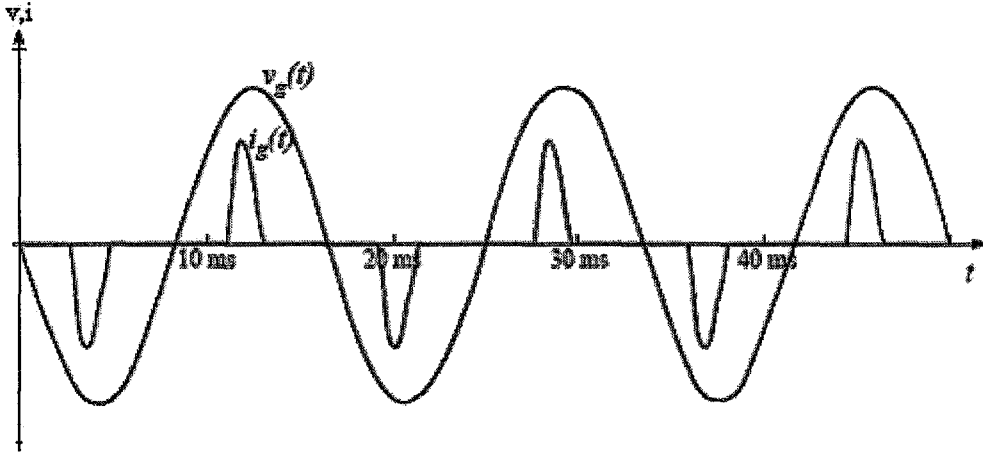
Şekil 3.7. Sürekli iletim durumu

İndüktansın değeri büyüdükçe akım dalga şekli sinüzoidale yaklaşır.

$$\text{Bozulma-faktörü} = \frac{I_{1, \text{etkin}}}{I_{\text{etkin}}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} = 0.9$$

$$\text{THB} = \sqrt{\left(\frac{1}{\text{Bozulmafaktörü}}\right)^2 - 1} = 0.483$$

Şekil 3.8’de bir faz tam dalga denetimsiz köprü doğrultucunun süreksiz iletim durumundaki akım ve gerilim grafikleri görülmektedir.



Şekil 3.8. Süreksiz iletim durumu

İndüktansın değeri düşürüldükçe, THB hızlıca yükselir ve bozulma faktörü düşer. İndüktans değerinin azalması akım dalga şeklinin darbe fonksiyonuna yaklaşmasına neden olur. Tam dalga doğrultucuda THB, indüktans değerine göre % 55 -65 arası değişir.

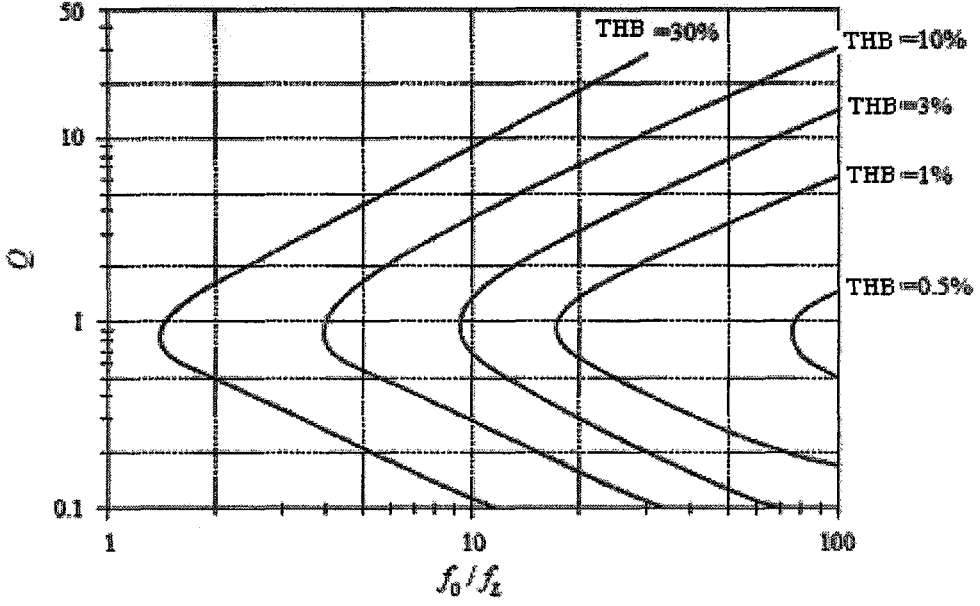
Bazı durumlarda yüksek frekanslı EMG (Elektromagnetik Gürültü) yok edilmek istenir. Bu durumda akım dalga şeklinin düzenlenmesi için herhangi bir işlem gerçekleştirilmez. Eğer C ve L sıfır yapılırsa, yük direnci doğrudan doğrultucuya bağlanırsa, akım dalga şekli sinüzoidal olur.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.29)$$

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.30)$$

$$Q = \frac{R}{R_0} \quad (3.31)$$

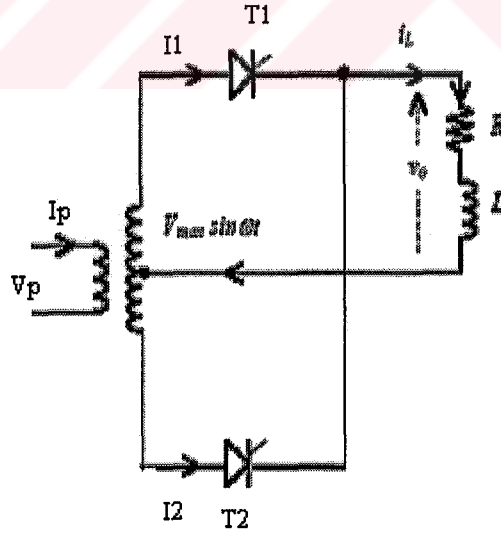
$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{f_0}{Q} \quad (3.32)$$



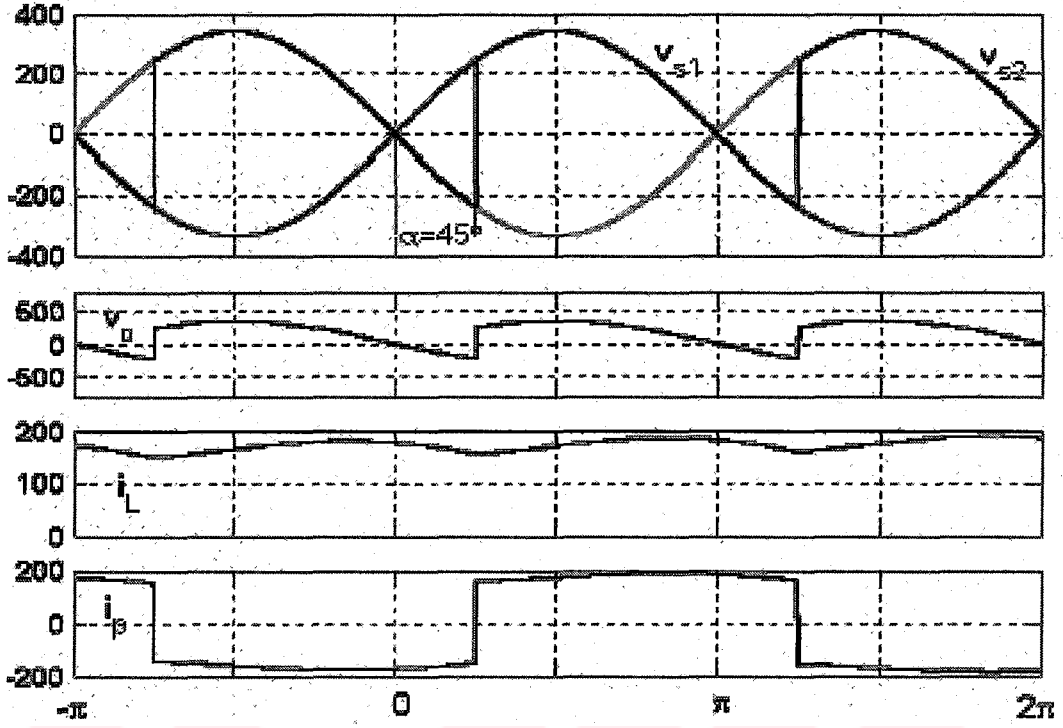
Şekil 3.9. Harmonik yaklaşımı

3.4.2 Bir faz tam denetimli orta uçlu doğrultucu

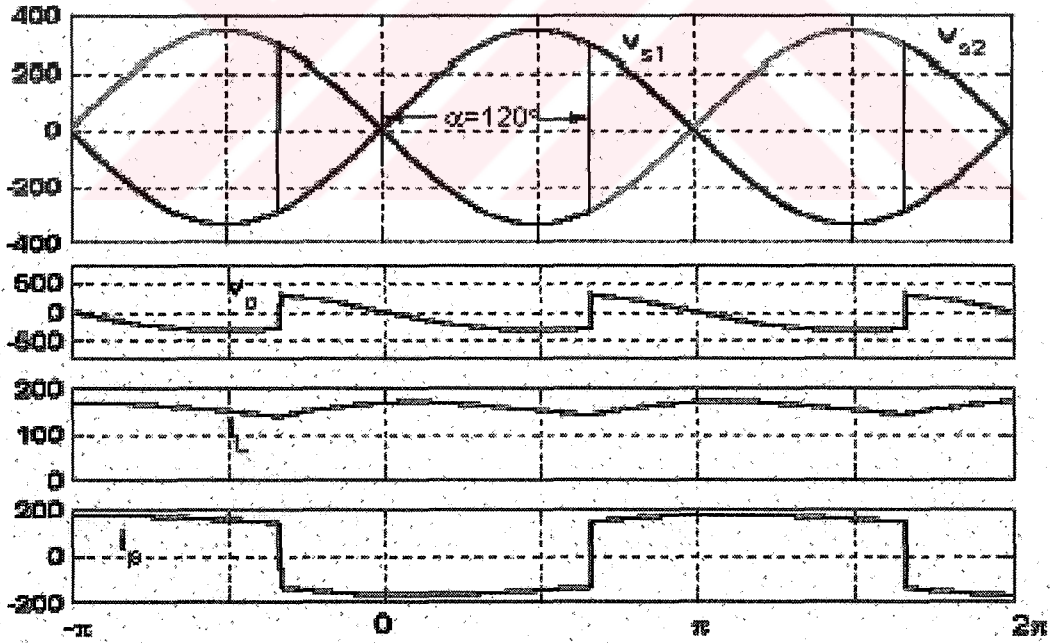
Şekil 3.10'da bir faz tam dalga denetimli orta uçlu doğrultucu görülmektedir.



Şekil 3.10. Bir faz tam denetimli orta uçlu doğrultucu



Şekil 3.11. $\alpha = 45^\circ$ için çıkış dalga şekilleri



Şekil 3.12. $\alpha = 120^\circ$ için çıkış dalga şekilleri

Doğrultucunun sürekli iletim durumunda olduğu kabul edilerek çıkış gerilimi (3.33) denkleminde belirtildiği gibidir.

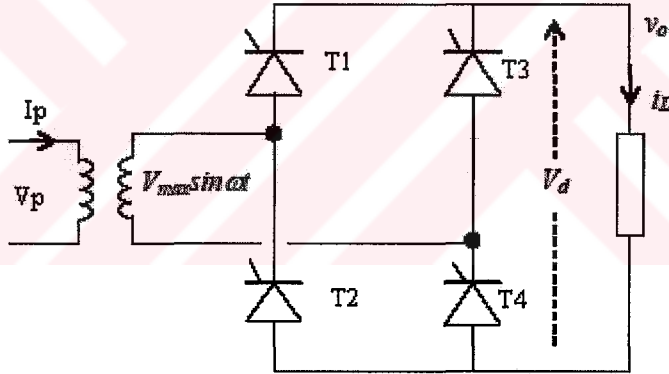
$$V_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_{\max} \sin(\omega t) d\omega t \quad (3.33)$$

$$V_d = \frac{2V_{\max}}{\pi} \cos \alpha \quad (3.34)$$

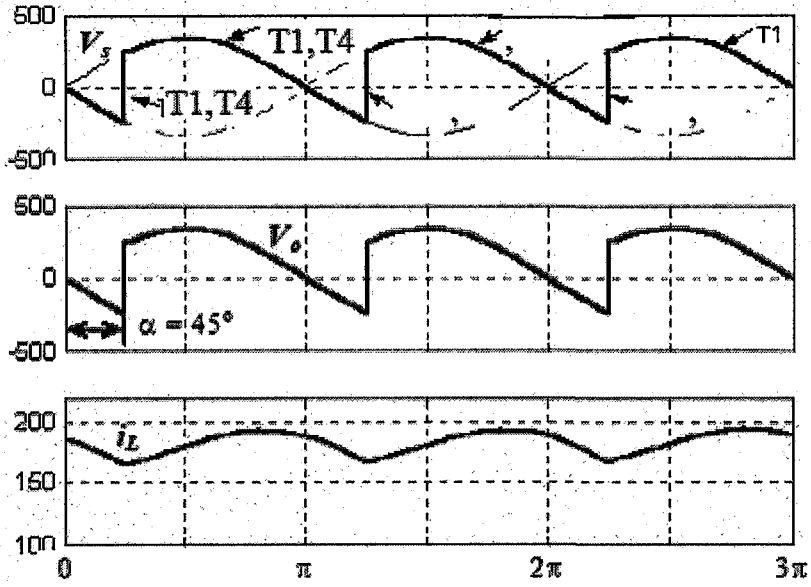
Orta uç bağlantısından dolayı tristörlerin üzerindeki ters tepe gerilimi $2V_{\max}$ olur. Çevirici; $0 < \alpha < 90$ arasında doğrultucu, $90 < \alpha < 180$ arasında evirici olarak çalışır.

3.4.3 Bir faz tam denetimli köprü doğrultucu

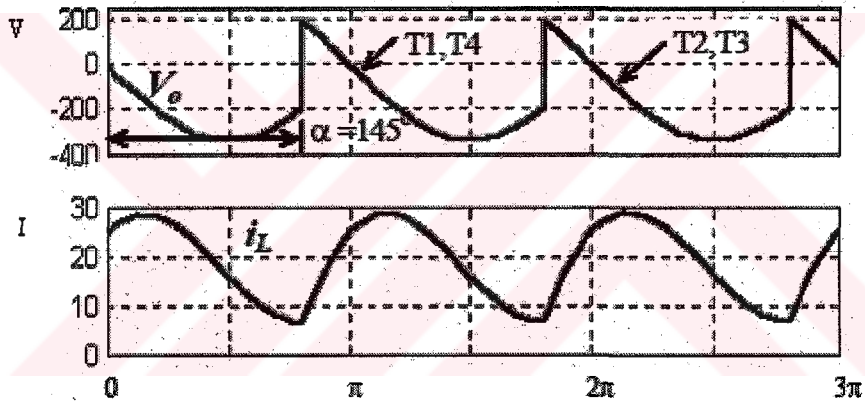
Şekil 3.13'de bir faz tam denetimli köprü doğrultucu görülmektedir.



Şekil 3.13. Bir faz tam denetimli köprü doğrultucu

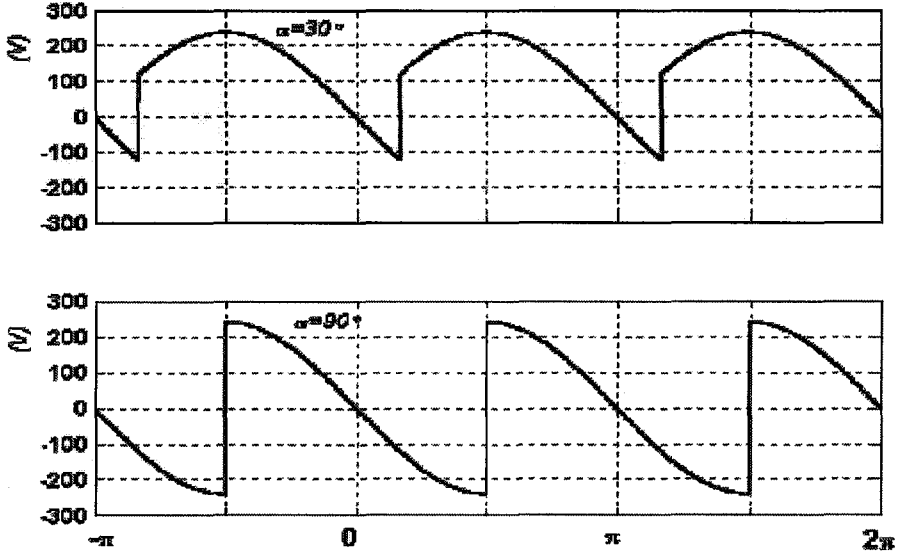


Şekil 3.14. $\alpha = 45^\circ$ için çıkış dalga şekilleri



Şekil 3.15. $\alpha = 145^\circ$ için çıkış dalga şekilleri

Düz ve dalgaciksız yük akımının sürekli iletim durumu için çıkış gerilimi dalga şekli ve giriş akımı dalga şekli α açısının değerine göre değiştirilebilir.



Şekil 3.16. $\alpha = 30^\circ$ ve $\alpha = 90^\circ$ için çıkış gerilimi dalga şekilleri

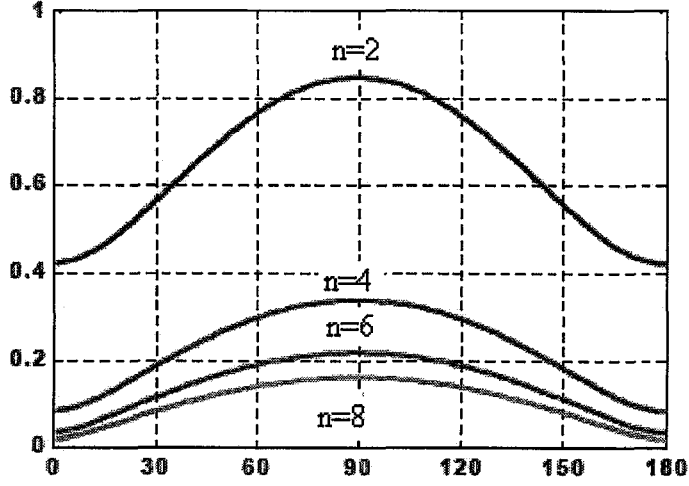
Çıkış gerilimindeki dalgalanma, çıkış gerilimi dalga formunun Fourier serilerine açılmasıyla analiz edilebilir. Herhangi bir tetikleme açısı α için, AA dalgacık veya dalgalanma bileşenlerinin Fourier sabitleri; (3.35), (3.36) ve (3.37) denklemlerinde verilmiştir.

$$a_n = \frac{2V_{\max}}{\pi} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (3.35)$$

$$b_n = \frac{2V_{\max}}{\pi} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (3.36)$$

$$v_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3.37)$$

Burada $n=2,4,6$ gibi çift sayılardır. $\alpha=90^\circ$ için çıkış gerilimindeki dalgalanma en yüksek değerini alır. Bu durumda çıkış geriliminin değeri sıfırdır.

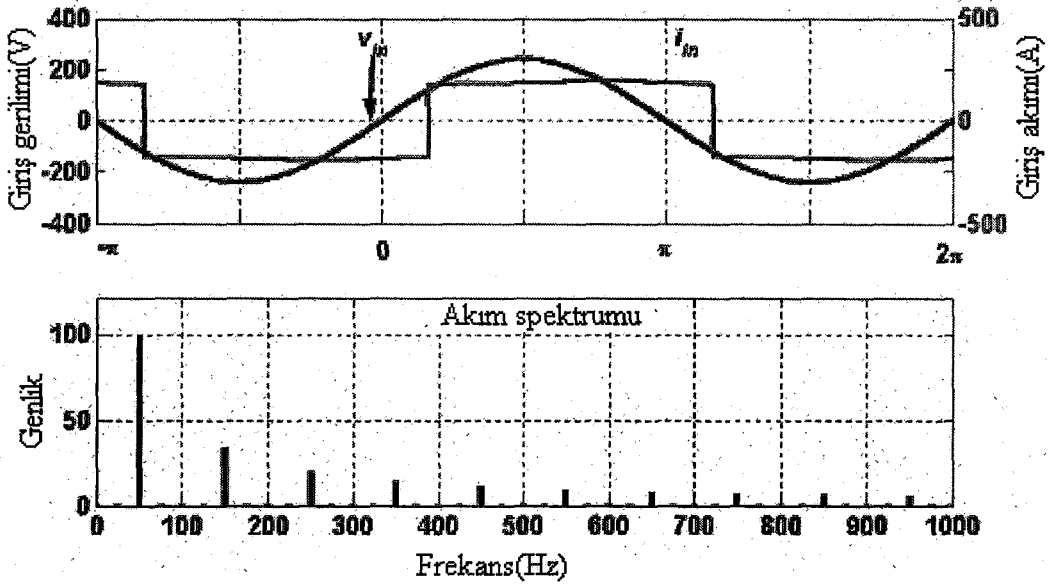


Şekil 3.17. Tetikleme açısının durumuna göre çıkış gerilimindeki harmonikler

Yük akımının dalgasız ve düz olması için, çevirici giriş akımı dalga şekli yaklaşık kare dalga olur. α tetikleme açısı 0'dan 90'a yükseldikçe çıkış gerilimindeki dalgalanma artar. Böyle bir dalga şekli için, (3.38) ve (3.39) eşitlikleri verilebilir.

$$I_0 = \frac{V_d}{R} \quad (3.38)$$

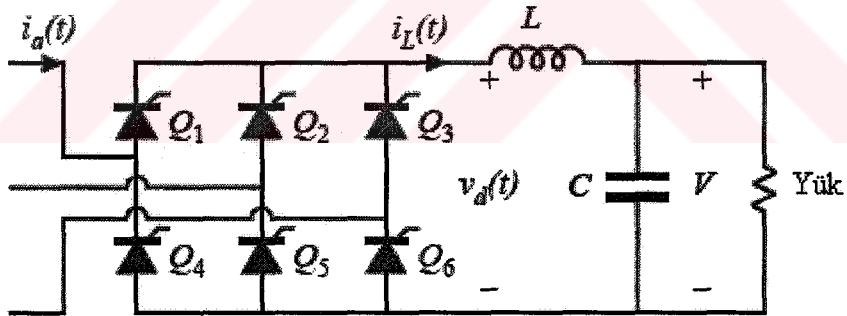
$$I_n = \frac{V_n}{[R^2 + (n\omega L)^2]} \quad (3.39)$$



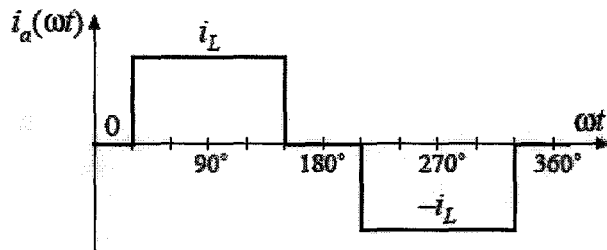
Şekil 3.18. Giriş akımı dalga şekli ve harmonik bileşenleri

3.4.4 Üç fazlı denetimli köprü doğrultucu

Şekil 3.19'da üç fazlı denetimli köprü doğrultucunun şekli görülmektedir.

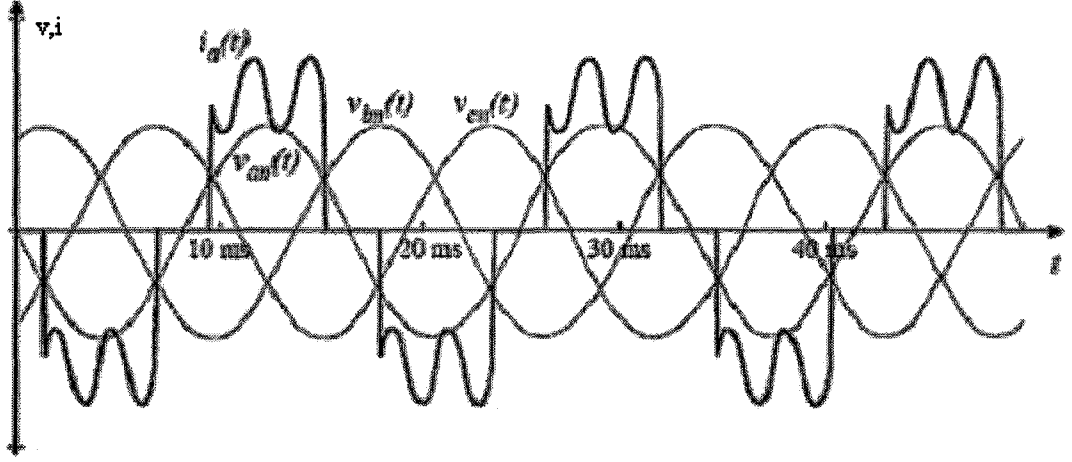


Şekil 3.19. Üç Fazlı denetimli köprü doğrultucu



Şekil 3.20. İndüktansın başlangıç değeri için hat akımı dalga şekli

Şekil 3.21’de üç fazlı denetimli köprü doğrultucunun sürekli iletim durumundaki akım ve gerilimin zamana göre değişimi görülmektedir.

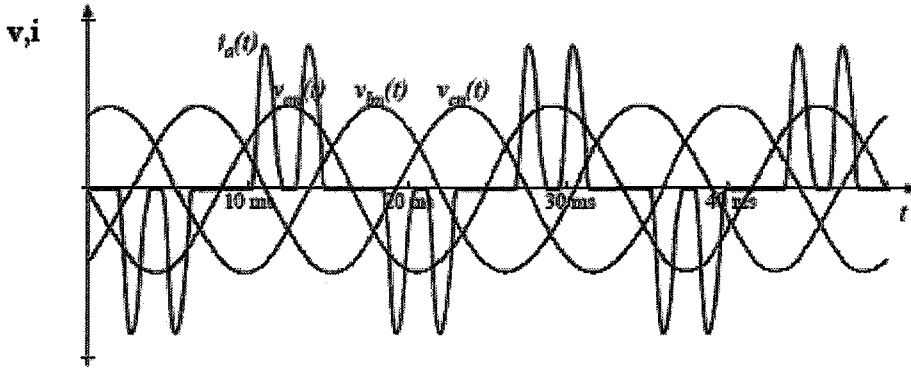


Şekil 3.21. Sürekli iletim durumunda akım ve gerilimin zamana göre değişimi

$$i_a(t) = \sum_{n=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4}{n\pi} I_L \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin(n\omega t) \quad (3.40)$$

- THB = % 31
- Bozulma faktörü = $3/\pi = \% 95.5$
- 1 faz doğrultucu ile karşılaştırıldığında 60° tetikleme için bozulma faktörü % 90’dan % 95’e yükselir. Bunun nedeni 3. harmoniğin yok edilmesidir.
- Bu tür iletim türünde 5. ve 7. harmoniklerin etkisi baskındır.

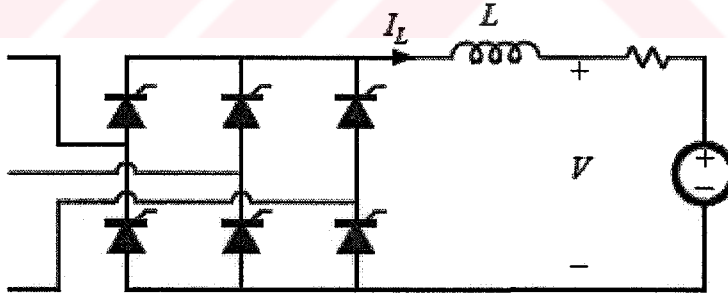
Şekil 3.22’de üç fazlı denetimli köprü doğrultucunun süresiz iletim durumunda akım ve gerilimin zamana göre değişimi görülmektedir.



Şekil 3.22. Süreksiz iletim durumunda akım ve gerilimin zamana göre değişimi

Bu tür iletim durumunda a fazının akımı V_{ab} ve V_{ac} faz-faz gerilimlerinin pozitif ve negatif darbelerini içerdiğinden bozulma faktörü ve THB yüksektir. Bozulma faktörü % 71 civarındadır.

Şekil 3.23'de evirici çalışma durumu görülmektedir. Evirici olarak çalışma durumunda yük; güç kaynağı gibi davranır. Gerilimin yönü değişir. Tetikleme açısı α , 90° 'den büyük olur ve akımın yönü değişmez.



Şekil 3.23. Evirici çalışma durumu

Doğru akım tarafındaki büyük değerli indüktans için, faz akımı dalga şeklinin Fourier serilerine açılımı (3.41) denkleminde verilmiştir.

$$i_a(t) = \sum_{n=1,5,7,11}^{\infty} \frac{4}{n\pi} I_L \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin(n\omega t - n\alpha) \quad (3.41)$$

Kontrolsüz doğrultucu olarak çalışma durumunda, α açısı geciktirilir. Bu durum akımın gecikmeli olarak akmasına neden olur. Güç faktörü (3.42) denkleminde belirtildiği gibidir.

$$\text{Güçfaktörü} = 0.955|\cos(\alpha)| \quad (3.42)$$

Çıkıştaki doğru gerilimin değeri küçük olduğunda, α açısı 90° 'a yaklaşır. Güç faktörü oldukça küçülür ve doğrultucu reaktif güç tüketir. Buna ait eşitlik (3.43) denkleminde verilmiştir.

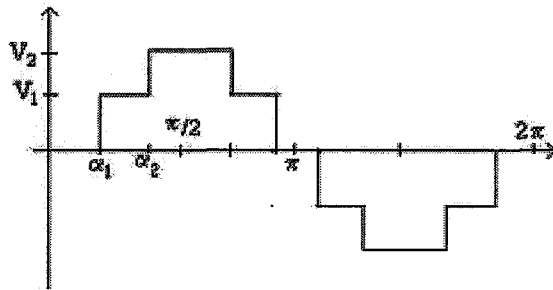
$$Q = \sqrt{3}I_{a,ef} V_{ff-ef} \sin \alpha = I_L \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{ff,ef} \sin \alpha \quad (3.43)$$

3.4.5 Basamaklı dalga çıkışlı eviricilerde harmonikler

Genel durumda basamaklı çıkış dalgasının Fourier katsayıları, serinin genel denklemlerinden hareketle (3.44)'deki gibi bulunur.

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^m V_k \cos(n\alpha_k) \dots \quad n = 1, 3, 5 \dots \quad (3.44)$$

(3.44) denkleminde n, harmonik derecesini ifade eder.



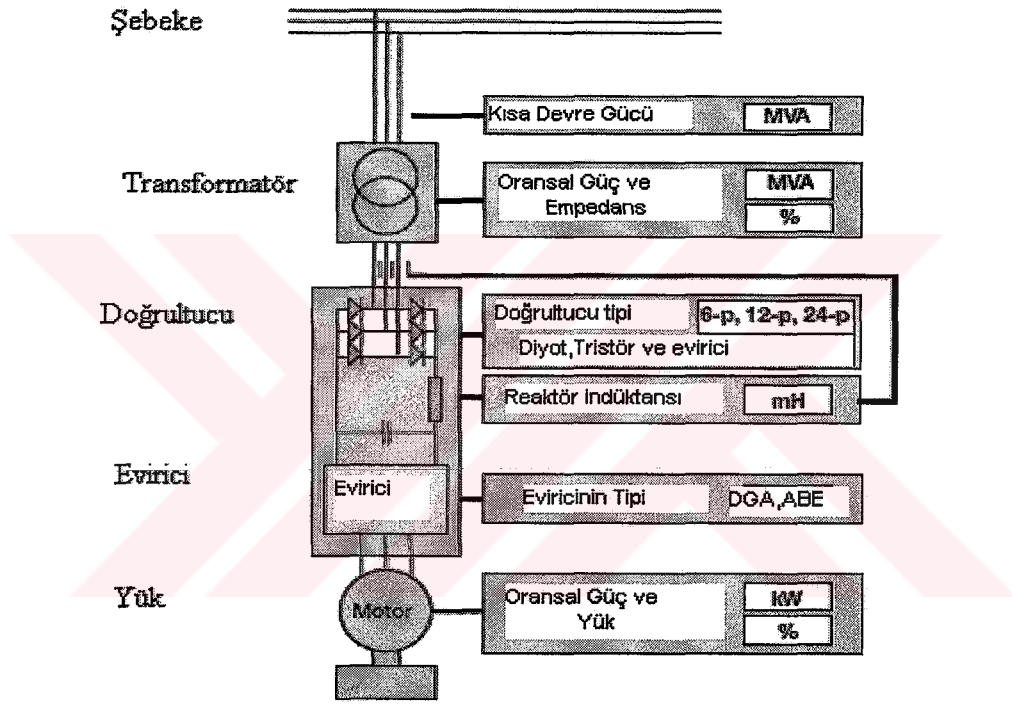
Şekil 3.24. Üç basamaklı evirici çıkış dalgası

Şekil 3.24’de verilen üç basamaklı evirici çıkış dalgasındaki harmonikler (3.45)’deki denklemden bulunur.

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [V_1 \cos(n\alpha_1) + V_2 \cos(n\alpha_2)] \quad (3.45)$$

3.5 Harmoniklerin Optimizasyonu

Şekil 3.25’te bir AA sisteminin ana bileşenleri görülmektedir.



Şekil 3.25. AA sisteminin bileşenleri

Tablo 3.2’de harmoniklerin nedenleri ve etkileri görülmektedir.

Tablo 3.2. Harmoniklerin neden ve etkileri

Neden	Etki
Motor yükünün artması	Akım harmoniklerinin artması
DA veya AA indüktansın büyümesi	Akım harmoniklerinin azalması
Doğrultucu darbe sayısındaki artış	Akım harmoniklerinin azalması
Büyük güçlü transformatör	Gerilim harmoniklerinin azalması
Düşük transformatör indüktansı	Gerilim harmoniklerinin azalması
Şebekenin kısa devre kapasitesinin yükselmesi	Gerilim harmoniklerinin azalması

3.5.1 Basamaklı dalga çıkışlı eviricilerdeki harmoniklerin optimizasyonu

Şekil 3.24’de üç fazlı bir sistemin çıkış dalgası olduğu dikkate alınırsa bu herhangi iki faz gerilimlerinin farkı olacağından; $V_1 = V_2 = V$ ve $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi / 3$ alınabilir. Bu durumda a_n , (3.46) denklemindeki gibi olur.

$$a_n = \frac{4V}{n\pi} [\cos(n(\frac{\pi}{3} - \alpha_2)) + \cos(n\alpha_2)] \quad (3.46)$$

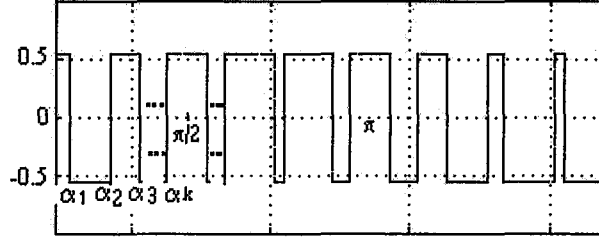
Bu dalganın harmoniklerini azaltmak veya dalganın harmonik bozulması bakımından optimizasyonu için temel bileşene yakın harmoniklerin yok edilmesi yanında temel bileşenin genliğinin maksimum olması öngörülebileceği gibi, doğrudan toplam harmonik bozulmanın minimum olması öngörülebilmektedir.

$$\frac{da_1}{d\alpha_2} = -\sin(n(\frac{\pi}{3} - \alpha_2)) + \sin(n\alpha_2) = 0 \quad (3.47)$$

Temel bileşeni maksimum yapan α_2 açısı ve toplam harmonik bozulmasını minimum yapan α_2 ve α_1 açıları (3.47) denkleminde hesaplanır.

3.5.2 DGA evirici çıkış dalgasındaki harmoniklerin optimizasyonu

Şekil 3.26'da evirici çıkış dalgasının teorik nötr noktasına göre değişimi görülmektedir.



Şekil 3.26. Evirici çıkış dalgasının teorik nötr noktasına göre değişimi

Evirici çıkışında simetrik ve dengeli üç fazlı bir çıkış dalga şekli elde etmek için Şekil 3.27'de teorik nötr noktasına göre faz gerilimi dalga şeklinin değişimi verilmektedir. Bu dalga şekli için çeyrek dalga simetrisi göz önüne alınırsa sıfırdan farklı Fourier katsayıları (3.48) ve (3.49) denklemlerindeki gibi olur.

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} V(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (3.48)$$

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \quad n = 1, 3, 5 \dots \quad (3.49)$$

Faz gerilimleri (3.50), (3.51) ve (3.52) denklemlerinde belirtildiği gibidir.

$$V_{a0} = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (3.50)$$

$$V_{b0} = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n(\omega t - 2\pi/3)) \quad (3.51)$$

$$V_{c0} = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n(\omega t + 2\pi/3)) \quad (3.52)$$

Fazlar arası gerilim ise, (3.53) eşitliği ile verilir.

$$V_{ab} = \sum_{n=1}^{\infty} 2a_n \sin(n\pi/3) \cos(n(\omega t - \pi/3)) \quad (3.53)$$

Harmoniklerin genlikleri ise, faz-nötr ve fazlar arası gerilimden, (3.54) ve (3.55) denklemlerinde verildiği gibidir.

$$c_n = \frac{4}{n\pi} \sin(n\pi/3) a_n \quad (3.54)$$

$$c_n = \frac{4}{n\pi} \sin(n\pi/3) [1 + 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \cos(n\alpha_i)] \quad (3.55)$$

Bu bağıntıdan görüldüğü gibi fazlar arası gerilimde 3 ve 3'ün katları harmonikler yok olmakta sadece $n = 5, 7, 11 \dots$ gibi tek harmonikler mevcut olmaktadır. $\alpha_k \leq \pi/6$ ise fazlar arasında bir yarı periyotta darbe sayısı $m = 2k + 1$ olur. Örneğin darbe sayısı $m = 5$, $k = 2$ için ilk iki harmonik analitik olarak yok edilebilir. Bu amaçla temel bileşen genliği c_1 (3.56) eşitliğinde verilmiştir.

$$c_1 = \frac{4}{\pi} \sin(\pi/3) [1 - 2 \cos(\alpha_1) + 2 \cos(\alpha_2)] \quad (3.56)$$

Yok edilecek harmonik genlikleri c_5 ve c_7 ise (3.57) ve (3.58) eşitliklerinde gösterilmiştir.

$$c_5 = \frac{4}{5\pi} \sin(5\pi/3) [1 - 2 \cos(5\alpha_1) + 2 \cos(5\alpha_2)] = 0 \quad (3.57)$$

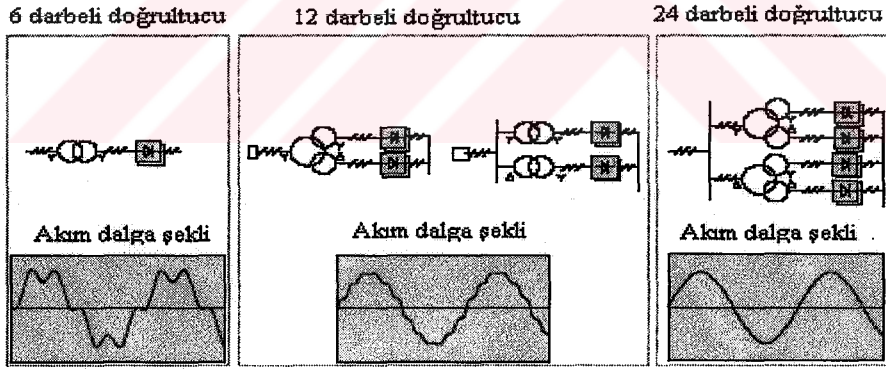
$$c_7 = \frac{4}{7\pi} \sin(7\pi/3) [1 - 2 \cos(7\alpha_1) + 2 \cos(7\alpha_2)] = 0 \quad (3.58)$$

5. veya 7. harmonikten biri veya her ikisi birden yok edilerek temel bileşenin genliği maksimum yapılabilir. Çıkış geriliminde darbe sayısı arttırıldığında problemin analitik çözümü güçleşir. Temel bileşene yakın harmoniklerin yok edilmesi ve temel

bileşen genliğinin maksimum yapıp toplam harmonik bozulmasının buna bağlı olarak küçültülmesi öngörülebilir. Söz konusu bağıntılarda n yerine istenen değerler konarak istenen harmoniklerin değerleri α_2 açıları cinsinden bulunabilir. Yok edilecek harmoniklerin genlikleri söz konusu bağıntılardan çıkarılarak ve sıfıra eşitlenerek bir denklem sistemi elde edilebilir. Bu denklem sistemini sağlayan α_i açı değerleri çözülebilir. Genel olarak K adet α_i değeri için, temel bileşenin genliği maksimum yapılmak istenirse $(K-1)$ adet harmonik yok edilebilir.

3.5.3 Altı darbeli diyotlu doğrultucu kullanılması

Üç faz AA sürücü devrelerinde kullanılan en genel doğrultucu devresi altı darbeli diyotlu doğrultucudur. Çıkışındaki indüktans ve kapasite daha düz bir DA akım oluşturur. İndüktans alternatif akım veya doğru akım tarafında olabilir. Bu tür doğrultucular ucuz ve basit olmalarına rağmen, özellikle düşük değerli indüktans kullanımında 5., 7. ve 11. harmonikleri üretirler. Eğer bu tip doğrultucu kullanılırsa transformatör boyutları büyür ve çıkışında filtre kullanmak gerekir.



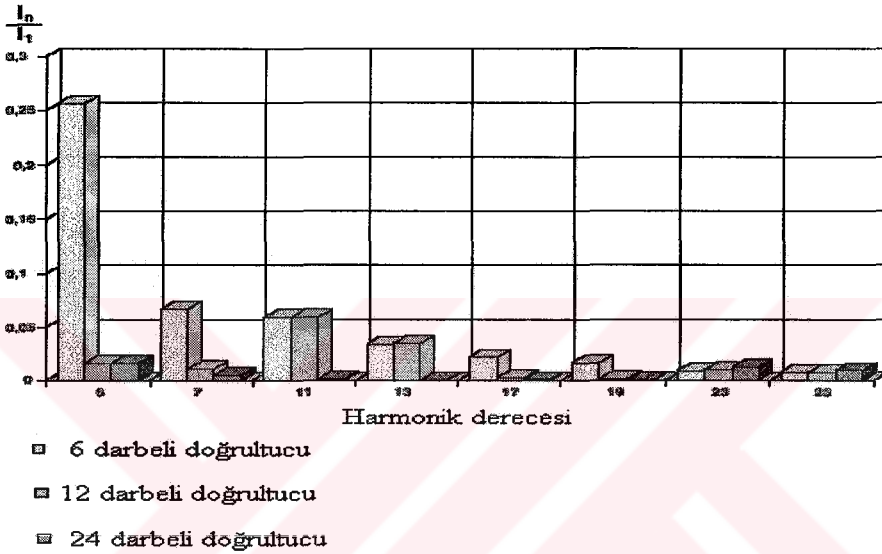
Şekil 3.27. Farklı doğrultucu çeşitleri ve etkileri

3.5.4 On iki veya yirmi dört darbeli doğrultucu kullanımı

On iki darbeli doğrultucu iki tane altı darbeli doğrultucunun paralel bağlanmasından oluşur. Girişte iki veya üç sargılı transformatör kullanılır. Bu durumda sekonder sargıları arasında 30° faz farkı oluşur. Bu tür bir sistemin faydası şebeke tarafındaki harmoniklere engel olunması ve yok edilmesidir.

Yirmi dört darbeli doğrultucu ise iki adet on iki darbeli transformatörün paralel bağlanmasından oluşur. Bu durumda transformatörün primer sargıları arasında 30° faz farkı meydana gelir. Bu tür bir sistemde düşük frekanslı harmonikler yok edilir. Yirmi dört darbeli doğrultucu kullanılması durumunda maliyet artışı büyük olur.

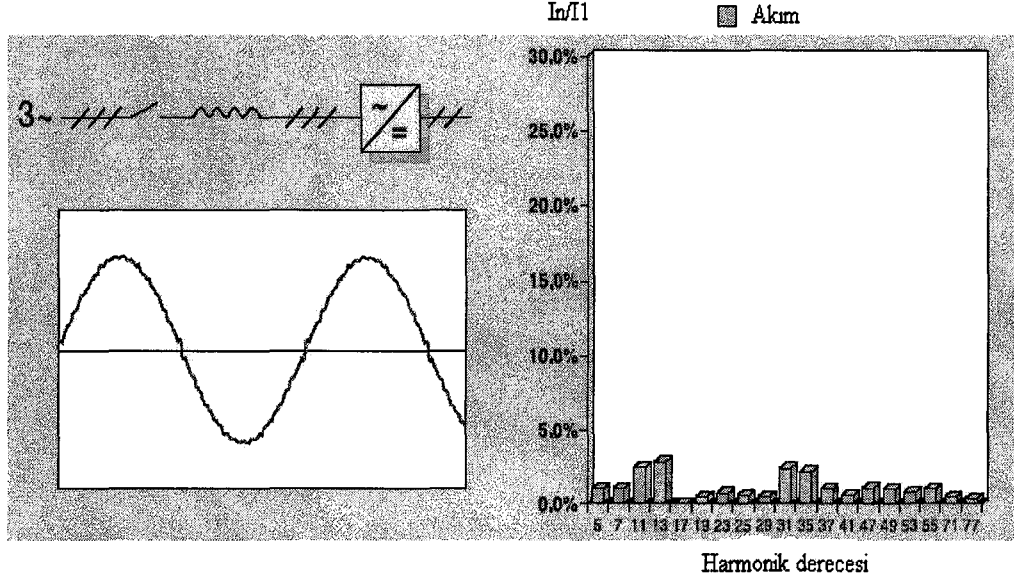
Tablo 3.3. Doğrultucu tipine göre harmonik etkileri



3.5.5 IGBT köprüsü kullanımı

Doğrultucu köprülerinde faz komutasyonlu elemanlar yerine kendinden komutasyonlu elemanlar kullanmanın birçok faydası vardır. Bu faydaları aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

1. Şebekenin kesilmesi durumunda güvenli çalışma
2. Alan zayıflatma işleminde yüksek denetimli sürücü dinamiği
3. Paralel yüklerde harmonik akımların kompanzasyonu ve reaktif gücün üretimi
4. Harmonikli akım şeklinin hemen hemen şebeke dalga şekline yakın olmasıdır.



Şekil 3.28. IGBT kullanımında harmonik akımları değişimi

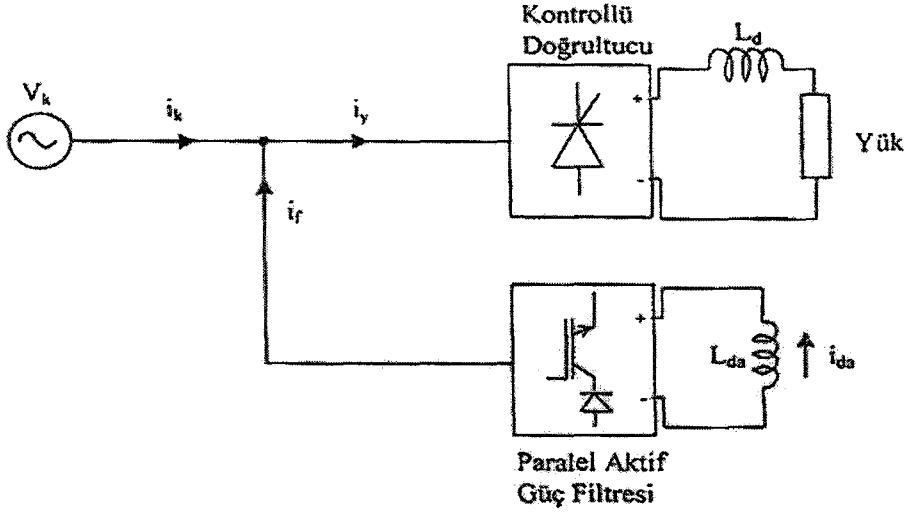
3.5.6 Aktif güç filtreleri

Aktif güç filtreleri doğrusal olmayan yükün ürettiği akım ve/veya kaynak geriliminin harmoniklerini yok etmek için güç elektroniği elemanları kullanarak yükün harmonik ve/veya gerilimine ters fazda fakat eşit büyüklükte harmonik akım ve/veya gerilim üreten cihazlardır. Aktif güç filtrelerini harmonik akım kompanzasyonunun yanında reaktif güç ve nötr akımı kompanzasyonu için de kullanılmaktadır. Aktif güç filtreleri sistem düzeni, güç devresi ve denetim öngörüsüne göre sınıflandırılabilir. Sistem düzenine göre; paralel, seri, hibrit ve birleşik güç kalitesi düzenleyicileri, güç devresine göre; gerilim beslemeli DGA eviricili ve akım beslemeli DGA eviricili aktif güç filtreleri, denetim öngörüsüne göre, zaman domeni ve frekans domeni denetimli aktif güç filtreleri olarak iki bölüme ayrılır.

3.5.6.1 Paralel aktif güç filtreleri

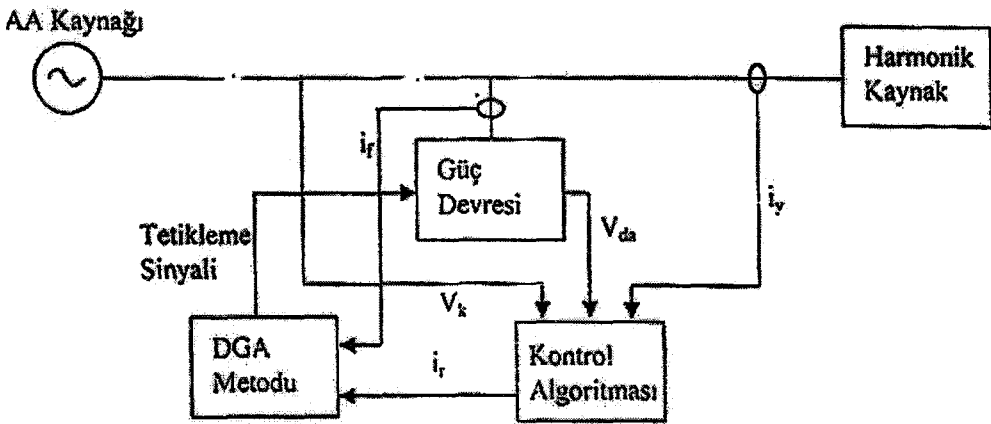
Paralel aktif güç filtresi akım harmonikleri, reaktif güç kompanzasyonu ve dengesiz akımlarda dengeleme için kullanılır. Paralel aktif güç filtreleri yüke paralel bağlanarak yük akımının harmoniklerini yok etmek ve reaktif güç kompanzasyonu

yapmak için sisteme ters fazda ve eşit büyüklükte akımlar verir. Böylece kaynaktan çekilen akımın dalga şekli sinüzoidal yapılır.



Şekil 3.29. Paralel aktif güç filtresi

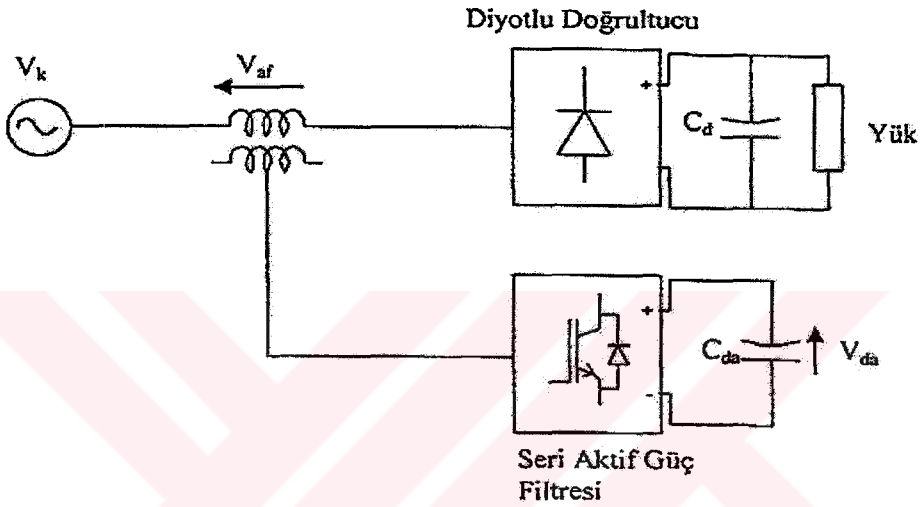
Şekilde görüldüğü gibi paralel aktif güç filtresi tetikleme sinyalini üretebilmesi için öncelikle yükün çektiği harmonik akımlar belirlenmelidir. Bunun için kaynak gerilimleri ve yük akımından örnekler alınır. Denetim algoritmalarından biri kullanılarak referans akım sinyalleri üretilir. Üretilen bu referans akım sinyalleri paralel aktif güç filtresinin o anda çıkışındaki akım sinyalleri karşılaştırılarak tetikleme sinyalleri üretilir.



Şekil 3.30. Paralel aktif güç filtresi şekli

3.5.6.2 Seri aktif güç filtreleri

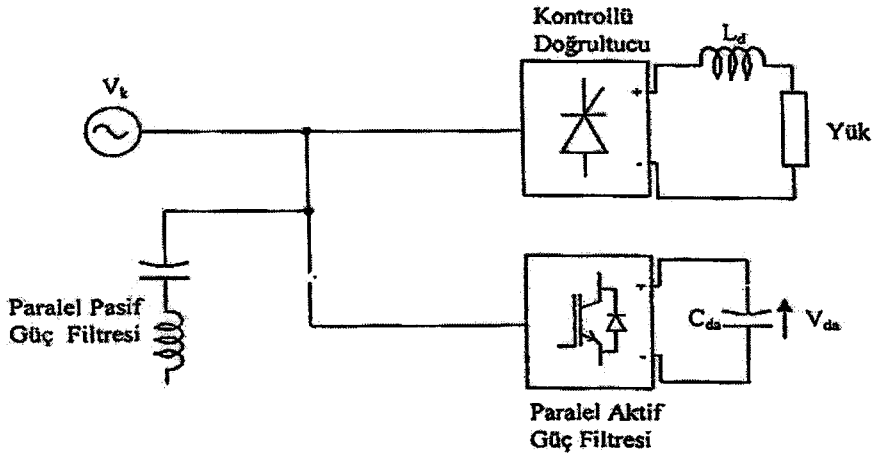
Seri aktif güç filtreleri gerilim harmonikleri ve yük gerilimini dengelemek için kullanılır. Bu tip güç filtreleri gerilim harmoniklerini yok etmek için sisteme ters fazda ve eşit büyüklükte harmonik gerilimler verir. Seri aktif güç filtreleri kaynak ve yük arasında seri bağlandığı için harmonik akımlara karşı yüksek empedans gösterirler. Dolayısıyla kaynakla yük arasında yalıtım oluşur.



Şekil 3.31. Seri aktif güç filtresi

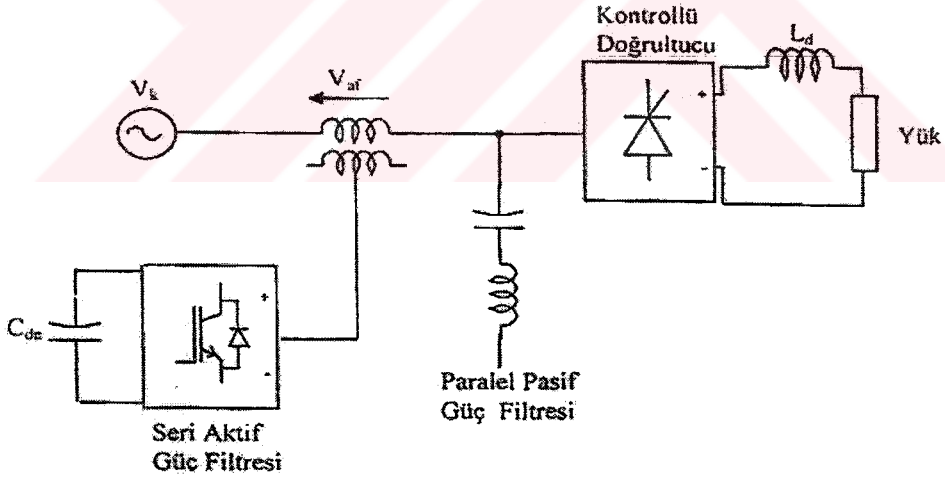
3.5.6.3 Hibrit aktif- pasif güç filtreleri

Üç farklı tipte hibrit aktif-pasif güç filtreleri yapılır. Aktif-pasif güç filtrelerinin kullanılmasındaki amaç başlangıç maliyetini azaltmak ve verimi yükseltmektir. Hibrit filtrelerde hem aktif filtrenin hem de pasif filtrenin avantajları birleştirilmiştir. Hibrit filtereler sadece harmonik kompanzasyonu için değil aynı zamanda kaynakla yük arasında harmonik yalıtım, gerilim ayarı ve dengesizlikler için de kullanılmaktadır. Şekil 3.29'daki paralel aktif güç filtresi ile 5. ve 7. harmoniklerin kompanzasyonu yapılırken, paralel pasif güç filtresi ile yüksek dereceli harmoniklerin kompanzasyonu yapılır. Dolayısıyla aktif güç filtrelerinin anahtarlama kayıpları azaltılır.

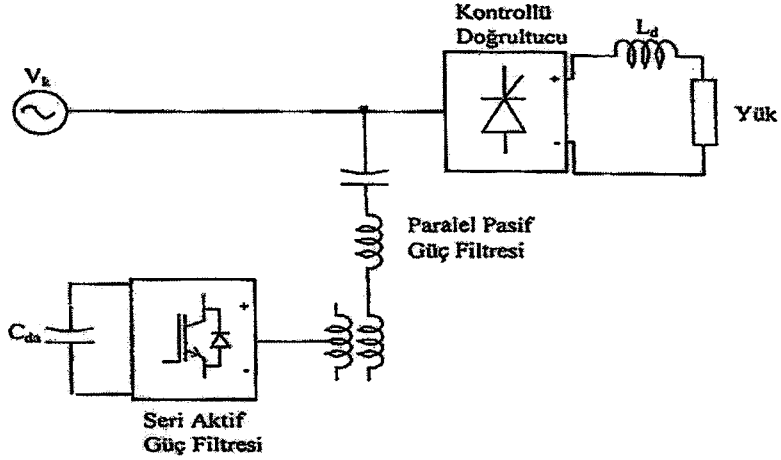


Şekil 3.32. Paralel aktif- paralel pasif güç filtresi

Şekillerde seri aktif güç filtresi ve paralel pasif güç filtresi birleşimleri görülmektedir. Seri aktif güç filtresi paralel pasif güç filtresinin kaynak empedansından etkilenme ve rezonans gibi problemlerini azaltmak ve paralel pasif güç filtresinin performansını arttırmak için kullanılır.



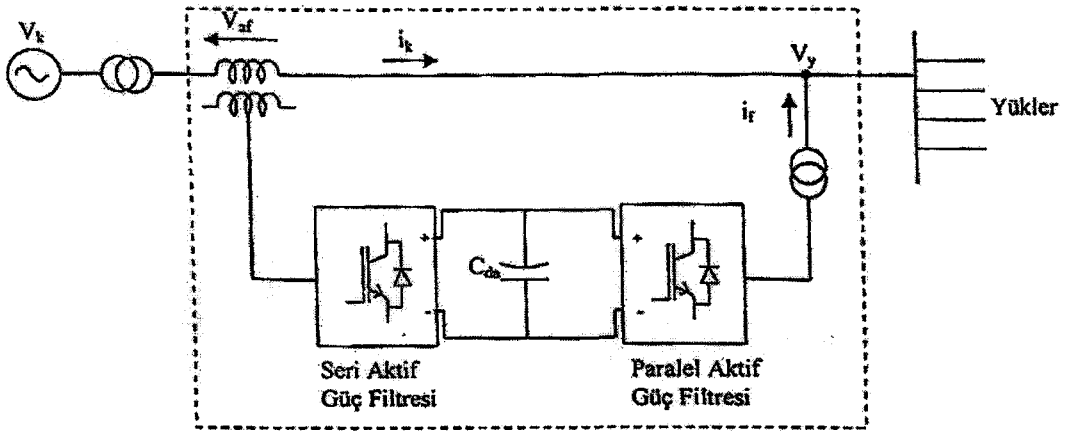
Şekil 3.33. Seri aktif paralel pasif güç filtresi



Şekil 3.34. Seri aktif paralel pasif güç filtresi

3.5.6.4 Birleşik güç kalitesi düzenleyicileri

Paralel ve seri aktif güç filtrelerinin beraber kullanıldığı BGKD'ler bir DA enerji depolama elemanı kondansatöre bağlı iki tane gerilim kaynağı evirici devresinden oluşmaktadır. Bu eviricilerden biri AA hattına seri bağlı diğeri ise paralel bağlıdır. Seri aktif güç filtresi yüklerle güç sistemi arasında harmonik yalıtım sağlayarak kaynak tarafından gelen harmonik akımlara engel oluşturur. Ayrıca kaynak gerilimi harmonikli veya dengesiz ise yük üzerine saf sinüzoidal gerilim sağlar. Paralel aktif güç filtresi harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonu ve her iki aktif filtre arasındaki DA geriliminin ayarını yapar.

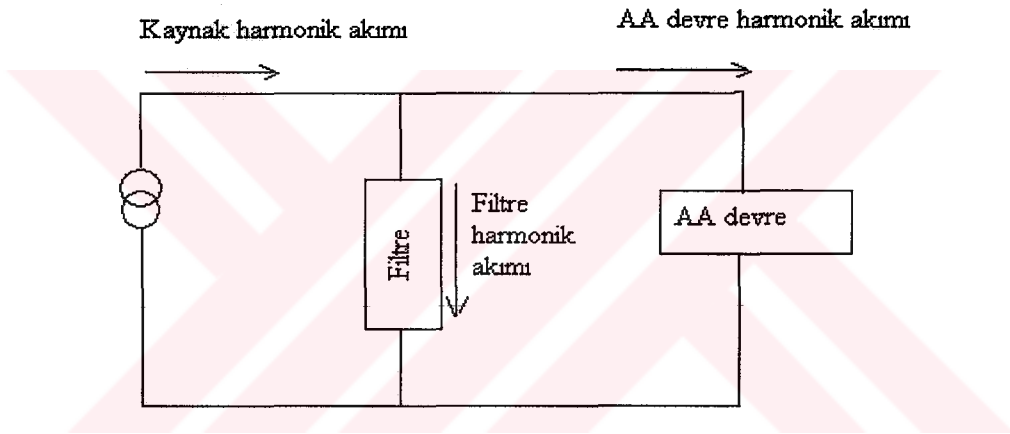


Şekil 3.35. Birleşik güç kalitesi düzenleyicisi prensip şeması

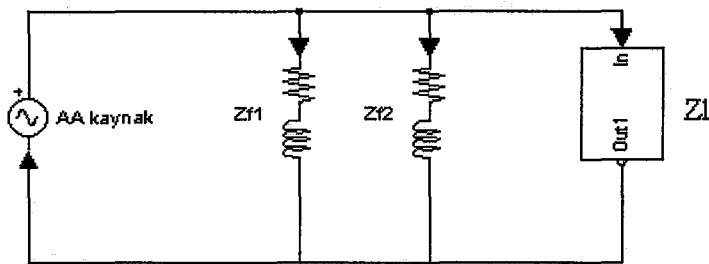
3.5.7 Pasif filtreler

Pasif filtrelerin temel amacı, bir tesisteki alçak gerilim tarafına bağlanan, bir veya daha fazla frekanstaki akım ve gerilimlerle oluşan harmoniklerin, seri bağlı indüktans ve kondansatör elemanlarından oluşan rezonans devreleri yardımıyla süzülmesidir. Hat ile nötr arasında bulunan ve istenilen frekanstaki harmonik akımının toprağa akmasını sağlayan devrelere pasif harmonik filtre denir.

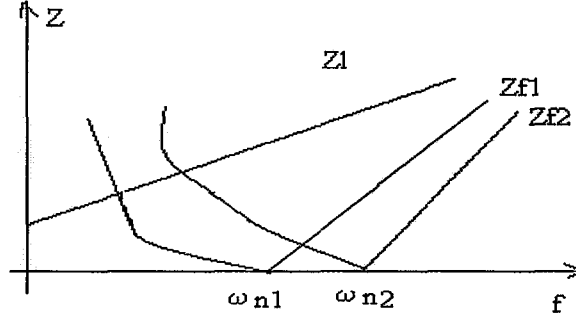
Süzülmek istenen harmonik frekansında rezonansa olan, böylece bir devrenin direnci rezonans frekansı için çok küçük olduğundan, bu frekanstaki akımın büyük bir kısmı toprağa akıtılarak süzülmüş olur.



Şekil 3.36. Pasif filtrenin prensip şeması



Şekil 3.37. Harmonik filtre



Şekil 3.38. Yük empedansının ve filtre empedansının frekansla değişimi

Şekil 3.36’da görülen filtre tasarımında, istenilen harmonik frekansında direnci çok düşük olacak kondansatör ve indüktans değerleri seçilir. Devredeki empedansların frekansla değişimi gözlemlendiğinde, ω_n frekansının altındaki değerlerde filtre devresi kapasitif, üstündeki değerlerde ise endüktif karakteristik göstermektedir.

Paralel filtre devresinin rezonansa girip, yok edilmesi istenen harmonik akımını akıtması için, (3.59) ve (3.60) denklemlerindeki eşitliklerin sağlanması gerekir.

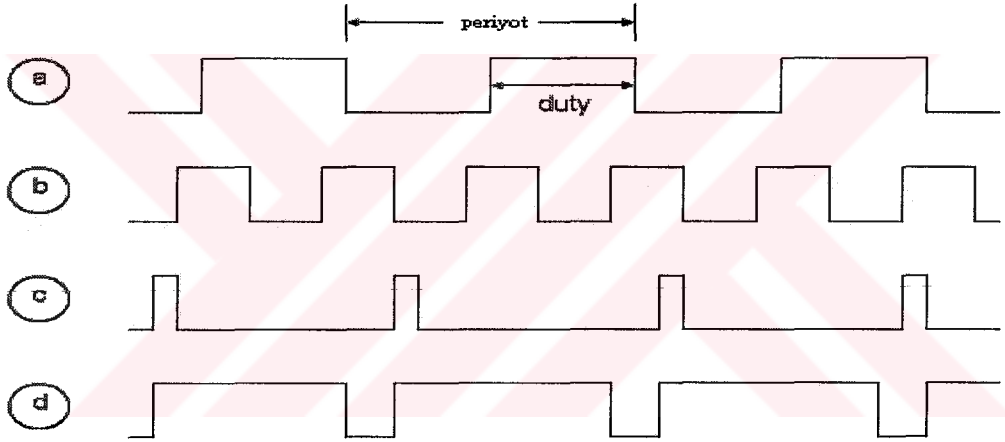
$$\frac{1}{X_c} = \frac{1}{X_L} = 2\pi f_r C = \frac{1}{2\pi f_r L} \quad (3.59)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.60)$$

BÖLÜM 4. DARBE GENİŞLİK AYARI YÖNTEMİ

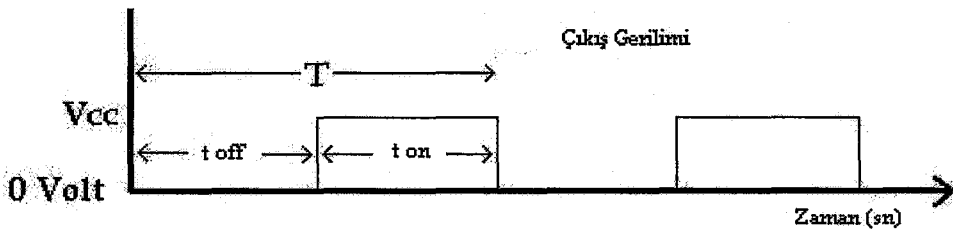
4.1 Giriş

Darbe Genişlik Ayarı (Pulse Width Modulation) sayısal dalgalar üretmek için kullanılan yaygın bir tekniktir. DGA dalga biçimlerinde periyot ve görev süresi (duty cycle) Şekil 4.1'de gösterilmiştir.



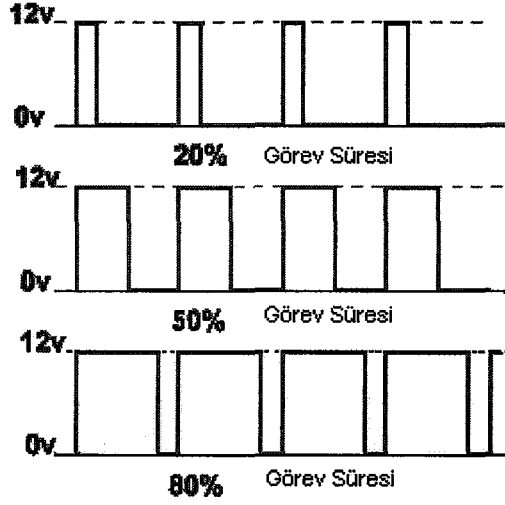
Şekil 4.1. Çeşitli dalga biçimlerinde görev süresinin gösterilmesi

Görev süresi (duty cycle) = $\%100 \cdot (\text{darbe zamanı on} / \text{toplam darbe süresi})$ şeklinde tanımlanır.



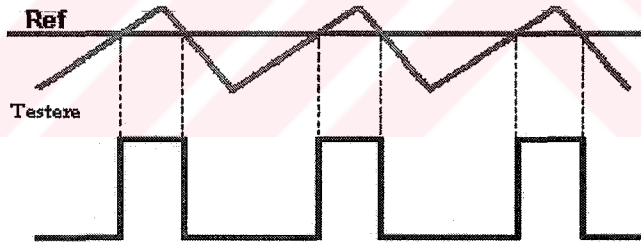
Şekil 4.2. Periyotun gösterilmesi

Şekil 4.3’de farklı doluluk boşluk oranlarına sahip dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.3. Farklı doluluk boşluk oranlarına sahip dalga şekilleri

Sinyalin doluluk boşluk oranı ayarlanabilir. Bu sistemin avantajı şu şekilde açıklanabilir. Transistör çıkışı açık-kapalı (on-off) durumdan birisidir. Bu yüzden kayıp güç daha azdır. Sistemin çalışması Şekil 4.4’de gösterilmektedir.



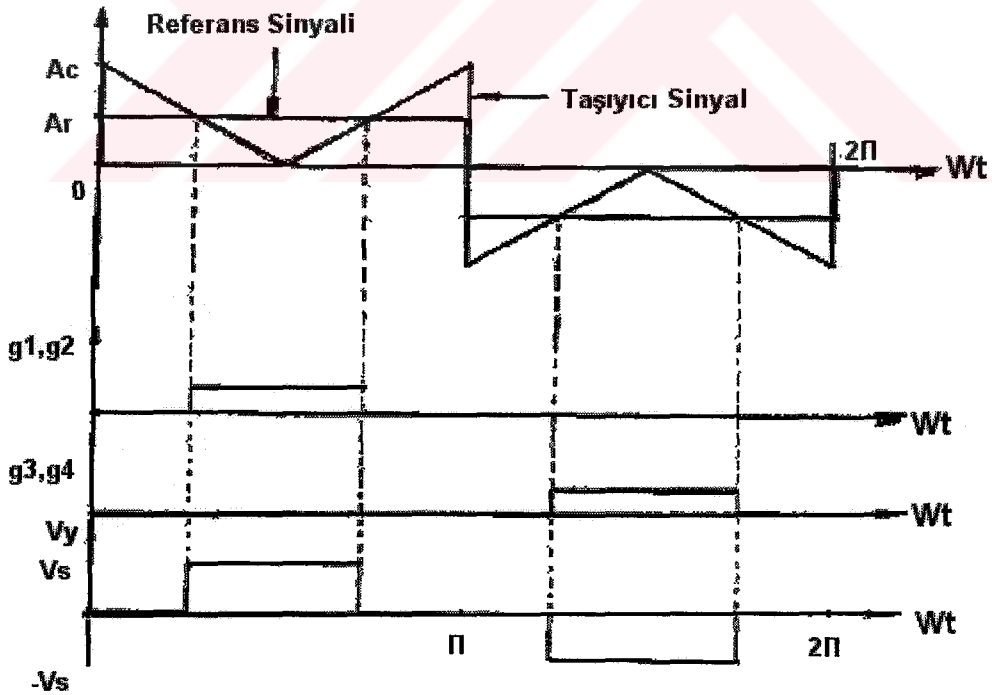
Şekil 4.4. Referans ve testere dişi dalga

Üçgen ya da testere dişi dalga üretmek için osilatör kullanılır. Kararlı referans gerilimi için potansiyometre kullanılır. Karşılaştırıcı testere dişi dalga ile referans dalgayı karşılaştırır. Testere dişi dalga referans dalgadan büyükse transistör ilettime geçer. Referanstan düşükse kesime gider. Darbe Genişlik Ayarı basitçe eviricideki transistör ya da SCR’leri düzenli aralıklarla anahtarlamaya yarar. Sıkça kullanılan DGA teknikleri şunlardır.

- a) Tek darbe genişlik ayarı
- b) Çoklu darbe genişlik ayarı
- c) Sinüzoidal darbe genişlik ayarı
- d) Azaltılmış sinüzoidal darbe genişlik ayarı
- e) Kare dalga DGA tekniği

4.1.1 Tek darbe genişlik ayarı

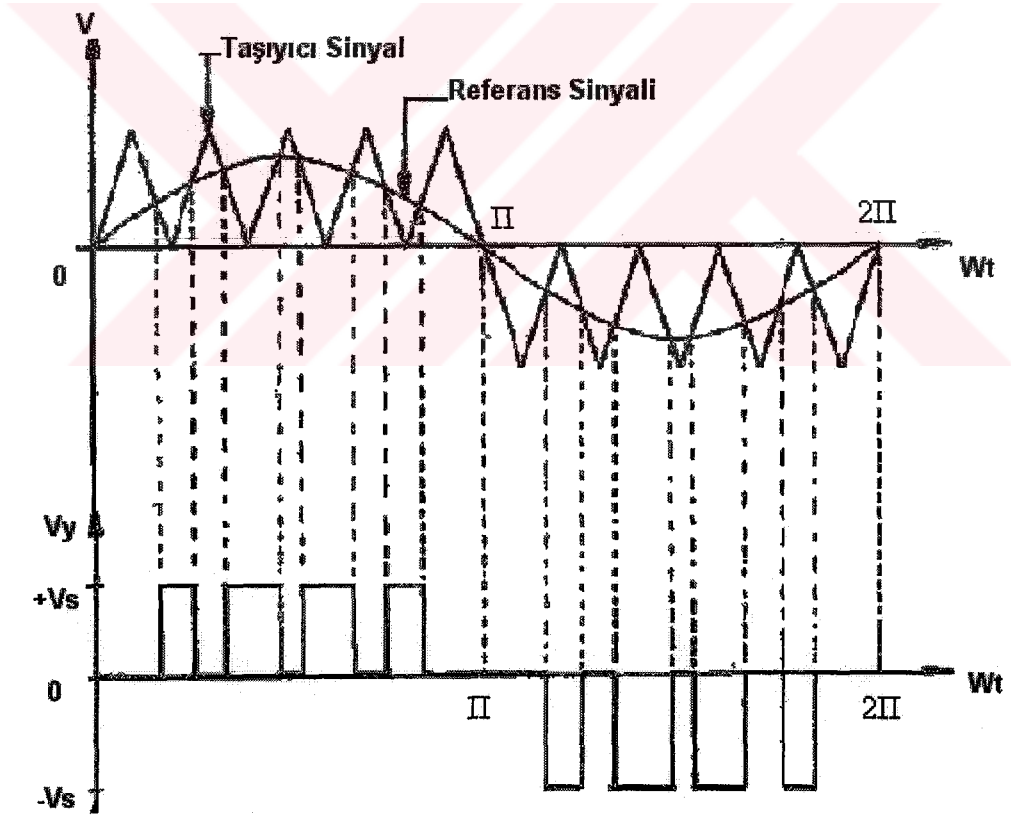
Tek darbe genişlik ayarı ile kontrolde her yarım çevrimde tek darbe vardır. Evirici çıkış gerilimi darbenin genişliği değiştirilerek sağlanır. Şekil 4.5, tetikleme sinyallerinin üretimini ve tek fazlı tam köprü bir evirici devresinin çıkış gerilimini göstermektedir. Tetikleme sinyalleri genliği A_r olan bir kare dalga referans sinyali ile genliği A_c olan bir üçgen dalga taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması ile elde edilir. Referans sinyalin frekansı çıkış geriliminin temel frekansını tayin eder. A_r 'nin sıfırdan A_c 'ye kadar değişimini darbe genişliğinin sıfırdan 180 dereceye kadar değişimine neden olur.



Şekil 4.5. Tek darbe genişlik ayarı

4.1.2 Çoklu darbe genişlik ayarı

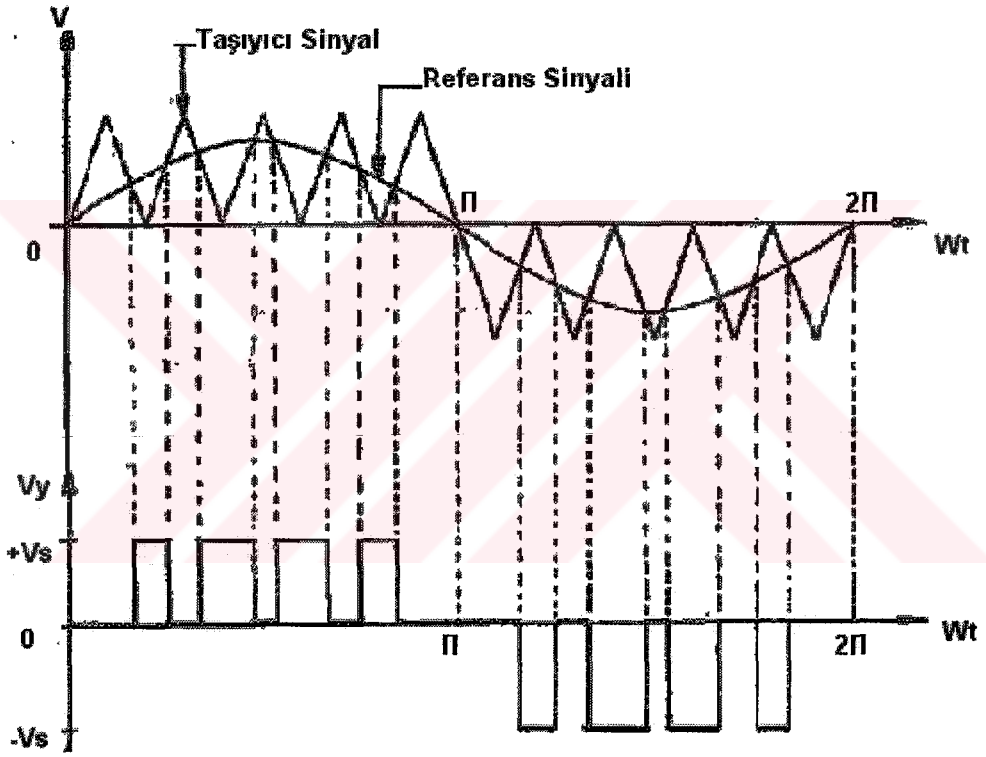
Bir eviricinin çıkış geriliminin harmoniği, her bir yarım çevrimde çok darbe kullanmakla azaltılabilir. Transistorleri iletim ve kesime sokmak için gereken tetikleme sinyalleri Şekil 4.2'deki gibidir. Referans sinyal ile üçgen dalga Şekil 4.6'daki gibi kıyaslanarak elde edilir. Referans sinyalin frekansı çıkış frekansını tayin eder. Taşıyıcı frekans ise her bir yarım çevrimdeki darbe sayısını belirler. Tek fazlı bir köprü evirici devresinin çıkış gerilimi Şekil 4.6'daki gibidir. Tek darbe genişlik ayarı ile kıyaslandığında bozunum faktörü oldukça azaltılmıştır. Bununla birlikte güç transistörlerinin iletim ve kesim sayısının fazla olması anahtarlama kayıplarını artırır. Her bir yarım çevrimdeki darbe sayısının fazla olması düşük dereceli harmoniklerin genliğini azaltır.



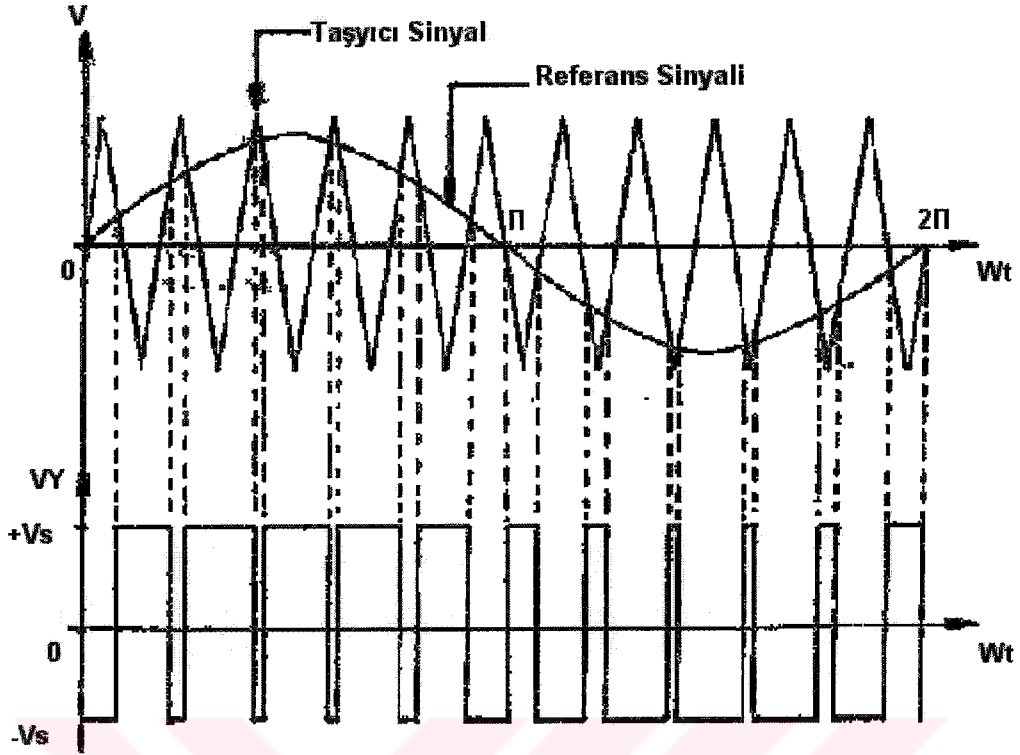
Şekil 4.6. Çoklu darbe genişlik ayarı

4.1.3 Sinüzoidal darbe genişlik ayarı

Bu teknikte her bir darbenin genişliği sinüs dalgasının genişliği ile orantılı olarak değişir. Bozunum faktörü ve düşük dereceli harmonikler önemli derecede azaltılır. Tetikleme sinyalleri Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'deki gibi bir sinüzoidal referans sinyali ile bir üçgen dalga taşıyıcı sinyalin kıyaslanması ile elde edilir. Endüstriyel uygulamalarda çok sık kullanılan bu ayar yöntemi SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) kısaltması ile tanınır. Referans sinyalin frekansı eviricinin çıkış frekansını belirler. Her bir yarım çevrimdeki darbe sayısı taşıyıcı frekansa bağlıdır.



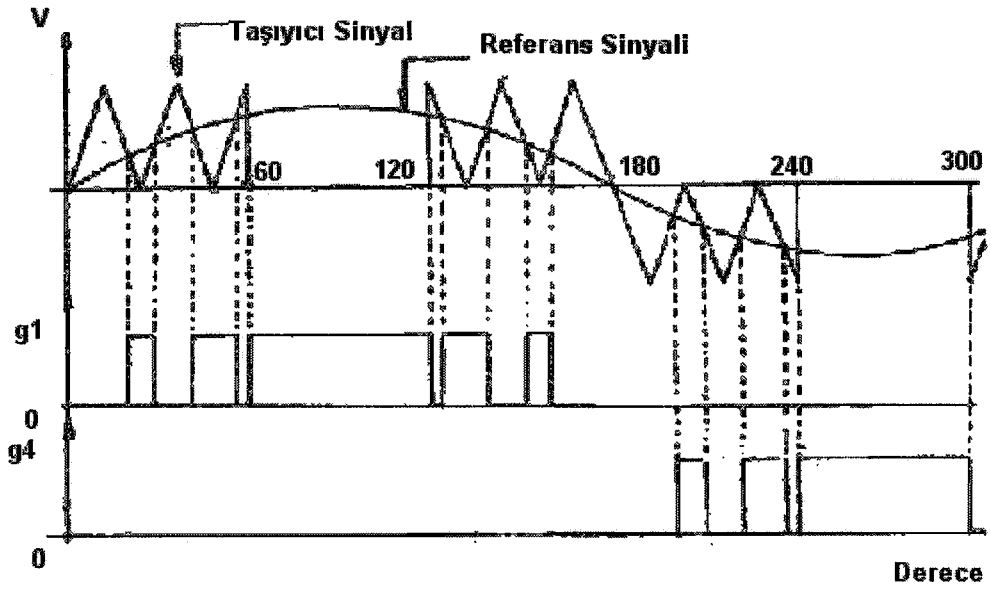
Şekil 4.7. Sinüzoidal darbe genişlik ayarı



Şekil 4.8. Sinüzoidal darbe genişlik ayarı tetikleme sinyalleri

4.1.4 Azaltılmış sinüzoidal darbe genişlik ayarı

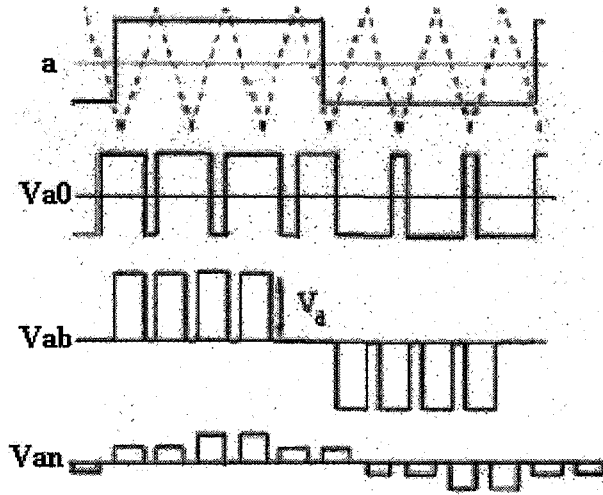
Şekil 4.9'da gösterilen bu teknikte sinüs dalgasının tepe kısmına yakın bir bölgedeki darbe genişliği yaklaşık sabittir. Çünkü taşıyıcı dalga her bir yarım çevrim için 60 derece aralıklarla uygulanır (0 dereceden 60 dereceye kadar ve 120 dereceden 180 dereceye kadar). Bu teknikle güç transistörlerinin anahtarlama sayısı azalacağından anahtarlama kayıpları da düşüktür.



Şekil 4.9. Azaltılmış sinüzoidal darbe genişlik ayarı

4.1.5 Kare dalga DGA tekniği

Bu tür DGA eviricilerde istenen çıkış sinyali kare dalgadır. Bunun için referans kare dalga (V_R) sinyal ile bundan daha yüksek frekanslı taşıyıcı üçgen dalga (V_c) karşılaştırılır.



Şekil 4.10. Bir faz için kontrol devresi sinyalleri

Bunun sonucunda çıkış gerilimi darbe genişlik ayarlı olacaktır. Taşıyıcı dalga frekansının, referans dalga frekansına oranına taşıyıcı oranı (p_r) denir.

$$p_r = \frac{f_C}{f_R} \quad (4.1)$$

Burada; f_C taşıyıcı dalga frekansını, f_R ise referans dalga frekansını gösterir.

V_R referans dalga genliğinin, V_C taşıyıcı dalga genliğine oranına modülasyon indeksi (m) denir. Modülasyon indeksinin ayarlanması ile çıkış geriliminin temel bileşeni ayarlanır.

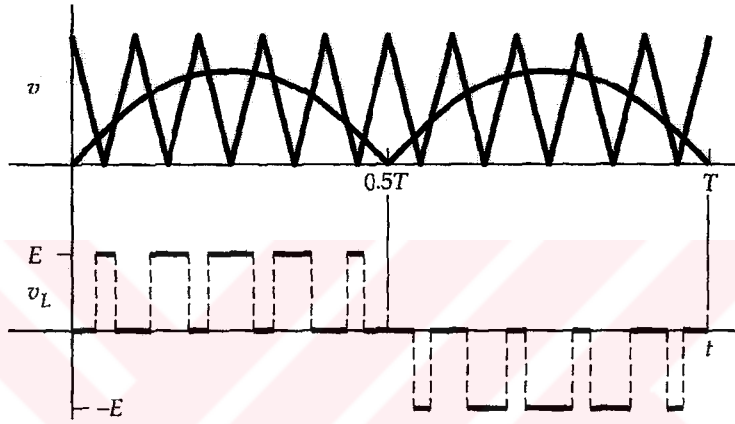
$$m = \frac{V_R}{V_C} \quad (4.2)$$

Taşıyıcı dalganın genliği sabit tutularak, referans dalganın genliğinin değiştirilmesi ile modülasyon indeksi $0 \leq m \leq 1$ sınırları arasında değiştirilir. Kare dalga DGA eviricilerde kare dalga harmoniklerine ek olarak yüksek frekanslı anahtarlama harmonikleri de meydana gelmektedir. Üç fazlı eviricilerde evirici çıkışında 3. harmonik en etkili olanıdır. Dengeli üç fazlı çıkış alabilmek için p_r taşıyıcı oranı üç ve üçün katları olarak tanımlanır. Çıkış geriliminde görülen harmonikler taşıyıcı oranının iki katına, en yakın harmonik derecesinin eklenmesi ile bulunur. $2p_r \pm 3$ mertebesindeki harmonikler evirici çıkışında görülür fakat üçle bölünebildikleri için yükte ortadan kalkarlar. Buna göre çıkış geriliminde görülen harmonikler $2p_r \pm 1$ ile $2p_r \pm 5$ mertebeli harmoniklerdir. Kare dalga DGA'da kare dalga ve anahtarlama harmonikleri meydana geldiğinden motor kayıplarında ek bir artış meydana gelir. Taşıyıcı oranı p_r 'nin yüksek olmasının avantajı en etkili anahtarlama harmoniklerinin yüksek frekanslarda meydana gelmesidir.

4.2 Darbe Genişlik Ayarı Analizi

Şekil 4.11'deki üçgen zamanlama dalgasında, sinüzoidal dalganın tam periyodunda üçgen dalganın k periyodu olsun. Tek fazlı durum için bu k 'nın tanımına

benzememektedir. Bu durumda uygulanan m 'nin değeri, sinüs dalgasının maksimumunun, üçgen dalganın, (artı + ve eksi -) arasındaki tepe değerine oranıdır. Şekil 4.11'deki kutup geriliminden, DA kısmı ($E/2$) ayrılırsa, sonuç dalga yarım periyotluk simetri ile tek bir fonksiyon olur. Sonuç olarak kalan kısımda, Fourier serilerinde sadece tek sayılı sinüs terimleri olacaktır. DA kısım ayrıldıktan sonra, yarım periyotta k darbe vardır. Bu darbeler alternatif işaretlidir. Şekil 4.11'de görülen darbeler yaklaşık olarak aşağıdaki eşitliklerde görülen genişliklerde ve pozisyonlarda temsil edilirler.



Şekil 4.11. Sinüs-üçgen karşılaştırması

Darbe genişliği t_{pi} (4.3) eşitliği ile verilir.

$$t_{pi} = \left(\frac{T}{2k} \right) \left[1 + (-1)^i (m) (\sin \omega_0 t_i) \right] \quad i=1,2,\dots,k \quad (4.3)$$

(4.3) eşitliğinde yarım periyot için darbelerin yerleri (4.4) eşitliği ile verilir.

$$t_i = \left(\frac{T}{2k} \right) (i - 0,5) \quad i=1,2,\dots,k \quad (4.4)$$

(4.3) ve (4.4) eşitlikleri, darbelerin genişlikleri ve yerlerini hesaplamak için kullanılır. Tablo 5 (a)'da $k=9$ ve $m=0,2$ için sonuçlar verilmiştir. Şayet Şekil 4.11'de gösterilen modülasyon metodu, darbe genişlikleri ve yerlerini belirlemek için kullanılırsa, Tablo 5(b)'deki sayılar bulunur. Üçgen dalga ile sinüzoidal dalganın

kesişimleri uygun eşitliklerin eş zamanlı sayısal çözümleri ile belirlenir. Tablo 5'deki iki sütun ideal darbe genişliği ve yerleri ile bunların pratik uygulaması arasındaki farklılığı göstermektedir. Tablo 5'deki darbeler tek sayılı darbeler için negatif ve çift sayılı darbeler için pozitiftir. (4.3) ve (4.4) eşitliklerindeki darbelerin Fourier serilerinin katsayıları yarım periyot üzerinde integral alınarak tanımlanır. Burada da her darbe eşdeğerli imdarbe fonksiyonu ile değiştirilir.

$$B_n = 2 \left(\frac{2}{T} \right) \int_0^{T/2} \left(\frac{E}{2} \right) t_{pi} [(-1)^i \delta(t_i)] \sin n \omega_0 t dt \quad (4.5)$$

İmdarbe fonksiyonunun özellikleri kullanılarak yukarıdaki sonuç (4.6) eşitliği ile ifade edilebilir.

$$B_n = \left(\frac{E}{k} \right) \left[\sum_{i=1}^k (-1)^i \sin n \omega_0 t_i + \sum_{i=1}^k m(\sin \omega_0 t_i) (\sin n \omega_0 t_i) \right] \quad (4.6)$$

İlk toplam, bütün n sayıları için sıfırdır. Böylece sonuç (4.7) eşitliğine indirgenebilir.

$$B_n = \left(\frac{mE}{k} \right) \sum_{i=1}^k m(\sin \omega_0 t_i) (\sin n \omega_0 t_i) \quad (4.7)$$

Tablo 4.1. Darbelerin yerleri ve genişlikleri

	(a)			(b)	
	Darbe			Darbe	
Sıra	Yer	Genişlik	Sıra	Yer	Genişlik
1	10°	19,31°	1	9,67°	19,34°
2	30°	22,00°	2	30,33°	21,98°
3	50°	16,94°	3	49,81°	16,98°
4	70°	23,76°	4	70,14°	23,68°
5	90°	16,00°	5	90,00°	16,04°
6	110°	23,76°	6	109,86°	23,68°
7	130°	16,94°	7	130,19°	16,98°
8	150°	22,00°	8	149,67°	21,98°
9	170°	19,31°	9	170,33°	19,34°

Bu sonuç kutup gerilimindeki harmonikler içindir. Motorun faz gerilimi (4.8) eşitliğinde olduğu gibi iki kutup gerilimi arasındaki farktan bulunur. Faz geriliminde bu farktan dolayı DA kısım bulunmaz.

$$V_{ab} = V_{ag} - V_{bg} \quad (4.8)$$

Faz gerilimi kutup geriliminde bulunan aynı harmoniklere sahiptir. Sadece üçün çarpanları olan harmonikler bulunmaz. Kutup gerilimleri arasında 120° faz farkı olduğundan, üçün çarpanları olan harmoniklerde kutup gerilimi 360° farklılık gösterir. Kutup gerilimlerinin farkı alındığında bu harmonikler fazlar arası gerilimde gözükmez.

Tablo 4.2. Bazı harmonikler ve değerleri

$B_1 = 0,25E$		$B_{11} = 0$
$B_3 = 0$		$B_{13} = 0$
$B_5 = 0$		$B_{15} = 0$
$B_7 = 0$		$B_{17} = 0,25 E$
$B_9 = 0$		$B_{19} = 0,25 E$

Gösterilen harmoniklere ek olarak, B_{35} ve B_{37} ve bazı yüksek dereceli harmonikler de sıfır değildir. Fazlar arası gerilimdeki harmoniklerin genliği (4.8) eşitliği ile verilir. B_{17} ve B_{19} dereceli harmoniklerin genliği de (4.9) denkleminde elde edilen sonuç ile aynıdır.

$$|B_1| = (1,732)(0,25)E = 0,433E \quad (4.9)$$

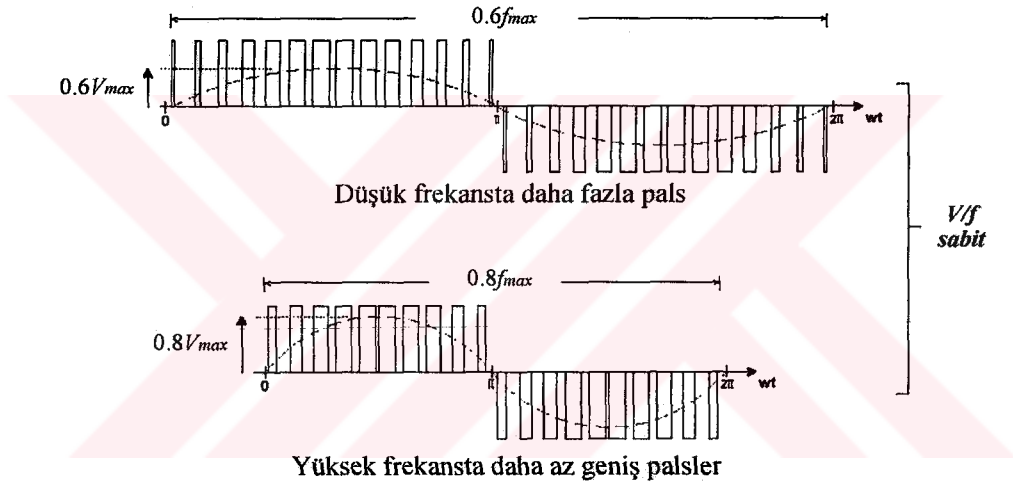
Yukarıdaki örnekte $m = 1$ olsaydı maksimum fazlar arası gerilimin temel dalgasının genliği $0,866E$ olurdu. Bu modülasyon metodu ile mümkün olabilen en büyük değerdir. Aynı DA bara geriliminde altı adımlı metodun kullanılması halinde bu değer $1,10E$ olmaktadır. Temel dalganın gerilimini artırmanın bir metodu üçgen dalgayı geçecek şekilde karşılaştırıcı sinüs dalgasının genliğini artırmaktır. Bu, kutup geriliminde 90° ve 270° 'deki darbeleri yok eder. Harmonik içeriği değişmesine rağmen sonuç kabul edilebilir seviyededir. Bu sadece yüksek çıkış gerilimi ve frekansları için yapılır. Harmoniklerin bazıları düşük dereceli olmalarına rağmen (11. ve 13. olabilir), mutlak frekansı büyüktür ve yük empedansı üzerinde filtreleme işlemi ile kabul edilebilir bir seviyeye düşürülebilir.

4.3 Dalga Başına Darbe Sayısı

Bir DGA eviricinin normal çıkış frekansının üzerindeki çalışmasında DGA'nın faydaları gerçekleştirilecekse harmonik akımlarının genliğini küçük bir değerde sınırlamak gerekir. Eviricinin çıkış frekansı sıfıra doğru azaltıldığı zaman oldukça yüksek harmonik terimleri (17. gibi) küçük bir frekansa sahip olabilir. Bir örnek

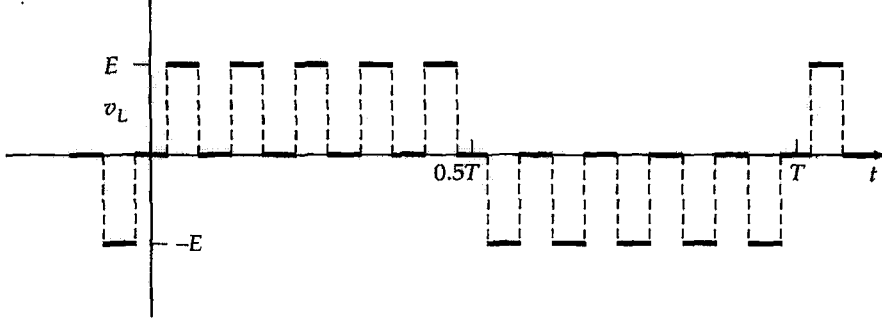
olarak bu terimden oluşan akımlar büyük olabilir. Bu problemi çözmek için Şekil 4.12'de görüldüğü gibi frekans azalırken, dalga başına darbe sayısının artırılması gerekir. Böylece çıkıştaki ek harmonik terimleri azaltılabilir.

Tam sayı veya üçe bölünebilir gibi dalga üzerindeki darbelerin sayısında sınırlamalar olduğundan, çıkış frekansının aralığındaki değişik noktalarda, kesikli adımlarda sayıyı artırmak pratikte uygulanır. En düşük frekansta, dalga başına darbelerin adedi, tipik olarak 100' den fazla olmalıdır. Motor çalışması için bu değişimin oluşacağı frekansta, küçük bir frekans değişimi için dalga başına darbelerin sayısında ileri-geri anahtarlama olabilir.



Şekil 4.12. Dalga başına darbe sayısının frekansla değişimi

Bu problemi gidermek için çoğunlukla az miktarda bir histerezis eklenir. Böylece anahtarlama darbe sayısı azalan çıkış frekansı yerine artırılan çıkış frekansında farklı bir frekansta oluşur. Sonuçta her dalgadaki darbe sayısı artmıştır ve her biri süresinde kontrol edilir. Bir DGA'nın yapılışındaki metot her yarım dalgadaki darbeleri, yarım dalganın merkezine simetrik olacak şekilde düzenlemektir. Fonksiyon tek sayılı fonksiyon olarak Şekil 4.13'de olduğu gibi düzenlenir. Bu düzenlemenin sonucunda Fourier serilerinde çift sayılı harmonikler bulunmaz ve bütün A (kosinüs terimleri) katsayıları sıfırdır.



Şekil 4.13. Simetrik darbelerin gösterilmesi

DGA'nın amacı, çıkış geriliminin genliğini kontrol etmek ve en azından bazı durumlarda, çıkıştaki bir veya daha fazla harmonik bileşenlerinin büyüklüğünü azaltmaktır. Metotlardan biri, her yarım dalgada belli sayıda ve aynı genişliğe sahip darbeler kullanmaktır. Her yarım dalgada beş darbeli bir örnek Şekil 4.13'de gösterilmiştir. Darbe genişliği istenilen temel dalga çıkış gerilimi alınmaya kadar ayarlanabilir. Gerekli olan darbe genişliğinden ayrı olarak, darbeler $180^\circ/5$ veya 36° 'lik aralıklarda yerleştirilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi dalga biçimi tek sayılı fonksiyondur ve yarım periyotluk simetriye sahiptir. Böylece Fourier serileri sadece tek sayılı fonksiyonun sinüs terimlerini içerir. Her darbe gerçek darbenin alanına eşit değerli bir imdarbe fonksiyonu ile temsil edilir. İmdarbe gerçek darbenin merkezine yerleştirilmiştir. Bu bir yaklaşımdır fakat darbe genişliği üzerinde düz bir çizgi ile temsil edilen bir sinüs dalgası ile yaklaşım tam olmaktadır.

Aşağıdaki eşitliklerde, her yarım dalgada her biri t_p genişliğinde k darbe vardır. Her darbe t_i kesintili zamanında yerleştirilmiştir.

$$t_i = \left(\frac{T}{2k}\right)(i + 0,5) \quad i=0,1,2,\dots,(k-1) \quad (4.10)$$

$$t_p = \frac{mT}{2k} \quad (4.11)$$

(4.11) eşitliğinde m mümkün olabilen maksimum darbe genişliği çarpanıdır. Bu durumların Fourier katsayılarının hesabında yerine konulması ile (4.12) ve (4.13)

eşitlikleri elde edilir. Bu işlemde sonlu genişlikteki her darbe, uygun değerli bir impuls fonksiyonu $\delta(t_i)$ ile gösterilmiştir.

$$B_n = \left(\frac{2}{T}\right) (2) \sum_{i=0}^{(k-1)} \int_0^{T/2} t_p E[\delta(t_i)] [\sin n\omega_0 t] dt \quad (4.12)$$

$$B_n = \left(\frac{4}{T}\right) t_p E \left[\sum_{i=0}^{(k-1)} \sin n\omega_0 t_i \right] \quad (4.13)$$

$k = 5$ durumunda, (4.14) denklemi elde edilir.

$$B_n = 0,4mE \left(\sin \frac{n\pi}{10} + \sin \frac{3n\pi}{10} + \sin \frac{5n\pi}{10} + \sin \frac{7n\pi}{10} + \sin \frac{9n\pi}{10} \right) \quad (4.14)$$

$m = 0,2$ için ve n 'nin değişik değerleri için sonuçlar Tablo 4.3'de verilmiştir.

Tablo 4.3. $m = 0,2$ için ve n 'nin değişik değerleri için harmoniklerin değerleri

B_1	0,2589 E
B_3	0,0989 E
B_5	0,0800 E
B_7	0,0989 E
B_9	0,2589 E
B_{11}	-0,2589 E

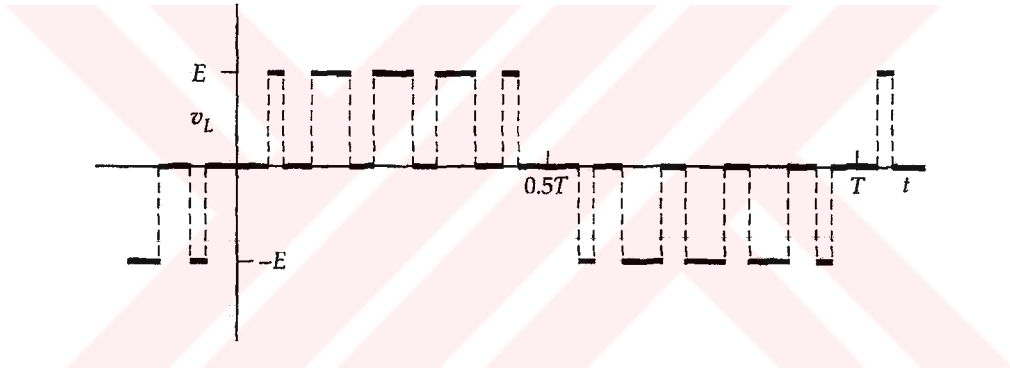
Önceki eşitliklerle, m 'nin değiştirilmesiyle temel genlik değerinin azaltılabileceği görülmektedir. Fakat temel dalgaya göre, harmonik içeriği bağıl olarak büyüktür. Daha da ötesi, harmoniğin temel dalgaya oranı, darbe genişliği değiştiği halde, bağıl olarak değişmeden kalır. Bu teknik sadece gerilimin genliğini değiştirmek için kullanışlıdır ve çok geniş alanda kullanılmaz.

Şayet bundan önceki DGA metodu dalga süresince, ayarlanabilir darbe genişliği yapılabilecek şekilde düzenlenirse, bu durumda geliştirilmiş gerilimli dalga biçimi

elde edilir. Her yarım dalgadaki darbe sayısı öncekinde olduğu gibi bir tam sayı olarak kalır fakat her darbenin genişliği yarım dalga içindeki pozisyonuna göre değişir. Darbe genişliğinin değişimi Şekil 4.10'da görüldüğü gibi açısal pozisyonun sinüsü ile orantılıdır. Her darbenin gerçek genişliği, istenilen çıkış geriliminin genliği ile de orantılıdır. Fourier serilerinin katsayıları için yaklaşık bir analiz aşağıdaki gibi yapılabilir. Farklı darbe genişlikleri t_{pi} sembolü ile verilmiştir.

$$t_{pi} = m(\sin \omega_0 t_i) \frac{T}{2k} \quad (4.15)$$

$$t_i = \left(\frac{T}{2k} \right) (i + 0,5) \quad i = 0,1,2,\dots,(k-1) \quad (4.16)$$



Şekil 4.14. Darbe genişliğinin zamana göre değişimi

Fourier serilerinin katsayıları (4.17) eşitliğinden bulunur.

$$B_n = \left(\frac{4}{T} \right) \int_0^{T/2} E t_{pi} [\delta(t_i)] (\sin n \omega_0 t) dt \quad (4.17)$$

(4.16) eşitliği yerine konularak (4.18) eşitliği elde edilir.

$$B_n = \left(\frac{2mE}{k} \right) \left[\sum_{i=0}^{(k-1)} (\sin \omega_0 t_i) (\sin n \omega_0 t_i) \right] \quad (4.18)$$

$k = 5$ durumunda, (4.19) eşitliği elde edilir.

$$B_n = (0,4mE) \left[\begin{aligned} & \left(\sin \frac{\pi}{10} \right) \left(\sin \frac{n\pi}{10} \right) + \left(\sin \frac{3\pi}{10} \right) \left(\sin \frac{3n\pi}{10} \right) + \\ & \left(\sin \frac{5\pi}{10} \right) \left(\sin \frac{5n\pi}{10} \right) + \left(\sin \frac{7\pi}{10} \right) \left(\sin \frac{7n\pi}{10} \right) + \\ & \left(\sin \frac{9\pi}{10} \right) \left(\sin \frac{9n\pi}{10} \right) \end{aligned} \right] \quad (4.19)$$

Bu eşitliğin çözümünün sonuçları Tablo 4.4' de görülmektedir.

Tablo 4.4. $k=5$ durumu için harmoniklerin değerleri

Katsayı	Değer
B_1	$m E$
B_3	0
B_5	0
B_7	0
B_9	$m E$
B_{11}	$-m E$
B_{13}	0
B_{15}	0
B_{17}	0
B_{19}	$-m E$
B_{21}	$-m E$

İdeal sonuç düşük dereceli harmoniklerin tamamen süzülmesi ve bağlı darbe genişliği ile doğrudan orantılı bir temel bileşenin kalmasıdır. Şayet ek harmonikler göz önüne alınırsa, (4.20) eşitliğinde verildiği gibi harmonik derecelerine ait sıfır olmayan değerler oluşur. Bu yüksek dereceli harmonikler temel dalga ile aynı bağlı büyüklüğe sahiptirler fakat yüksek dereceli harmonikler olmalarından dolayı filtreleme elemanları ile bastırılabilmesi daha kolaydır. (4.20) eşitliğinde r bir pozitif tam sayıdır.

$$n = 2kr \pm 1 \quad (4.20)$$

Gerçek bir uygulamada, darbeler impuls fonksiyonlarıyla doğru bir şekilde temsil edilemezler. Çünkü darbenin sonlu genişliği vardır. Daha sonra görülecek pratik uygulamalarda, darbenin merkezindeki pozisyonu ile ideal pozisyonu arasında küçük bir kayma oluşmaktadır. Bu durumda bundan önceki analiz yaklaşık olarak doğru olmaktadır.

$k = 5$ ve $m = 0,2$ değerleri için yapılan gerçek bir Fourier analizinin sonuçları Tablo 4.5 ve Tablo 4.6'da görülmektedir. Bu sonuçlar ile impuls fonksiyonu temsili kullanılarak hesaplanan Tablo 4.4'deki sonuçlar arasında çok küçük farklılık vardır. Tablo 4.6'daki sonuçlar $m = 0,2$ değerini kullanan Tablo 4.4'deki sonuçlardan çok küçük bir farklılık göstermektedir. Sonlu yükselme zamanı ile gerçekçi dalga biçimi kullanarak olabilecek farklılık, Tablo 4.4'deki sonuçlar ve Tablo 4.6'da gösterilen sapma arasındaki farklılık ile aynı derecededir.

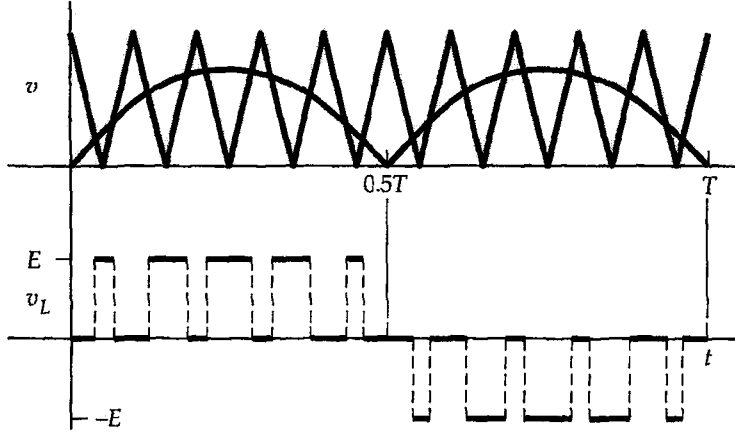
Tablo 4.5. Fourier analizi için darbelerin uygulanış merkezi ve genişliği

<i>Darbe</i>		
<i>Sıra</i>	<i>Merkezi</i>	<i>Genişliği</i>
1	18°	2,22°
2	54°	5,82°
3	90°	7,20°
4	126°	5,82°
5	162°	2,22°

Tablo 4.6. $k = 5$ ve $m = 0,2$ değerleri için yapılan gercek bir fourier analizi

<i>Katsayı</i>	<i>Değer</i>
B_1	0,1999 E
B_3	0,0003 E
B_5	0,0000 E
B_7	0,0016 E
B_9	0,1921 E
B_{11}	-0,1883 E
B_{13}	-0,0053 E
B_{15}	-0,0002 E

9. ve 11. harmoniklerin değerlerinin temel dalğanın genliğine kıyasla oldukça büyük oldukları açıkça görölmektedir. Bunlar filtre edilebilirse yarım dalgadaki 5 darbe yeterli olmaktadır. Bu filtrenin mümkün olmadığı durumlarda yarım dalgadaki darbelerin sayısının artırılması gerekmektedir. Böylece anahtarlama sonucu oluşan yüksek dereceli harmonikler filtre ile rahatlıkla giderilebilir. Sıfır olmayan ilk harmonik $r = 1$ yerine konularak (4.20) eşitliğinden hesaplanır. Böylece ek harmoniklerle birlikte yük akımının harmonik bileşeni temel akımın $(0,444/4,40=10,09)$ %10'unu geçmektedir. Çözüm için k değerinin artırılması gerekir. Bu DGA metodunda anahtar iletme geçirecek sinyaller üretilirken analog ve dijital metotların her ikisi de kullanılabilir. Bir analog işlem istenilen frekansın sinüs seviyesini ve istenilen genliği üretmekle birlikte Şekil 4.15'de gösterildiği gibi evirici çıkışının $2k$ frekanslı üçgen bir dalga üretmek için de kullanılmıştır.



Şekil 4.15. Sinüs ve üçgen dalganın karşılaştırılarak darbelerin üretilmesi

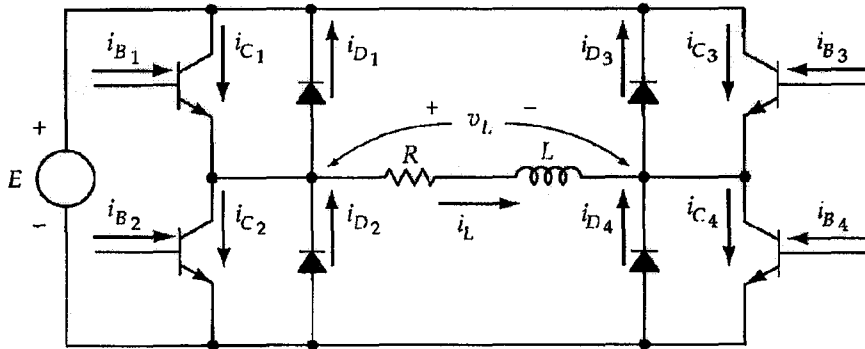
Üçgen dalganın negatif eğimi ile sinüs dalgasının kesiştiği yerde bir darbe başlatılır. Üçgen dalganın pozitif eğimi ile sinüs dalgasının kesiştiği yerde ise darbe durdurulur. Tüm dalga boyunca darbenin süresinin yaklaşık sinüzoidal değişmekte olduğu şekilden görülmektedir. Ayrıca her darbenin uzunluğu Şekil 4.15'de görüldüğü gibi sinüs dalgasının genliği ile de ilişkilidir. Çıkış polaritesi her dalganın sonunda değişebilecek şekilde olmalıdır.

Şekil 4.15 örneğinde $k = 5$ için birinci darbenin merkezinin orijinden yaklaşık olarak 18° uzaklıkta olması gerekir. $m = 0,2$ durumunda üçgen dalga ile sinüs dalgasının kesiştiği yerler 18° yerine $18,07^\circ$ 'de darbe merkezi ile $16,95^\circ$ ve $19,18^\circ$ 'dir. Bu küçük farklılık ihmal edilebilir fakat sonuçta harmoniklerde sıfır olmayan etkiler meydana getirir. Darbe genişliği ($19,18 - 16,95 = 2,23^\circ$) $2,23^\circ$ 'dir ve esas olarak Tablo 4.5 ve Tablo 4.6'daki değerlerdeki hesaplamalarda kullanılan değerdir. Şekil 4.11'de gösterildiği gibi $m = 0,2$ ve $k = 5$ durumu için Fourier serilerinin katsayıları Tablo 4.7'deki gibi belirlenir. Bundan önce hesaplanan değerlerle ihmal edilebilir küçük farklılıklar göstermektedir.

Tablo 4.7. $m = 0,2$ ve $k = 5$ durumu için fourier serilerinin katsayıları

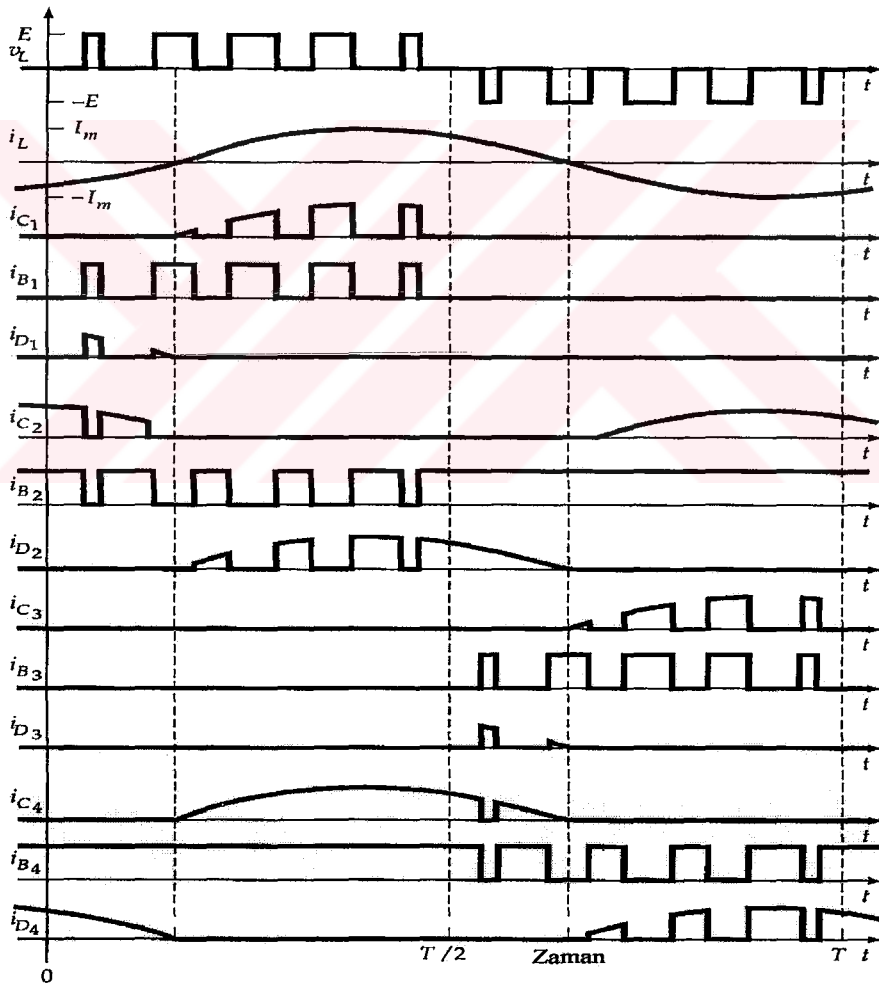
Katsayı	Değer
B_1	$0,2000 E$
B_3	$0,0000 E$
B_5	$0,0000 E$
B_7	$0,0032 E$
B_9	$0,1903 E$
B_{11}	$-0,1903 E$
B_{13}	$-0,0032 E$
B_{15}	$-0,0003 E$

Bu DGA'nın uygulanmasında Şekil 4.15'de görülen DGA sistemini elde etmek için her anahtara uygun sinyallerin uygulanması gerekir. Şekil 4.16'da 4 adet BJT ve diyotlardan oluşan köprü evirici görülmektedir. Şekil 4.17, her yarım dalgadaki 5 darbe ile DGA anahtarlama sistemini göstermektedir. Gerçek akımda yüksek dereceli harmoniklerin bulunmasına rağmen şekildeki karışıklığı gidermek için yük akımı sinüzoidal şekle yaklaştırılmıştır. Şekil 4.17'de aynı zamanda transistörün kollektör akımları, diyot akımları ve gereken transistör beyz akımları görülmektedir. Herhangi bir andaki yük akımının yönü bilinmediğinden paralel diyot iletimi sağlayabildiği halde istenilen aralıklarda beyz akımları devam ettirilmelidir.



Şekil 4.16. BJT ve diyotlardan oluşan köprü evirici devresi

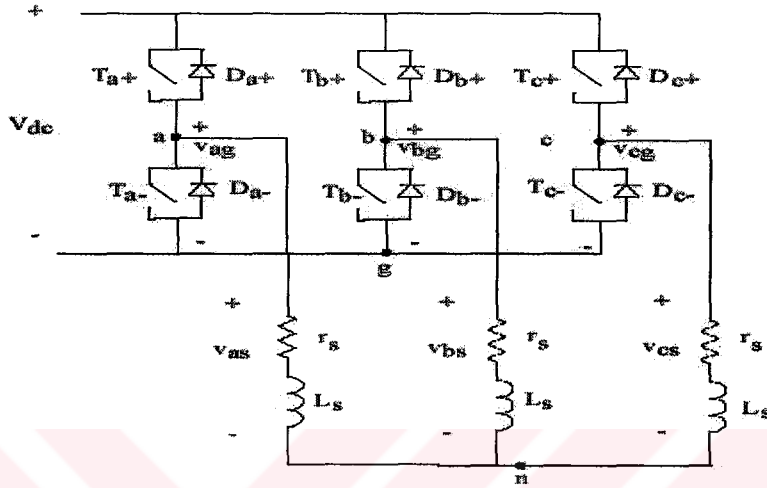
Şekildeki netliği bozmamak için Şekil 4.16 ve Şekil 4.17’de iki detay gösterilmemiştir. Transistörün kesim anındaki kollektör-emiter gerilimini kontrol edecek koruyucu devreler konulmalıdır. Ek olarak kaynak gerilimini kısa devreden korumak için aynı kutupta önceden iletimde olan transistörün kesimi bittikten sonra kısa bir zaman geçinceye kadar yeni iletime geçen transistörün iletimi geciktirilmelidir. Bu ikinci transistörün iletiminden önce birinci transistörün tamamen kesime gitmesini sağlamak için gereklidir. Örneğin Şekil 4.17’de Q_1 transistörünün beyz akımı Q_2 transistörünün beyz akımının tamamlanmasından hemen sonra başlar. Q_1 ’in beyz akımından sonra birkaç mikro saniyelik kısa bir gecikme gereklidir.



Şekil 4.17. Köprü evirici devresinin DGA anahtarlama sistemi

4.4 Darbe Genişlik Ayarlı Evirici Modeli

Bu kısımda örnek bir uygulama üzerinde konu açıklanacaktır. Şekil 4.18'de yaygın bir devre olan Gerilim Beslemeli Evirici gösterilmektedir.



Şekil 4.18. Gerilim beslemeli evirici modeli

DA kaynaktan beslenen evirici üç faza sahip ve üç kola ayrılmıştır. Her kolda iki transistör ve iki diyot bulunmaktadır. Yaygın olarak kullanılan evirici kontrol metodu sinüs-üçgen karşılaştırmalı DGA (STPWM) yöntemidir. Bu yöntemde sinüzoidal kontrol sinyali ile üçgen anahtarlama sinyali karşılaştırılır. Sinüzoidal kontrol dalga şekli eviricinin temel frekansına ayarlanır. Üçgen karşılaştırma dalga şekli eviricinin anahtarlama sinyaline ayarlanır. Sinüs dalga ile üçgen dalga sinyallerinin frekanslarının oranı modülasyon frekans oranını gösterir. Faz kollarındaki anahtarlar aşağıdaki karşılaştırma temeline göre kontrol edilir.

$$V_{\text{kontrol (faz-a)}} > V_{\text{üçgen}} , \text{ ise } T_{a+} \text{ iletimde}$$

$$V_{\text{kontrol (faz-a)}} < V_{\text{üçgen}} , \text{ ise } T_{a-} \text{ iletimde}$$

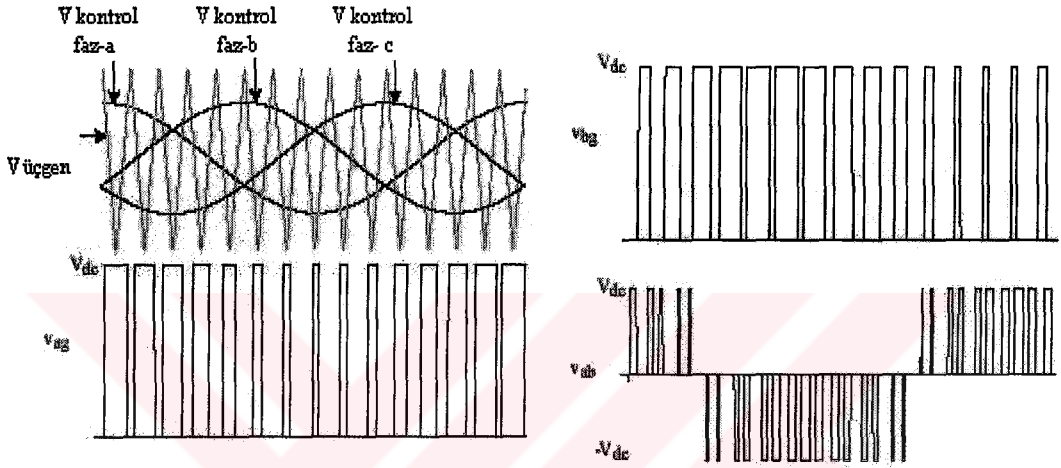
$$V_{\text{kontrol (faz-b)}} > V_{\text{üçgen}} , \text{ ise } T_{b+} \text{ iletimde}$$

$V_{\text{kontrol (faz-b)}} < V_{\text{üçgen}}$, ise T_{b-} iletimde

$V_{\text{kontrol (faz-c)}} > V_{\text{üçgen}}$, ise T_{c+} iletimde

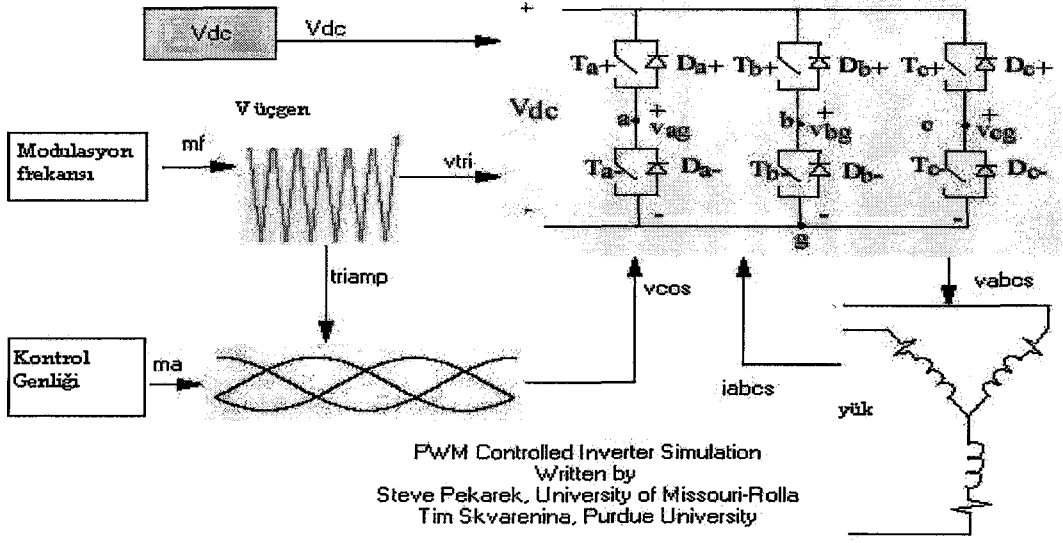
$V_{\text{kontrol (faz-c)}} < V_{\text{üçgen}}$, ise T_{c-} iletimde (4.21)

Şekil 4.19’da anahtarlama kontrolü grafiksel olarak görülmektedir.



Şekil 4.19. Anahtarlama kontrolünün grafiksel olarak gösterimi

Teorik olarak; faz kollarındaki anahtarlardan her biri asla aynı anda iletime ve kesime girmez. Bu yüzden V_{ag} , V_{bg} , V_{cg} gerilimleri; giriş gerilimi (V_{dc}) ile sıfır arasında değişir. Buna benzer anahtarlama kontrolünde, eviricinin faz-faz çıkış gerilimi alternatif akımdır. Üçgen dalga genliği sabit tutulur. Evirici çıkış geriliminin genişliği sinüzoidal kontrol geriliminin genişliği ayarlanarak kontrol edilir. Sinüzoidal dalga genliğinin üçgen dalga genliğine oranı genlik modülasyon oranını verir. Transistör iletime girdiğinde diyotlar zıt yönde akan yük akımına yol sağlar. Örneğin en üstteki transistör iletime girdiğinde yük akımı negatif ise transistöre paralel bağlı diyot, yük akımı pozitif olana kadar akımı üzerinden akıtır. Şekil 4.20’de indüktif yük bağlı sinüs-üçgen DGA yönteminin benzetimi görülmektedir. Bütün anahtarların ideal olduğu varsayılmıştır. Bu nedenle anahtarlar iletimde iken sıfır gerilim, kesimde iken sıfır akım geçirir.



Şekil 4.20. İndüktif yük bağlı sinüs-üçgen DGA yöntemi

Sistemin dinamik denklemleri kurulmalıdır. DGA eviricinin indüktif yükü beslediği durumda sistemin diferansiyel denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$p i_{as} = \frac{1.0}{L_s} (v_{as} - r_s i_{as}) \quad (4.22)$$

$$p i_{bs} = \frac{1.0}{L_s} (v_{bs} - r_s i_{bs}) \quad (4.23)$$

$$p i_{cs} = \frac{1.0}{L_s} (v_{cs} - r_s i_{cs}) \quad (4.24)$$

Kirchoff'un gerilim yasaları (KGY) kullanılarak faz gerilimleri aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$v_{as} = v_{ag} - v_{ng} \quad (4.25)$$

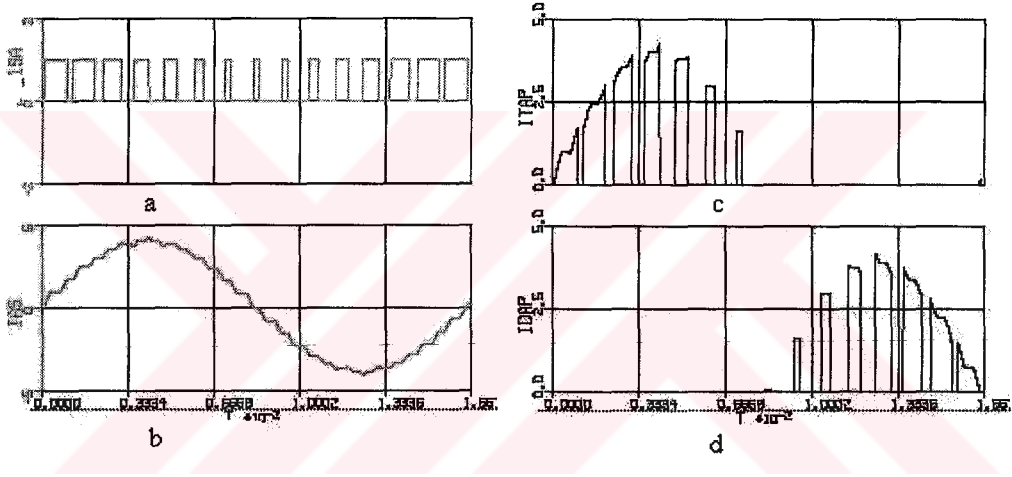
$$v_{bs} = v_{bg} - v_{ng} \quad (4.26)$$

$$v_{cs} = v_{cg} - v_{ng} \quad (4.27)$$

Yük yıldız bağlı olduğu için, faz akımları toplamı sıfırdır. Denklem (4.22), (4.23) ve (4.24)'den faz gerilimlerinin toplamı sıfırdır. Denklem (4.25), (4.26) ve (4.27) toplanarak nötr gerilimi olan V_{ng} aşağıdaki gibi ifade edilir.

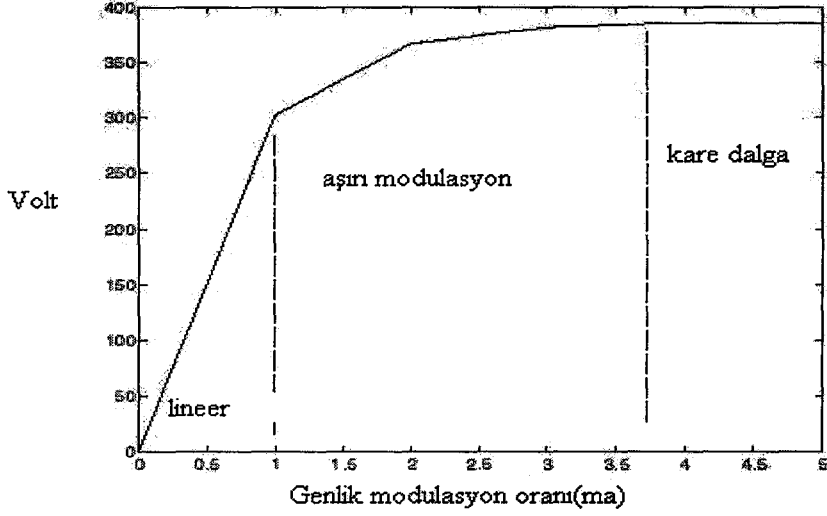
$$v_{ng} = \frac{1.0}{3.0}(v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}) \quad (4.28)$$

Bu model Sinüs-Üçgen karşılaştırmalı DGA yöntemini anlamada çok kullanışlı ve yararlı bir modeldir. Şekil 4.20'deki devrede a-fazı dikkate alınarak Şekil 4.21 elde edilmiştir. Eğer transistör iletimdeyse yük akımı negatiftir.



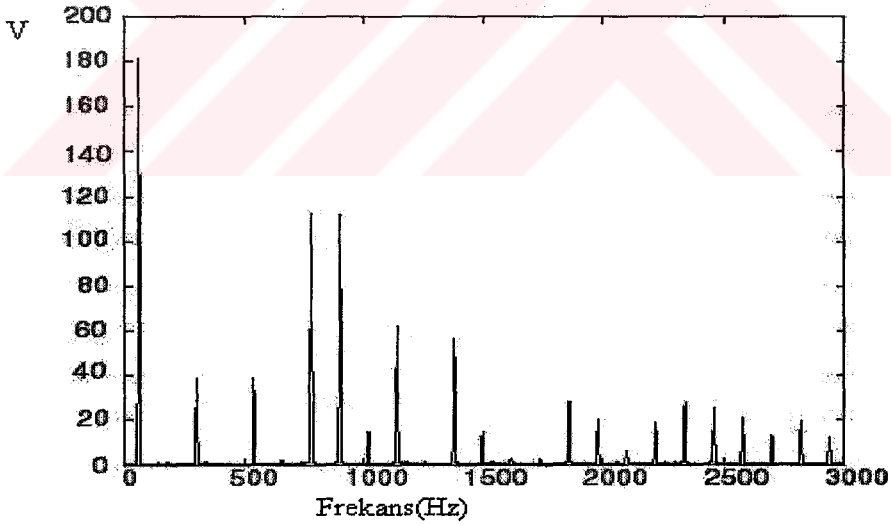
Şekil 4.21. a) Transistör anahtarlama sinyali b) Faz a'nın akımı c) Transistör akımı d) Diyot akımı

Modelin bir başka kullanımı; faz-faz geriliminin temel frekansının genliğini genlik modülasyon oranının fonksiyonu olarak belirlemektir. Faz-faz gerilimi ile genlik modülasyon oranını frekans domeninde görebileceğimiz bir fonksiyona ve dönüşüme ihtiyacımız var. Örneğin FFT gibi dönüştürücü ile Matlab'ta bunun benzetimi yapılabilir. Şekil 4.22'de görüldüğü gibi genlik modülasyon oranı (m_a) 1'e eşit veya 1'den küçükse faz-faz gerilimi lineer olarak artar. Genlik modülasyon oranının $m_a > 1$ olduğu bölge (aşırı modülasyon) bölgesidir. Faz-faz gerilimi non-lineer olarak artmaya devam eder. Belli bir değerden sonra artık artmaz ve sabit bir değere oturur. Bu bölgede kare dalga çalışma bölgesi olarak adlandırılır.



Şekil 4.22. Faz-faz geriliminin genlik modülasyon oranına (ma) göre değişimi

Sinüs-Üçgen DGA tasarımı sistemdeki harmonikleri minimize etmek için idealdir. Sistemin harmonik performansı Şekil 4.23'de görülmektedir. Faz-faz geriliminin frekans cevabı FFT yöntemi kullanılarak hesaplanmaktadır.

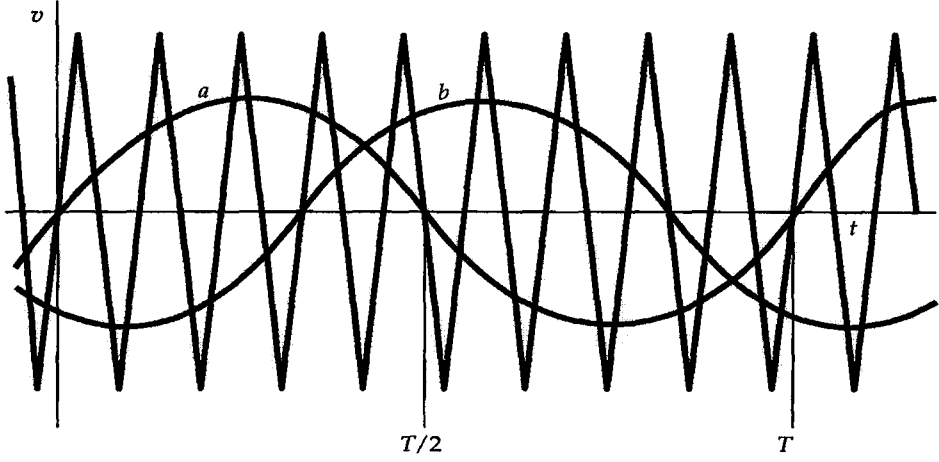


Şekil 4.23. Evirici faz-faz geriliminin frekans spektrumu

4.5 Çok Fazlı Eviricilerde Darbe Genişlik Ayarı

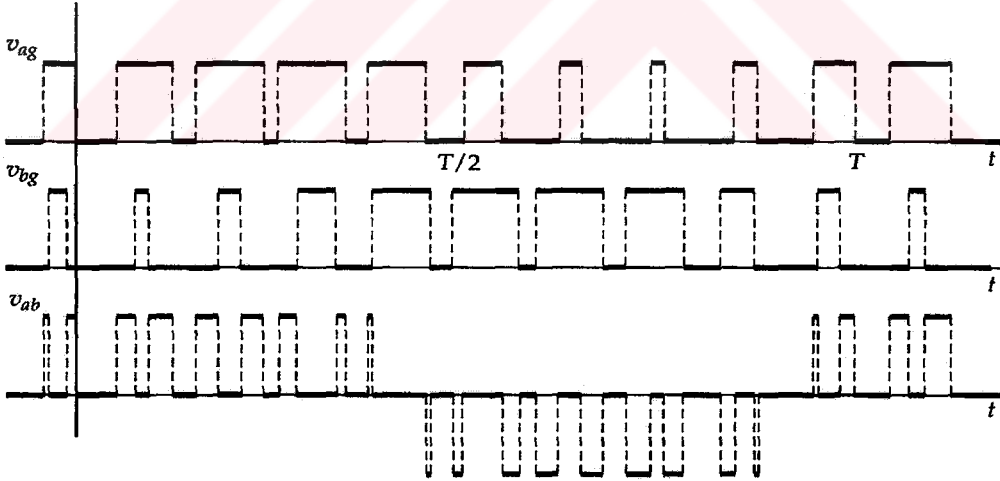
Bölüm 1’de bahsedilen altı adımlı eviricide kontrol basit olmasına rağmen DA kaynak geriliminin ayarlanması gerekmektedir. Şayet evirici DGA tipi ise ayarlı bir DA kaynağına gerek yoktur. DGA işlemi çıkışın harmonik içeriğini kontrol etmekle beraber eviricinin çıkış geriliminin genliğini de kontrol eder. Çok fazlı eviricilerde DGA metodunda gerilimlerin dengeli oluşması ve çift harmoniklerin oluşmasını önleyen düzenlemelerin yapılması gibi bazı sınırlamalar vardır. Sınırlamanın birisi yarım dalgadaki darbe sayısının 3 ile bölünebilir olmasıdır. Başka bir sınırlama ise darbe sayısının tek olmasıdır. İşlem birkaç yolla uygulanabilirse de buradaki metot sadece temsili bir örnek olacaktır. Optimal bir metot olmayabilir fakat anlaşılması bakımından oldukça kolay ve tek fazlı işleme benzer özellikler taşımaktadır.

Şekil 4.24’de bir üçgen dalga ile 120° faz farklı iki sinüs dalgası aynı eksen üzerinde görülmektedir. İstenilen çıkış genliğinde sinüzoidal dalga, üçgen dalga şeklinin ortasına yerleştirilmiştir. Bu işlem Şekil 1.16’da gösterilen basit üç fazlı köprü eviriciye uygulanmıştır. S_1 ve S_4 anahtarlarında oluşan eviricinin a kutbu aşağıdaki gibi kontrol edilir. Sinüzoidal dalga a, üçgen dalgadan büyük olduğu zaman S_4 açılırken S_1 kapanır. Sinüs dalgası üçgen dalgadan küçük olduğu zaman S_1 açılırken S_4 kapanır. Negatif DA bara gerilimine göre g noktası a noktasındaki sonuç gerilim Şekil 4.25’de görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi b kutbu da B sinüzoidal dalgası kullanılarak kontrol edilir. Sistem, A fazı ile aynıdır. Sadece sağa doğru 120° kaymıştır. Şekilde gösterilmemekle birlikte C fazı da aynı şekilde kontrol edilir.



Şekil 4.24. Üçgen dalga ile iki sinüs dalgasının aynı ekseninde gösterimi

Eviricinin yüküne (genellikle üç fazlı bir motor) uygulanan faz geriliminden biri de Şekil 4.25’de gösterilmiştir. Bu gerilim A kutup geriliminden B kutup geriliminin çıkarılması ile bulunur. Negatif bara gerilimi ile A arasındaki gerilimlerin motorun faz-nötr gerilimi ile aynı olmadığına dikkat etmek gerekir.

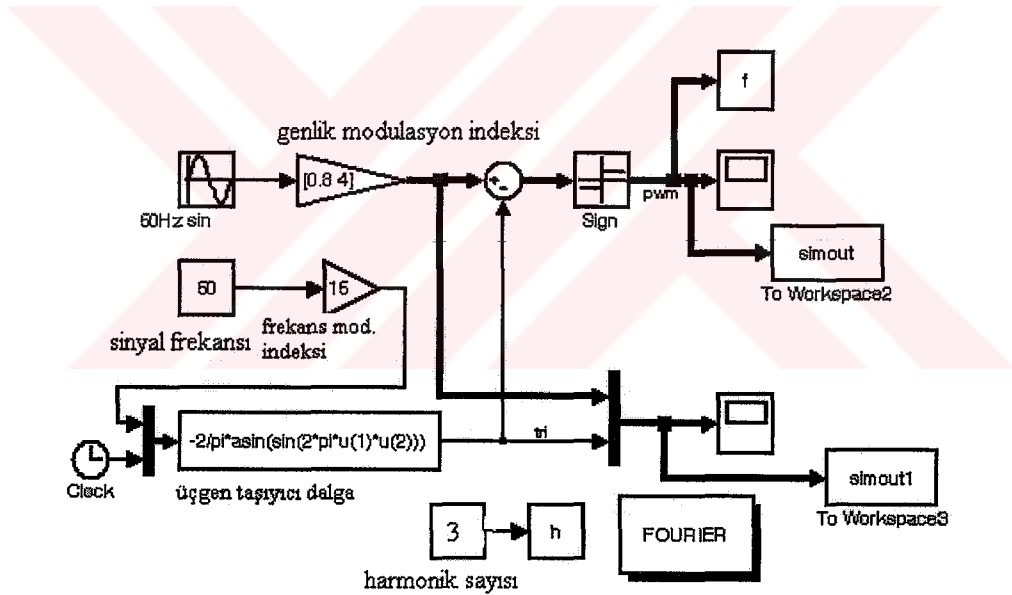


Şekil 4.25. Eviricinin yüküne uygulanan faz gerilimleri

BÖLÜM 5. BENZETİM SONUÇLARI

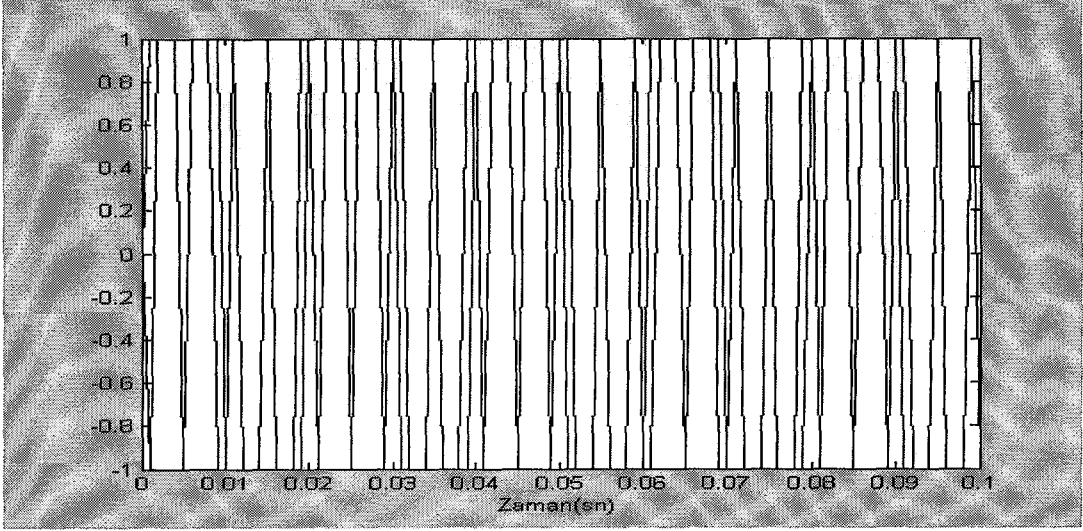
5.1 Sinüzoidal DGA Sinyali Matlab Modeli

Bu bölümde konunun daha iyi anlaşılması için Matlab- simulink programı yardımıyla yapılan benzetimlere yer verilmiştir. Sinüs-üçgen karşılaştırması açıklanmaya çalışılmıştır. Frekans artırılarak sonuçlar karşılaştırılmıştır. Üç değişik frekans değeri alınarak bu değerlerdeki sonuçlar gözlemlenmeye çalışılmıştır. Şekil 5.1'de sinüzoidal DGA sinyalinin Matlab simulink modeli görülmektedir.

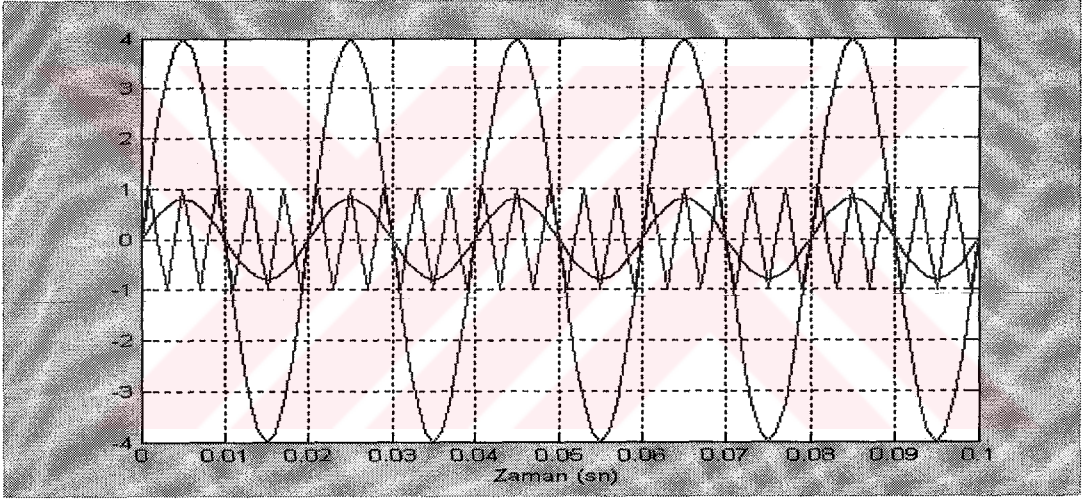


Şekil 5.1. Sinüzoidal DGA sinyali matlab modeli

Şekil 5.2'de frekans 50Hz iken DGA sinyali görülmektedir. Şekil 5.3'te Sinüs-Üçgen karşılaştırması (f=50Hz) durumunda sinyallerin şekli görülmektedir.

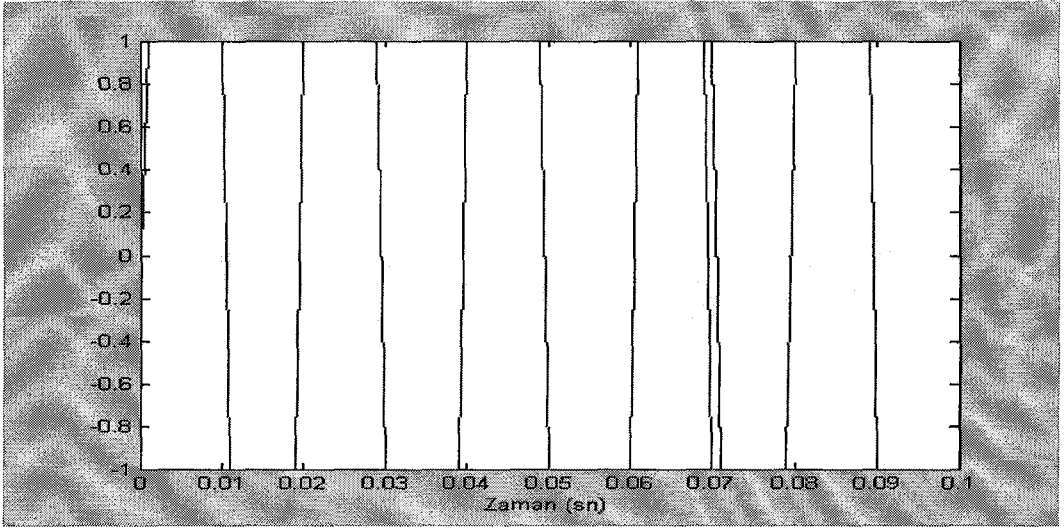


Şekil 5.2. DGA sinyali ($f=50\text{Hz}$)

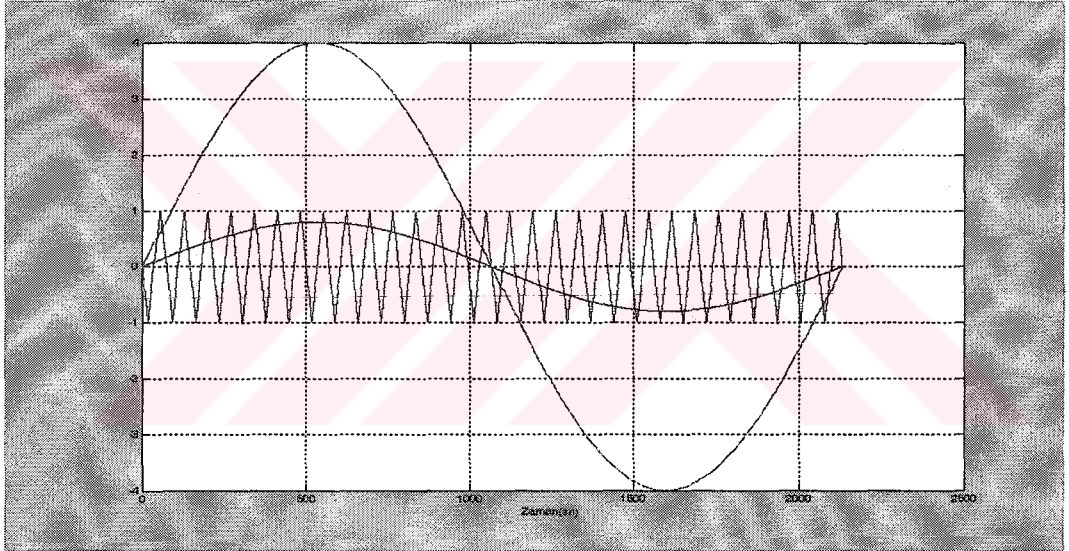


Şekil 5.3. Sinüs-üçgen karşılaştırması ($f=50\text{Hz}$)

Frekansı 100Hz yaptığımızda DGA sinyalinin şekli Şekil 5.4'te görüldüğü gibidir. Bu durumda Sinüs-Üçgen DGA yöntemi Şekil 5.5'teki hali alır.

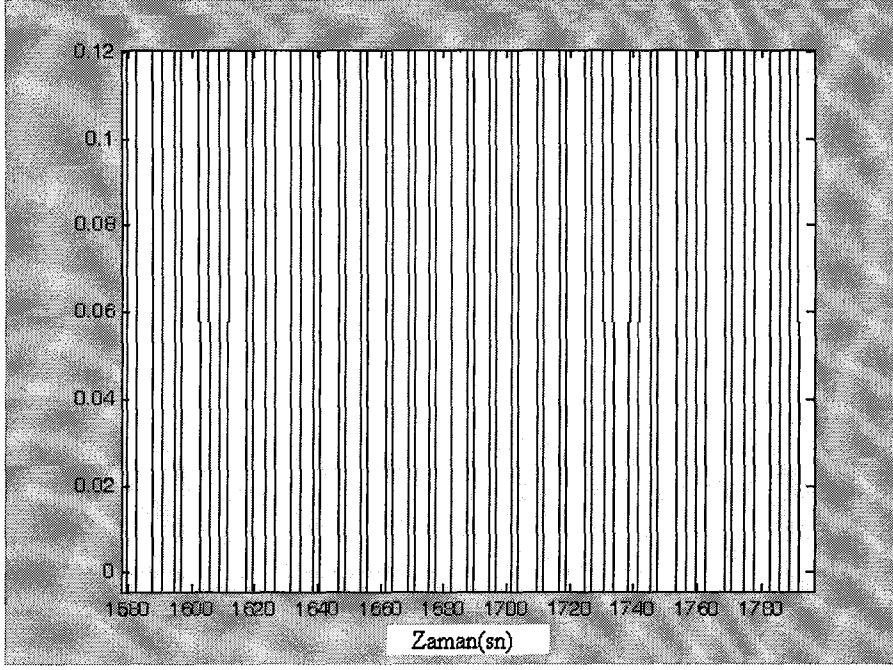


Şekil 5.4. DGA sinyali ($f=100\text{Hz}$)

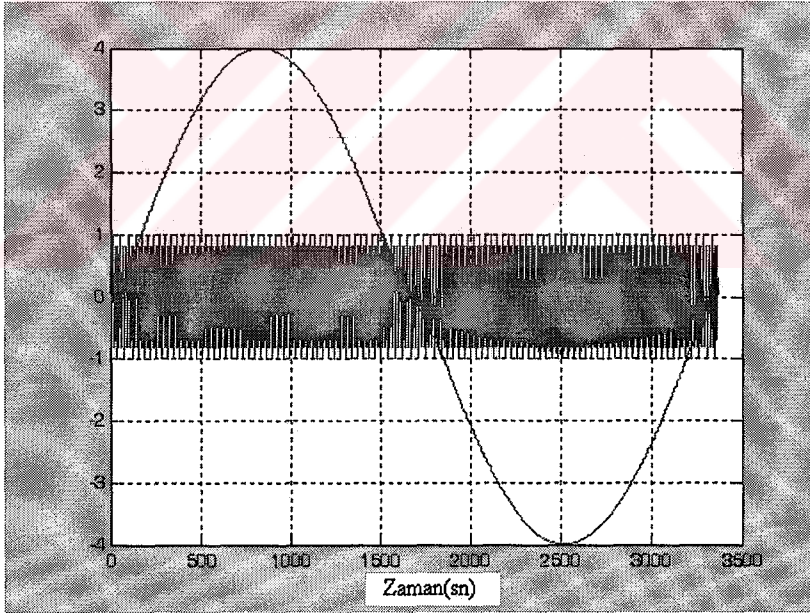


Şekil 5.5. Sinüs-üçgen karşılaştırması ($f=100\text{Hz}$)

Frekansı 1000Hz yaptığımızda DGA sinyalinin şekli Şekil 5.4'de görüldüğü gibidir. Bu durumda sinüs-üçgen DGA yöntemi Şekil 5.5'deki hali alır.



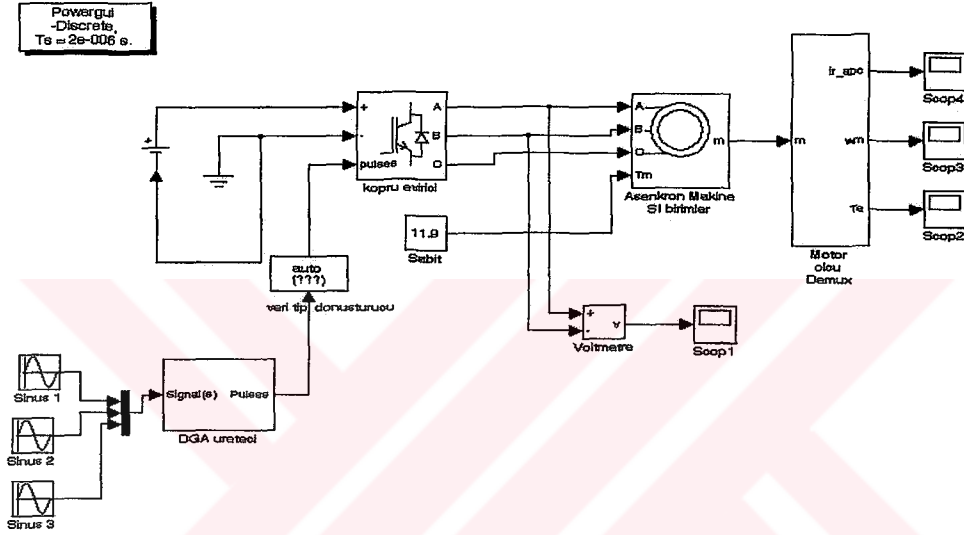
Şekil 5.6. DGA sinyali ($f = 1000\text{Hz}$)



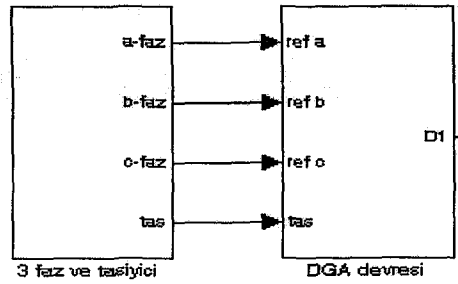
Şekil 5.7. Sinüs-üçgen karşılaştırması ($f = 1000\text{Hz}$)

5.2 Üç Fazlı Eviricide DGA Uygulaması

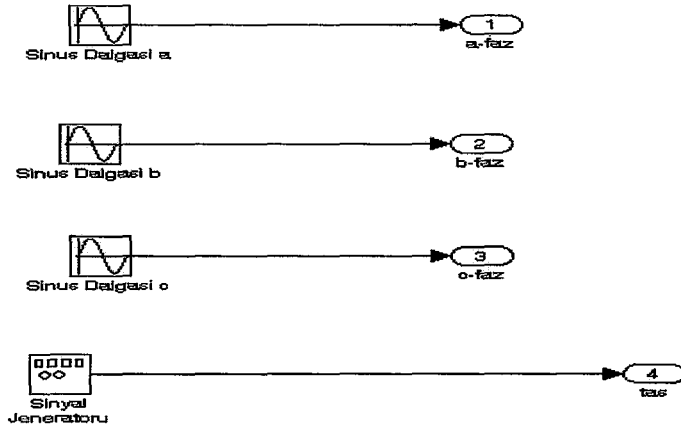
Sistemin genel görünümü Şekil 5.8’de görülmektedir. Yük olarak sincap kafesli asenkron motor (3HP, 220V, 50Hz) seçilmiştir. Eviriciye 510V dc gerilim uygulanmıştır. Sinüs-Üçgen, Sinüs-Kare Dalga ve Sinüs-Testere dişi karşılaştırmalı DGA yöntemlerindeki sonuçlar irdelenmiştir. Her bir durumda modülasyon indeksi ve taşıyıcı frekans değiştirilerek çıkış değerleri elde edilmiştir.



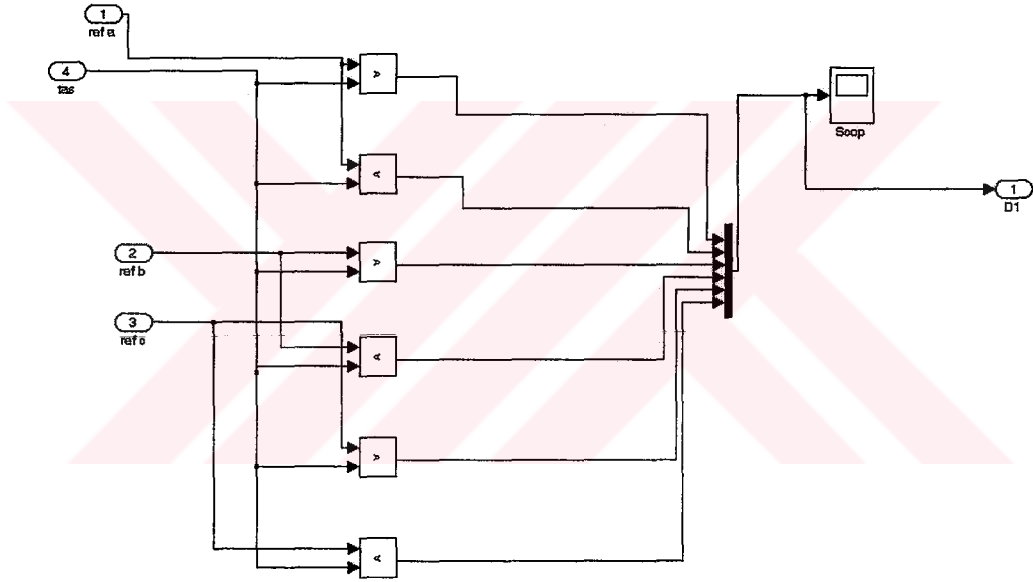
Şekil 5.8. Benzetimi yapılan sistemin genel görünümü



Şekil 5.9. Üç faz sinyal ile taşıyıcı sinyal ve DGA devresinin blok diyagramı



Şekil 5.10. Üç faz ve taşıyıcı sinyallerin Simulinkteki görünümü



Şekil 5.11. DGA devresinin simulink modeli

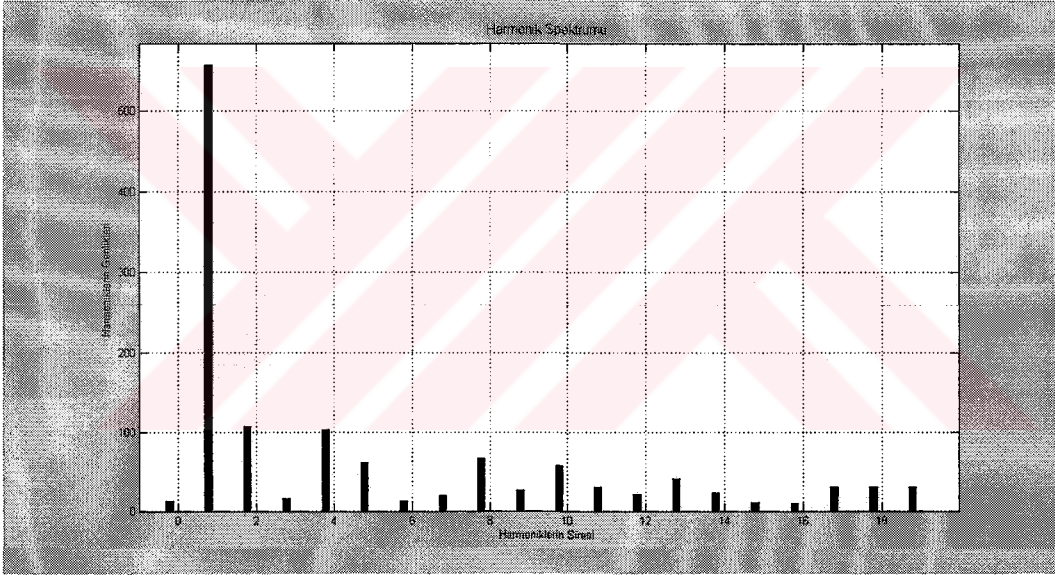
5.2.1 Sinüs-Üçgen DGA yöntemindeki sonuçlar

Üç değişik durum ele alınmıştır. Birinci durumda temel frekans 50Hz, Taşıyıcı Frekans (TF) = 10kHz ve modülasyon indeksi $m = 0,4$ alınmıştır. İkinci durumda diğer parametreler sabit olmak şartıyla modülasyon indeksi $m=0,8$ yapılmıştır. Üçüncü durumda ise taşıyıcı frekans 20kHz yapılmıştır. Dikkat edilirse her seferinde bir parametre değiştirilerek sonuca nasıl bir etki yaptığı görülmek istenmektedir. TF=10kHz ve $m=0,4$ olduğu durumdaki sonuçlar Şekil 5.12, Şekil 5.13, Şekil 5.14,

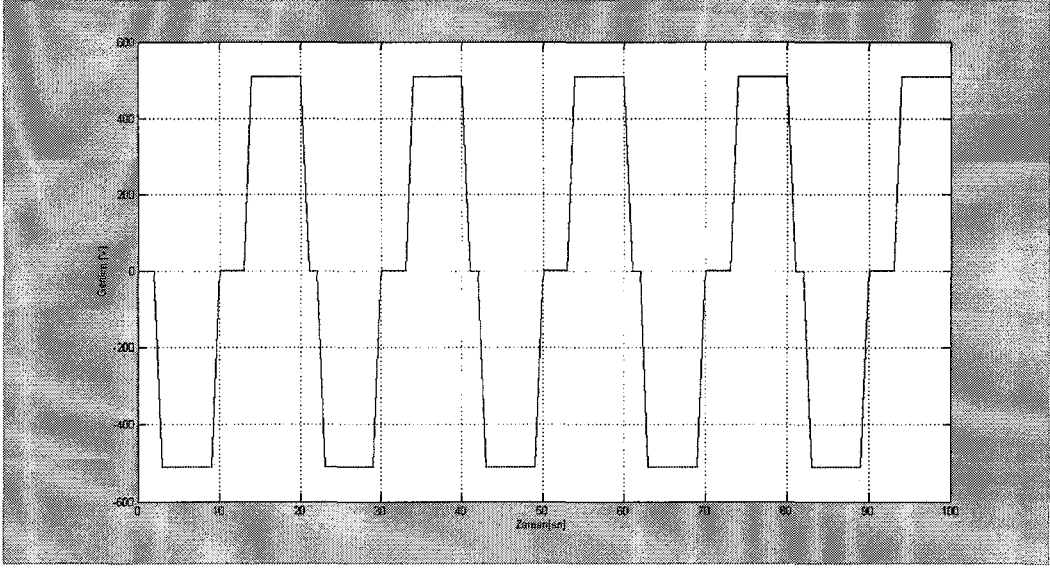
Şekil 5.15, Şekil 5.16, Şekil 5.17, Şekil 5.18, Şekil 5.19, Şekil 5.20 ve Şekil 5.20'de görülmektedir. THB, % 1,675'dir. Modülasyon indeksi 0,8 yapıldığında THB, % 0,93 olarak bulunmuştur. TF=10kHz ve m=0,8 durumundaki sonuçlar Şekil 5.22, Şekil 5.23, Şekil 5.24, Şekil 5.25, Şekil 5.26'da görülmektedir. Taşıyıcı frekansını 20kHz yaptığımızda THB, % 0,9286 olarak elde edilmiştir. Bu durumdaki sonuçlar Şekil 5.27 ve Şekil 5.28'de görülmektedir.

5.2.1.1 Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz ve m=0,4 durumu

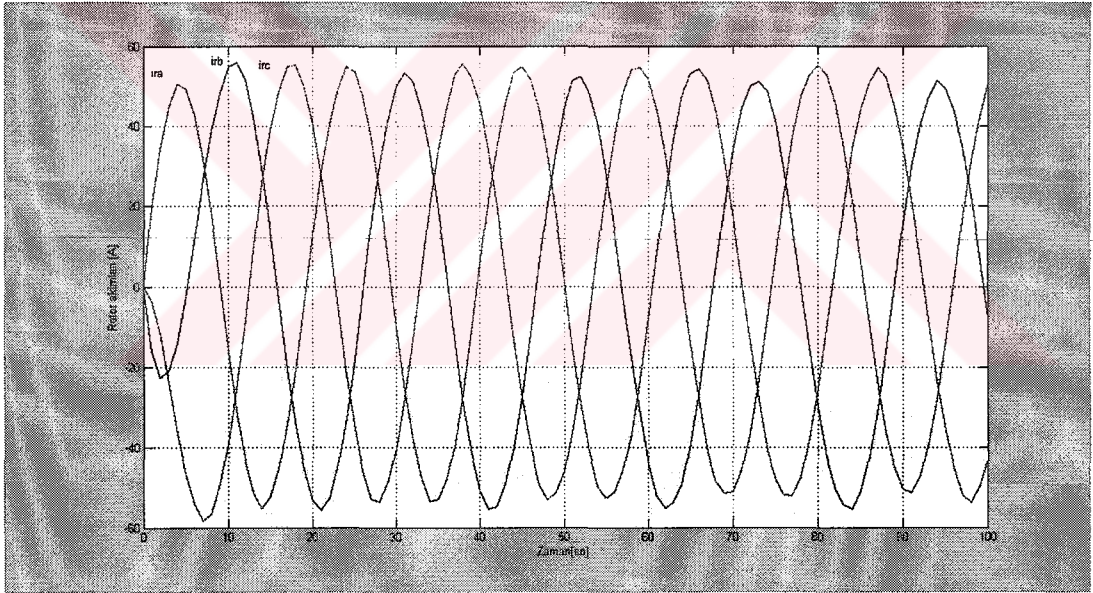
Şekil 5.12'de yük gerilimindeki harmonikler görülmektedir. Bu durumda THB, % 1,675 çıkmıştır.



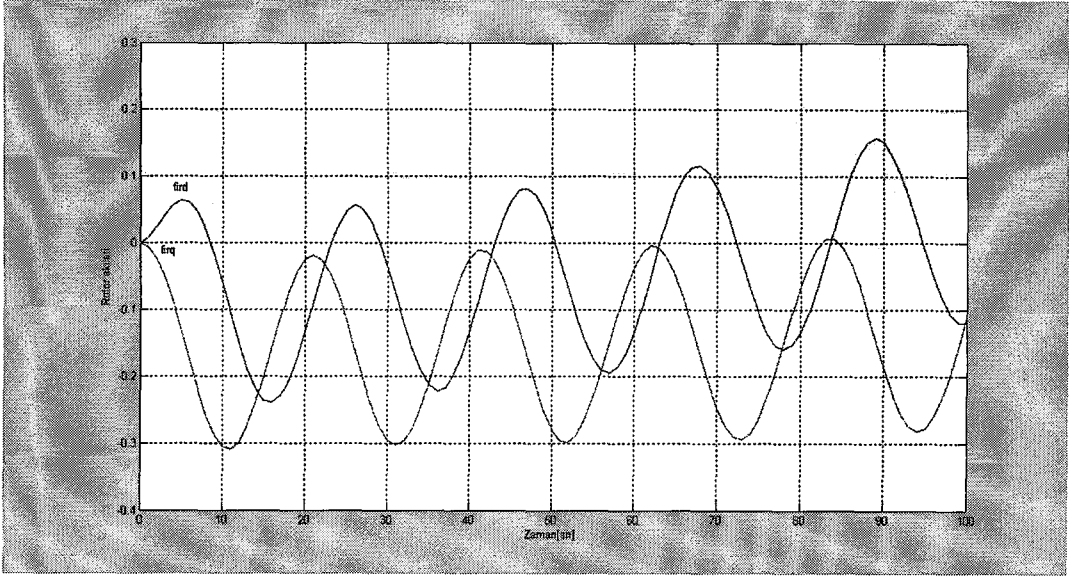
Şekil 5.12. Harmonik spektrumu (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4)



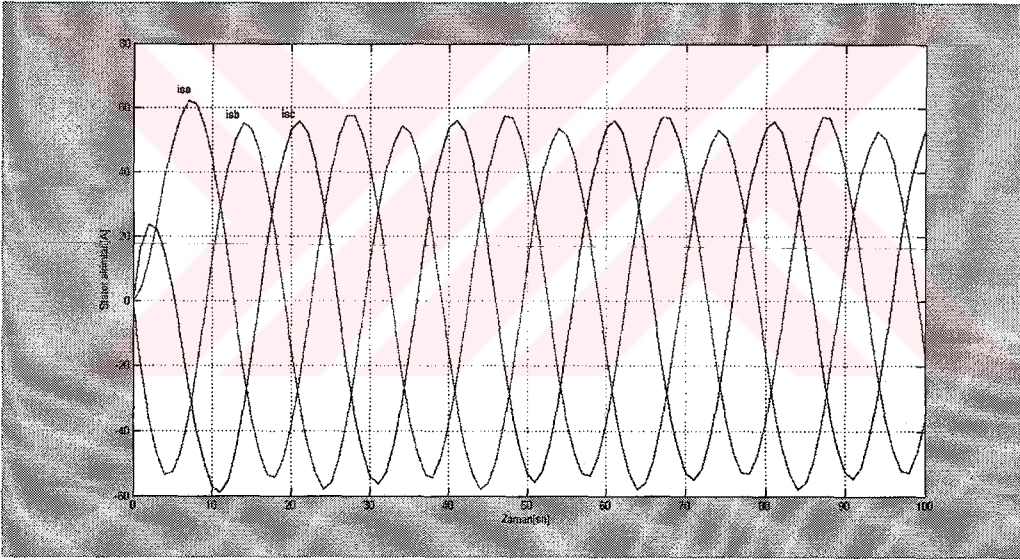
Şekil 5.13. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4)



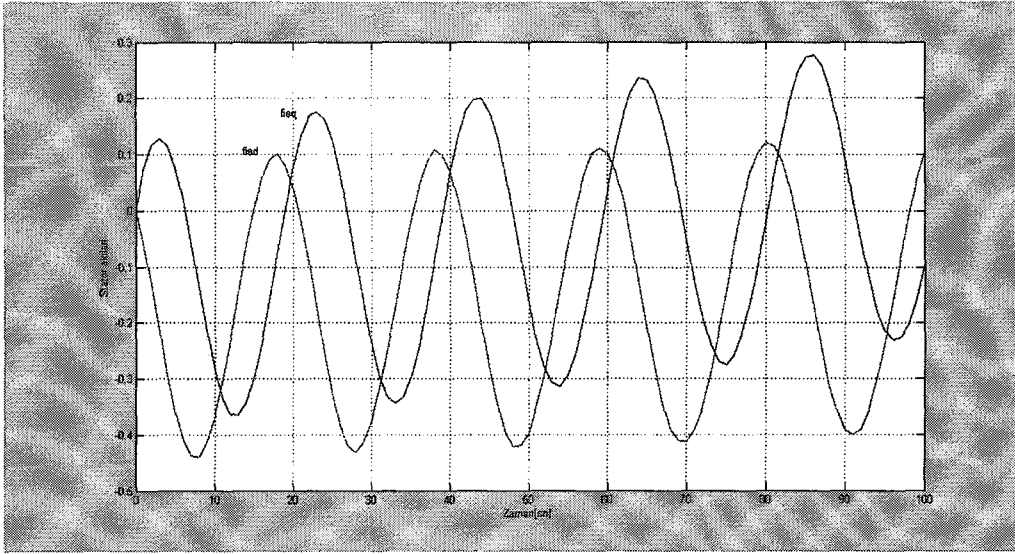
Şekil 5.14. Rotor akımları (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4)



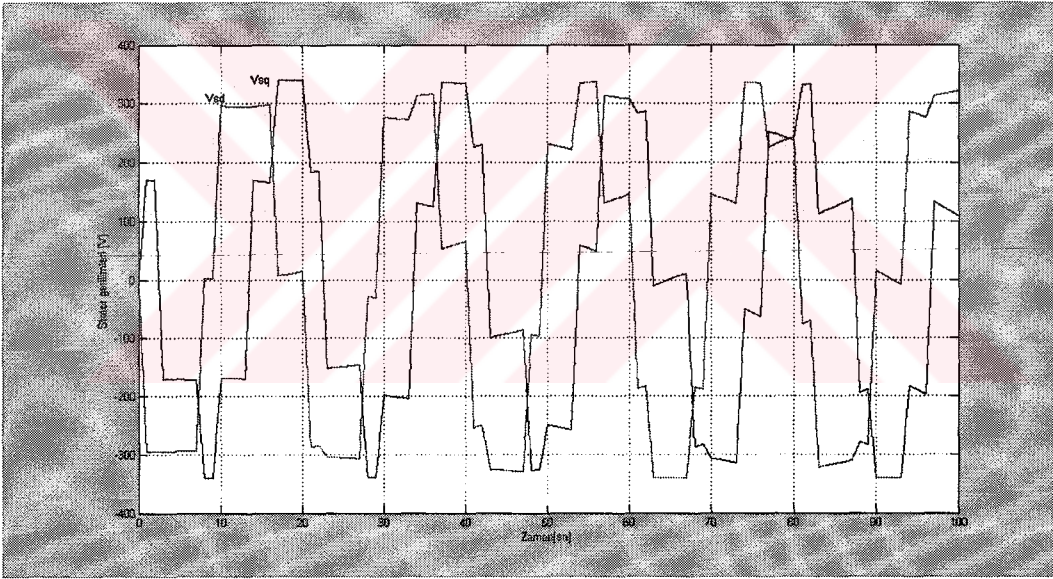
Şekil 5.15. Rotor akıları(Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4)



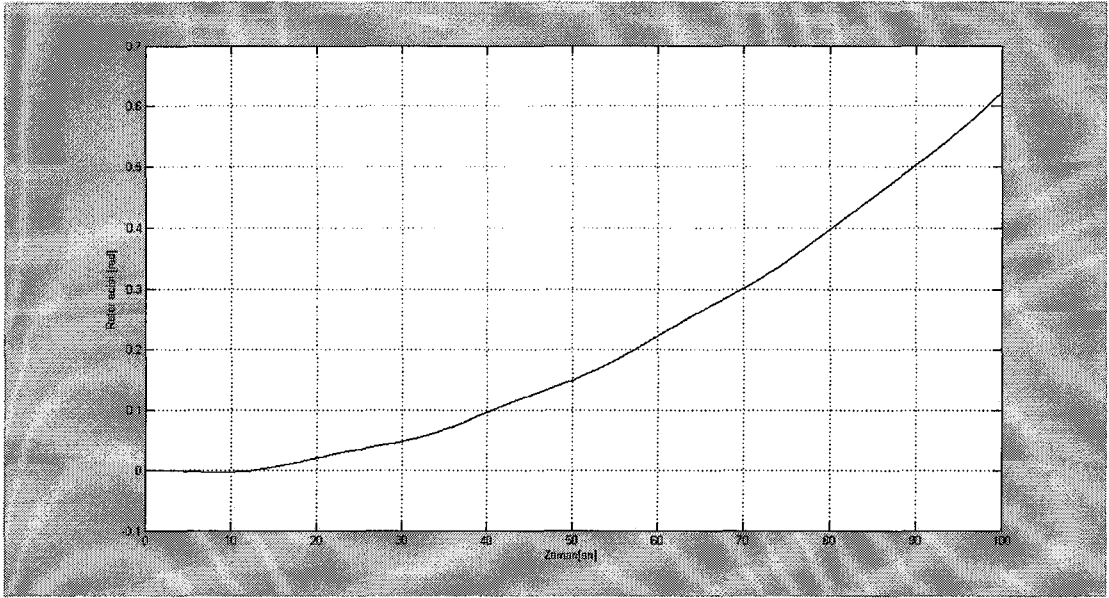
Şekil 5.16. Stator akımları(Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4)



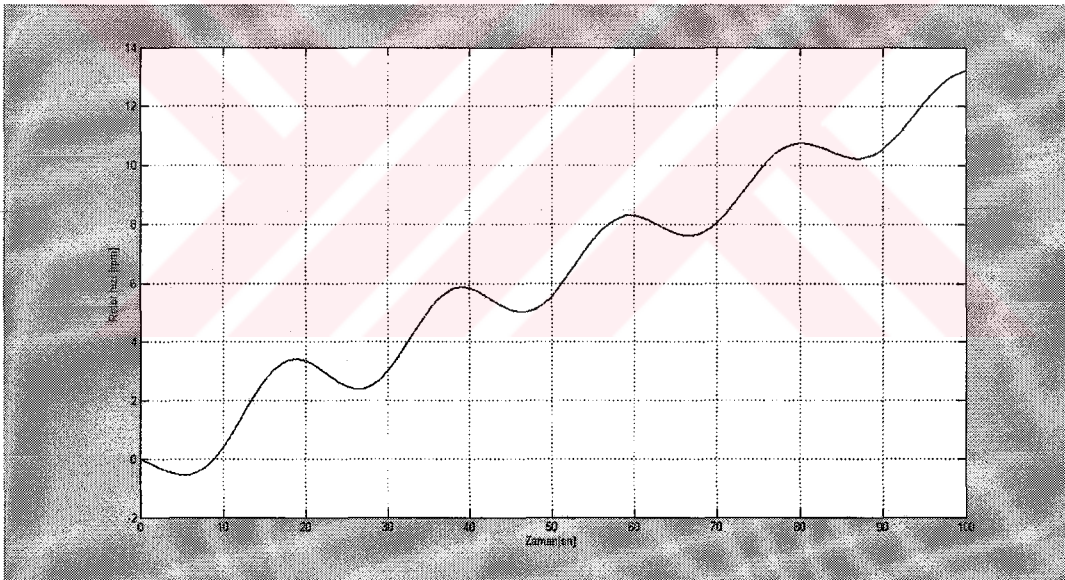
Şekil 5.17. Stator akıları(Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4)



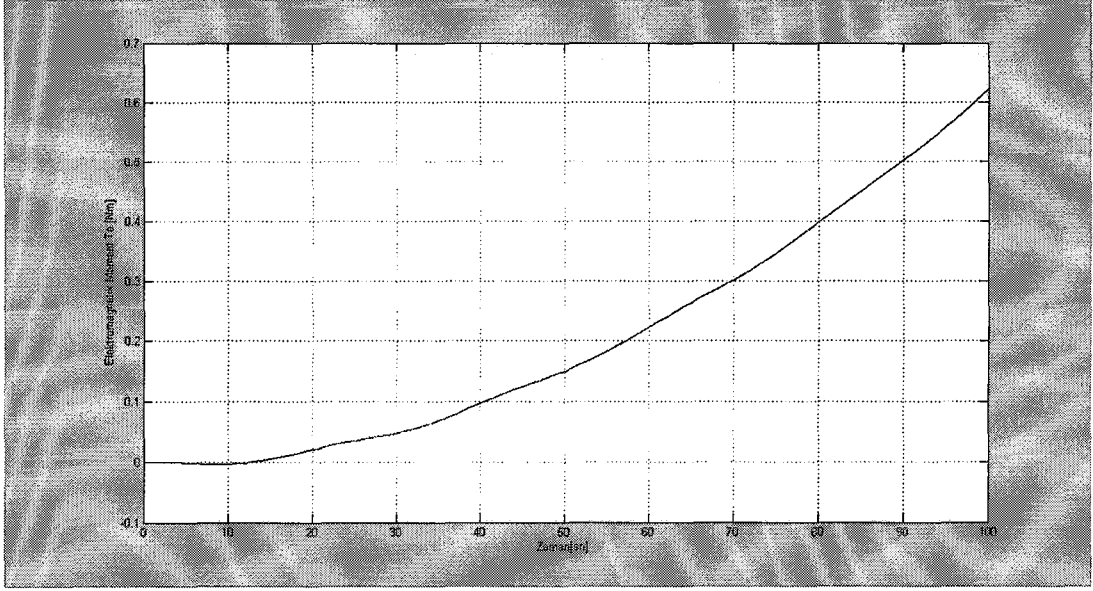
Şekil 5.18. Stator gerilimleri(Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4)



Şekil 5.19. Rotor açısı(Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4)



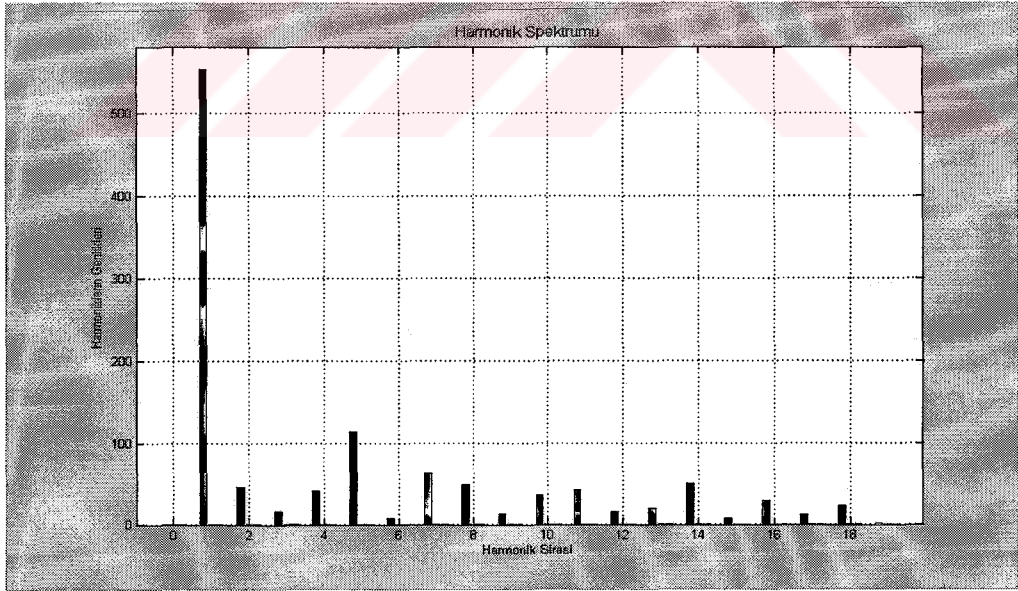
Şekil 5.20. Rotor hızı(Sinüs-Üçgen DGA,TF=10kHz, m=0,4)



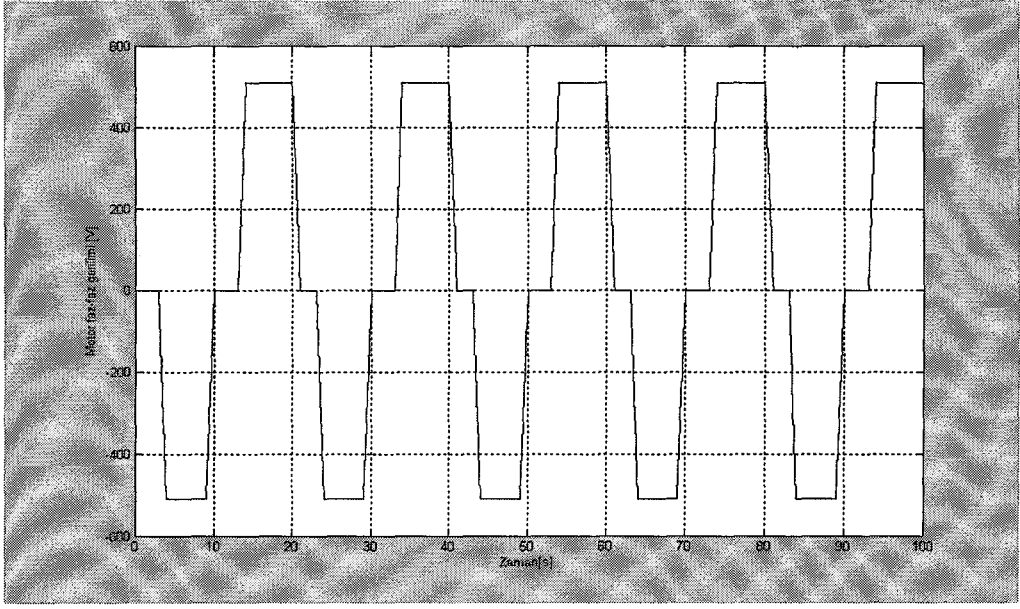
Şekil 5.21. Elektromanyetik moment (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,4)

5.2.1.2 Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz ve m=0,8 durumu

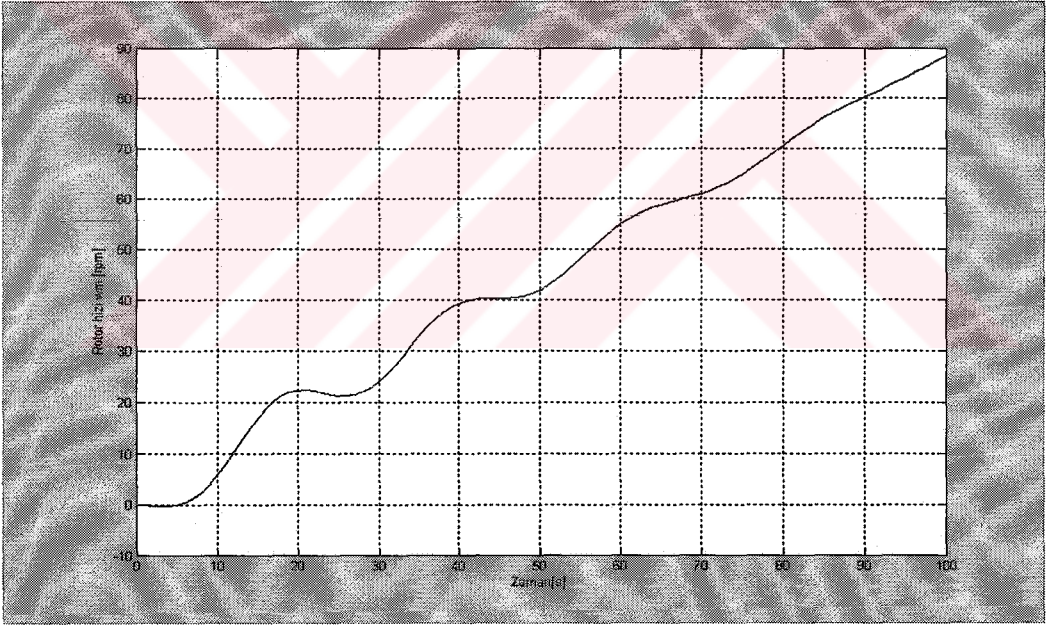
Bu durumda taşıyıcı frekansı 10kHz'dir. THB, % 0,93 çıkmıştır.



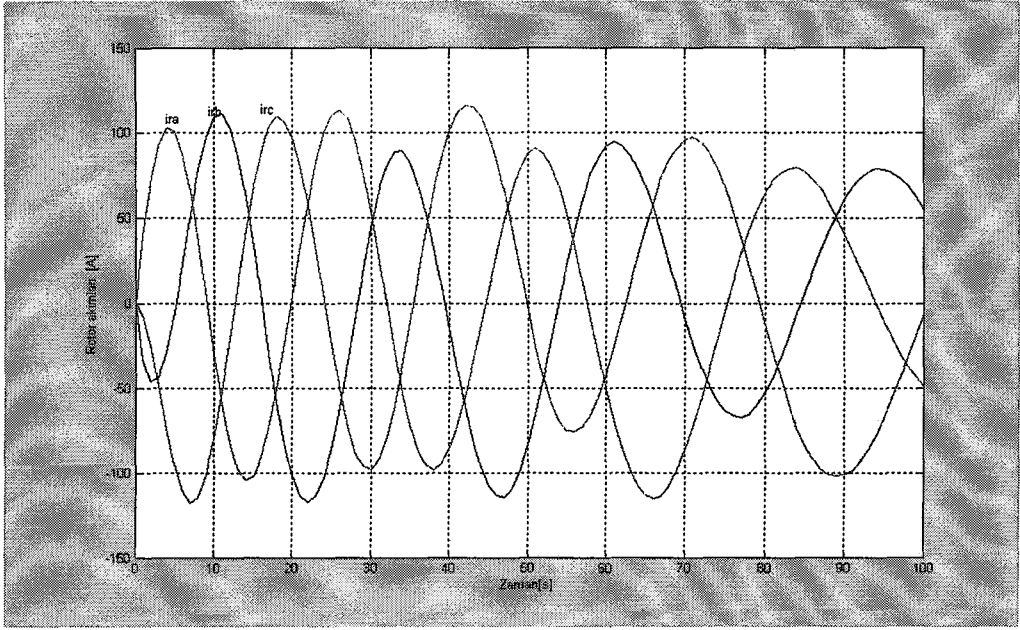
Şekil 5.22. Harmonik spektrumu (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,8)



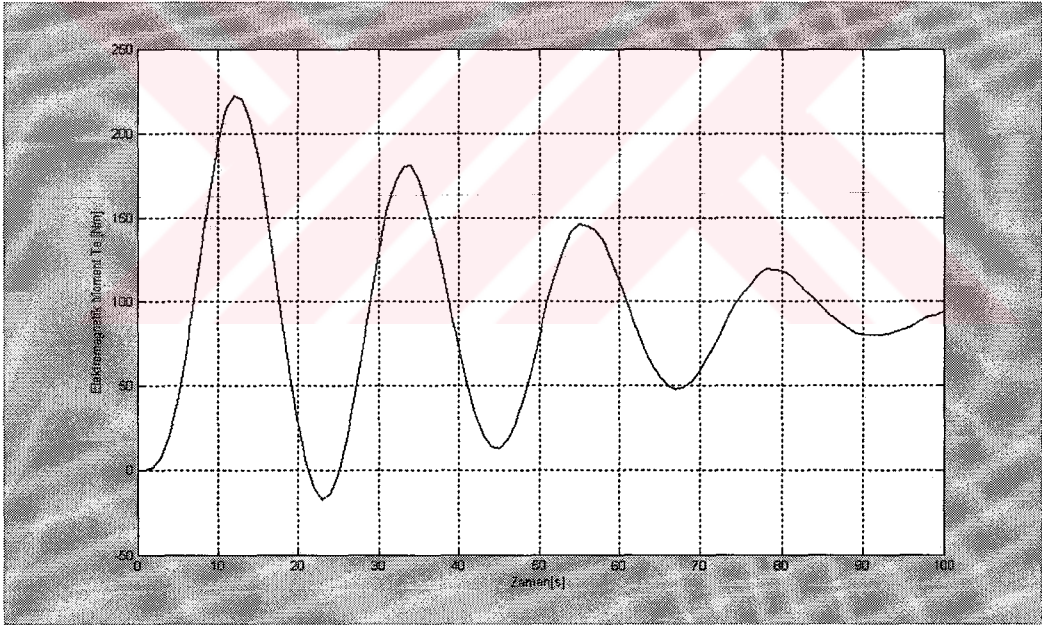
Şekil 5.23. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,8)



Şekil 5.24. Rotor hızı (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,8)



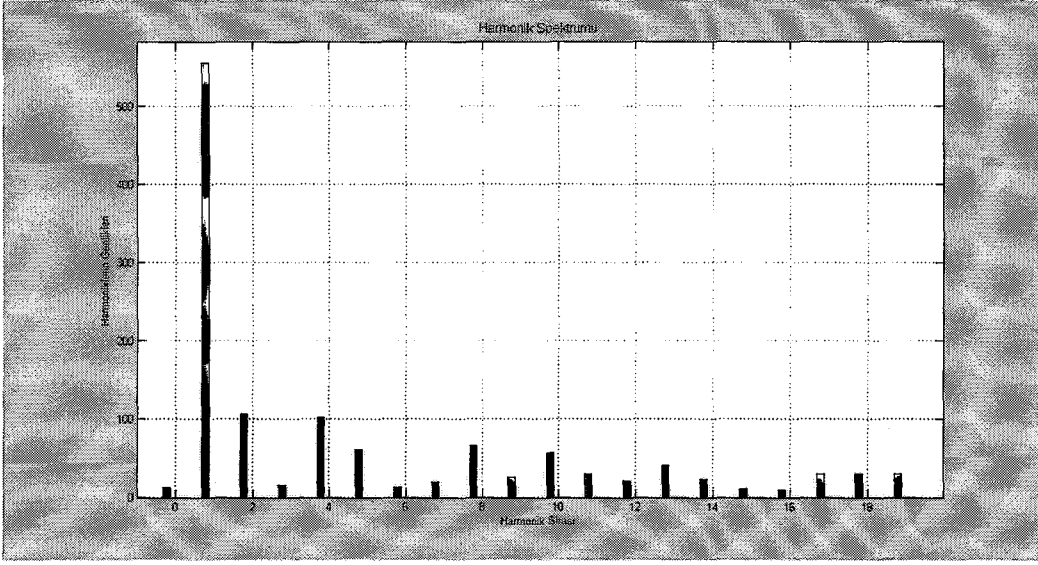
Şekil 5.25. Rotor akımları (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,8)



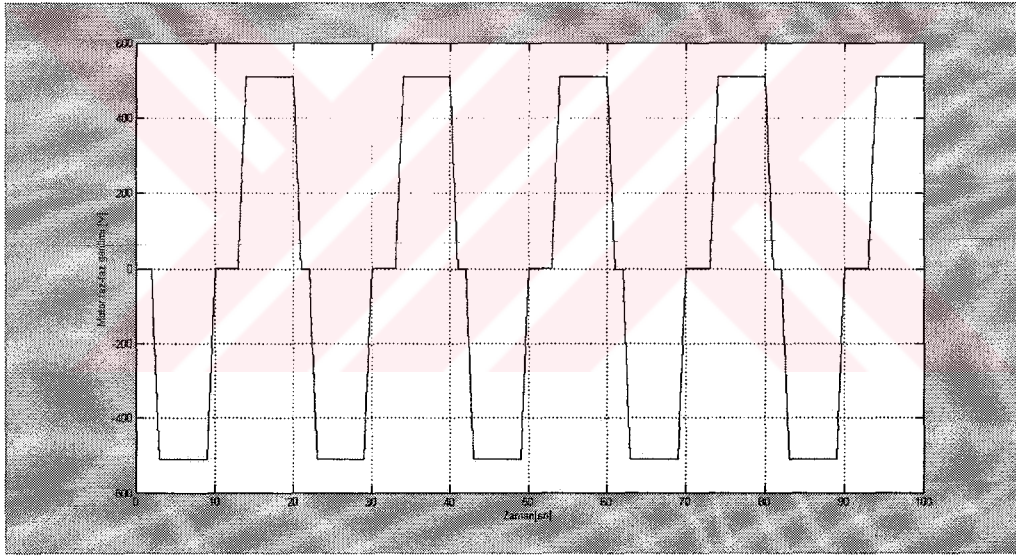
Şekil 5.26. Elektromagnetik moment (Sinüs-Üçgen DGA, TF=10kHz, m=0,8)

5.2.1.3 Sinüs-Üçgen DGA, TF=20kHz ve m=0,8 durumu

Bu durumda taşıyıcı frekansı 20kHz'dir. THB, % 0,9286 çıkmıştır.



Şekil 5.27. Harmonik spektrumu (Sinüs-Üçgen DGA, TF=20kHz, m=0,8)



Şekil 5.28. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Üçgen DGA, TF=20kHz, m=0,8)

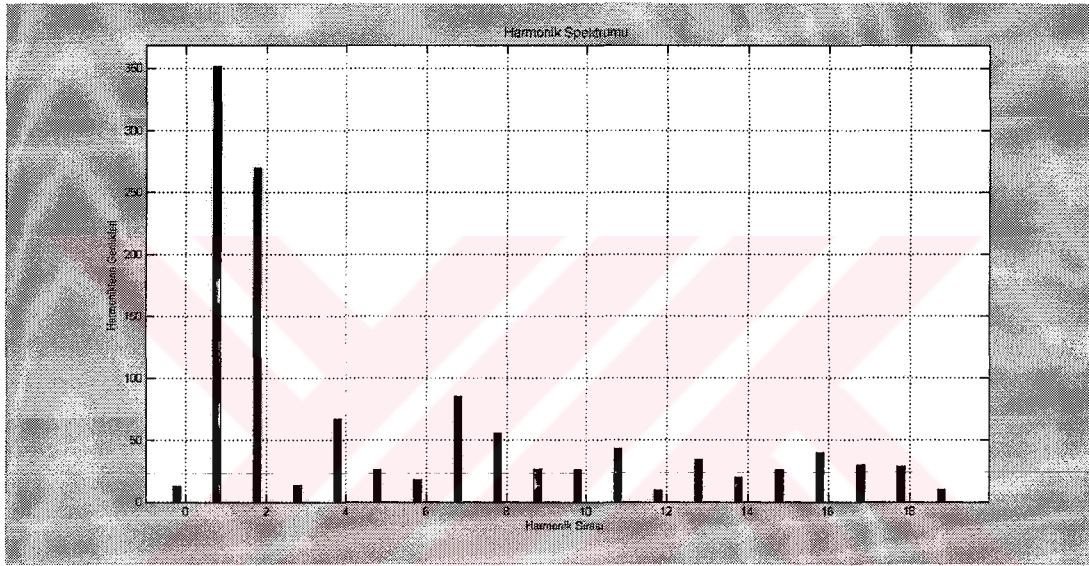
5.2.2 Sinüs-Kare Dalga DGA yöntemindeki sonuçlar

Bu kez DGA yöntemi Sinüs-Kare Dalga karşılaştırmalı DGA yapılmıştır. Bazı parametreler değiştirilerek bu parametrelerin sonuçlara etkisi incelenmiştir. Frekans 50Hz'dir. TF=10kHz ve m=0,8 durumundaki sonuçlar Şekil 5.29, Şekil 5.30, Şekil 5.31, Şekil 5.32 ve Şekil 5.33'de gösterilmiştir. Taşıyıcı frekansı 10kHz ve modülasyon indeksi 0,8 iken THB, % 0,9338 olarak bulunmuştur. Taşıyıcı frekansı

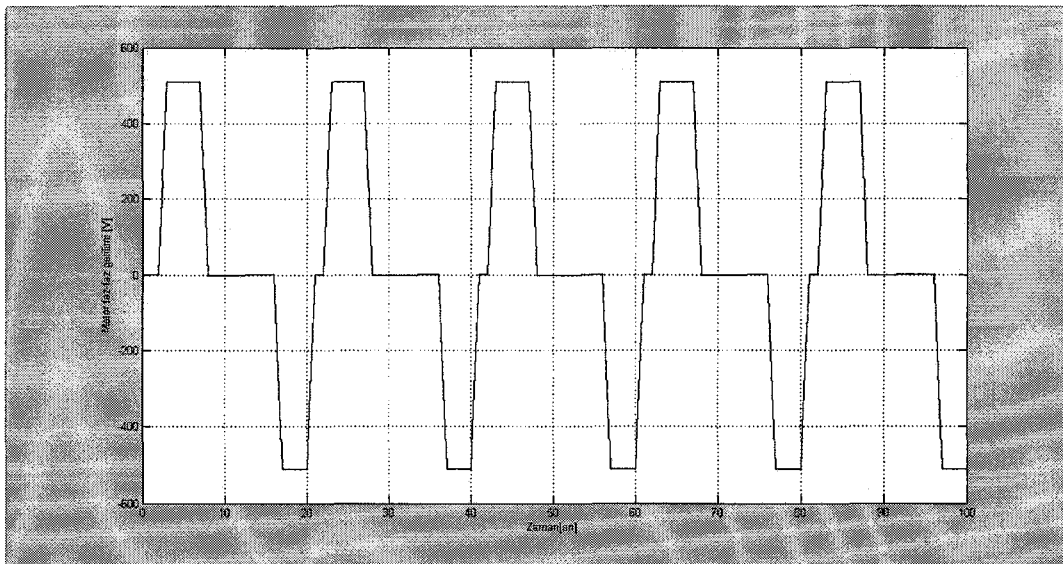
20kHz yaptığımızda THB, % 0,9437 çıkmıştır. Taşıyıcı frekans 20kHz ve modülasyon indeksi 0,8 olduğu durumdaki sonuçlar Şekil 5.34 ve Şekil 5.35’de gösterilmiştir.

5.2.2.1 Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8 durumu

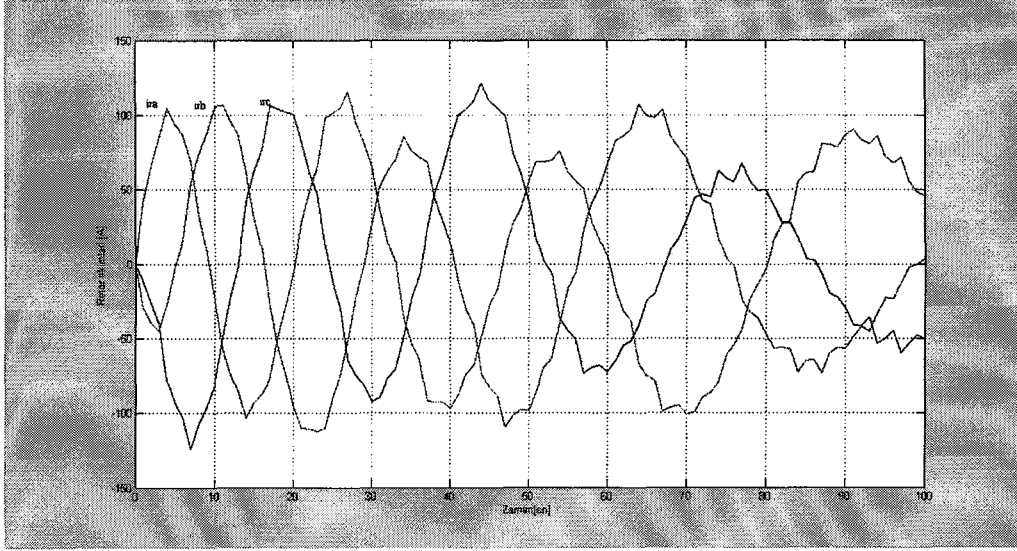
Bu durumda taşıyıcı frekans 10kHz’e çıkarılmıştır. Frekans 50Hz’dir. Bu durumda THB, % 0,9338 çıkmıştır.



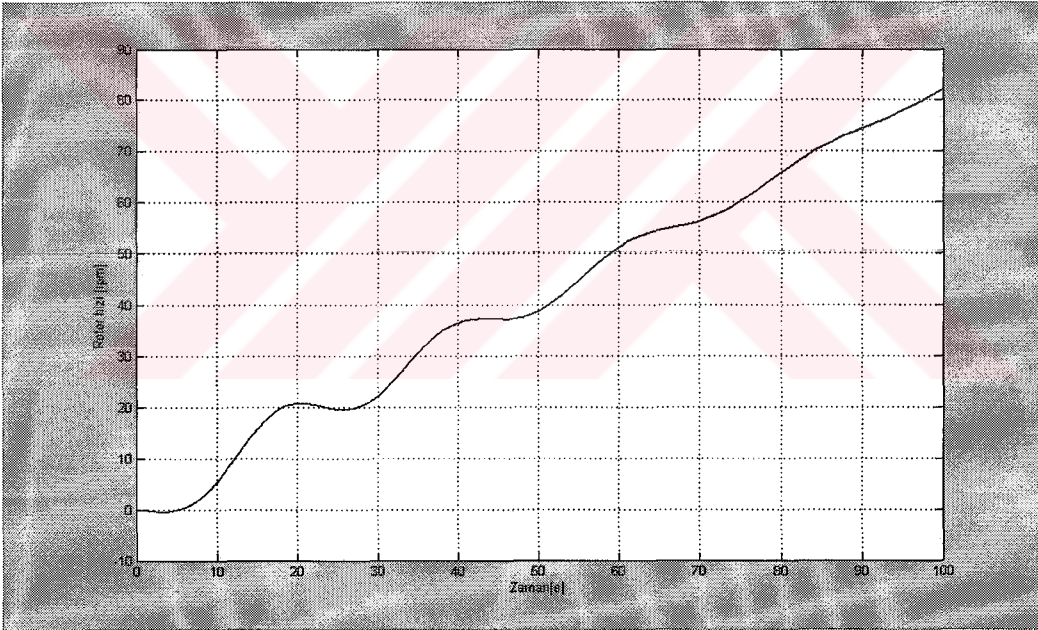
Şekil 5.29. Harmonik spektrumu (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8)



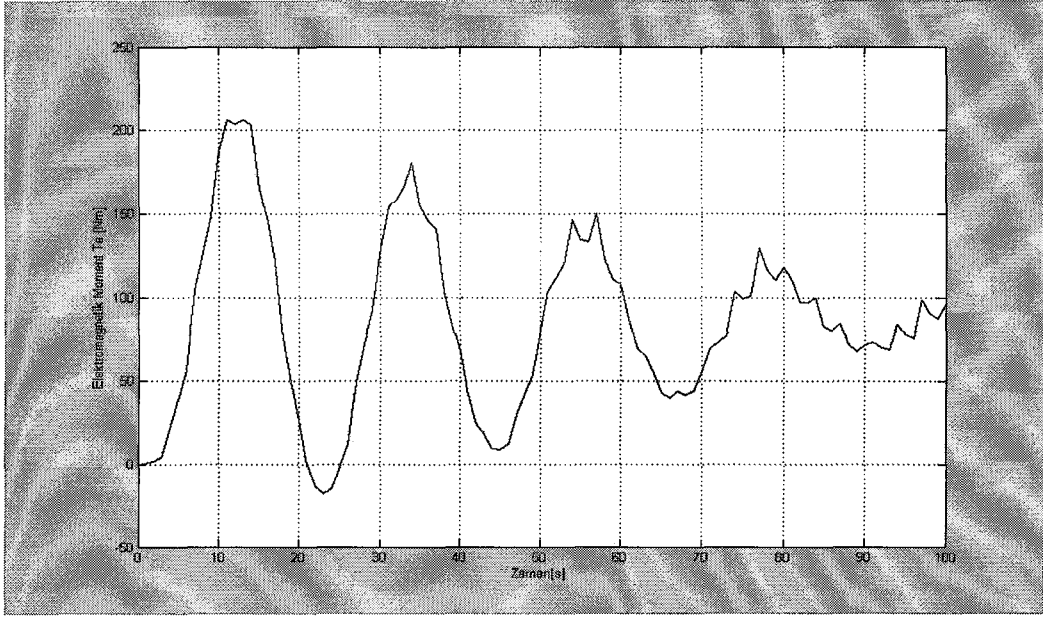
Şekil 5.30. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8)



Şekil 5.31. Rotor akımları (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8)



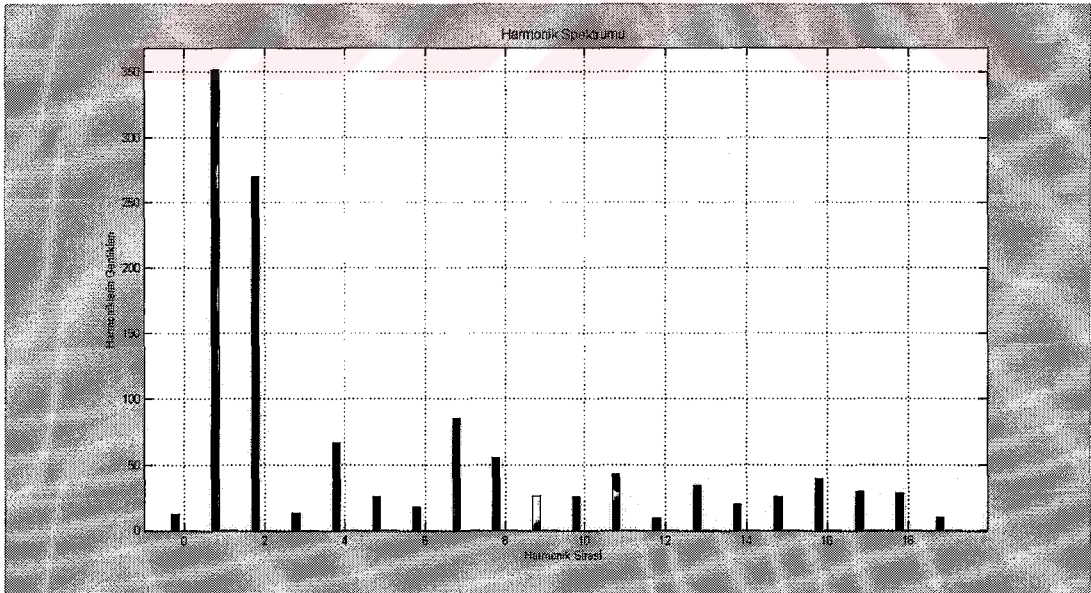
Şekil 5.32. Rotor hızı (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8)



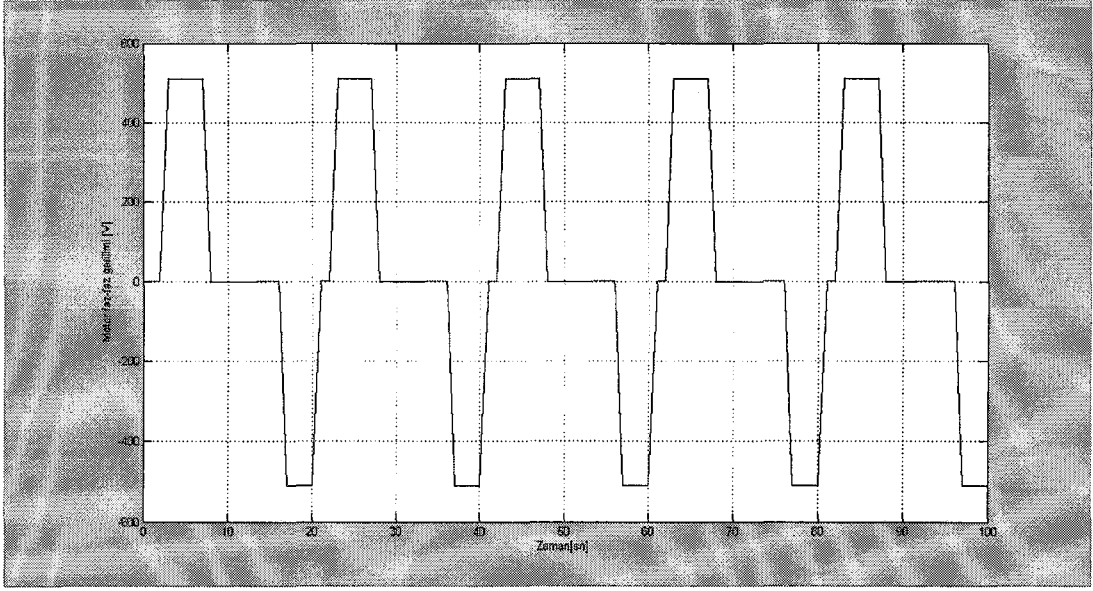
Şekil 5.33. Elektromagnetik moment (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=10kHz, m=0,8)

5.2.2.2 Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=20kHz, m=0,8 durumu

Bu durumda taşıyıcı frekans 20kHz'e çıkarılmıştır. Frekans 50Hz'dir. Bu durumda THB, % 0,9437 çıkmıştır.



Şekil 5.34. Harmonik spektrumu (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=20kHz, m=0,8)



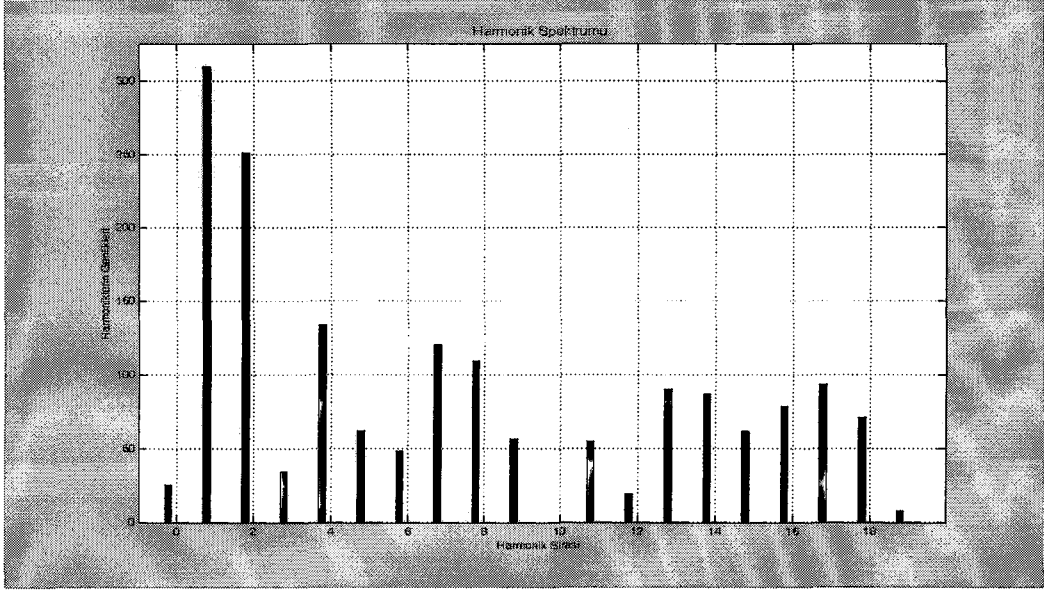
Şekil 5.35. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Kare Dalga DGA, TF=20kHz, m=0,8)

5.2.3 Sinüs-Testeredişi karşılaştırmalı DGA durumunda sonuçlar

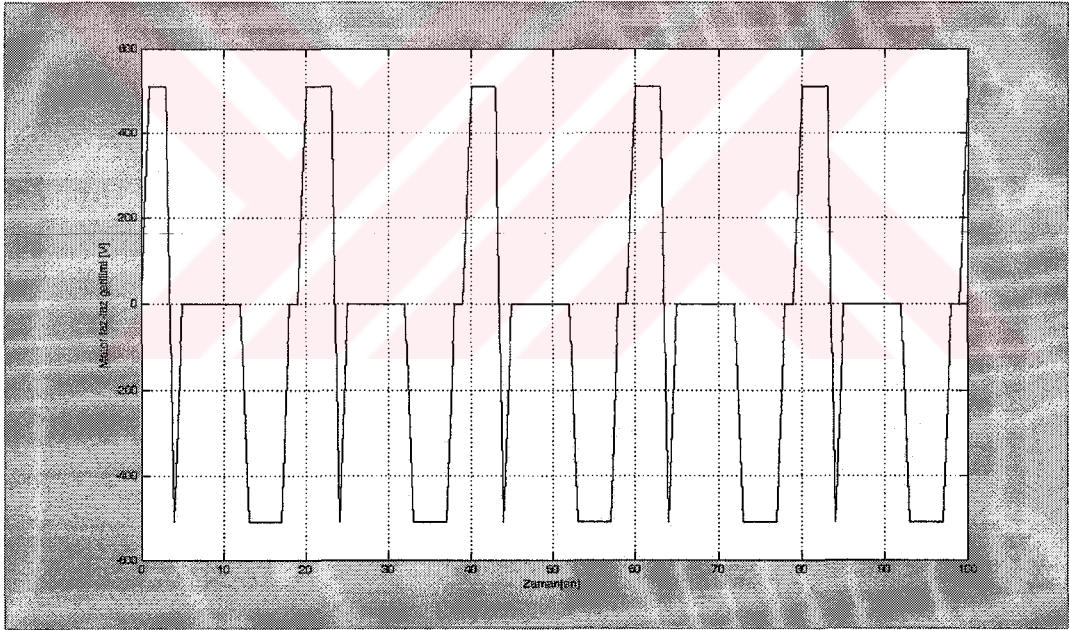
DGA yöntemi Sinüs-Testeredişi karşılaştırmalı DGA yapılarak sonuçlar incelenmiştir. Taşıyıcı frekansı 10kHz ve modülasyon indeksi 0,8 durumundaki sonuçlar Şekil 5.36, Şekil 5.37, Şekil 5.38, Şekil 5.39 ve Şekil 5.40'da gösterilmiştir. THB, % 1,39 olarak bulunmuştur. Taşıyıcı frekansını 20kHz yaptığımızdaki sonuçlar Şekil 5.41 ve Şekil 5.42'de gösterilmiştir. Bu durumda THB, % 0,6041 olarak elde edilmiştir.

5.2.3.1 Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8 durumu

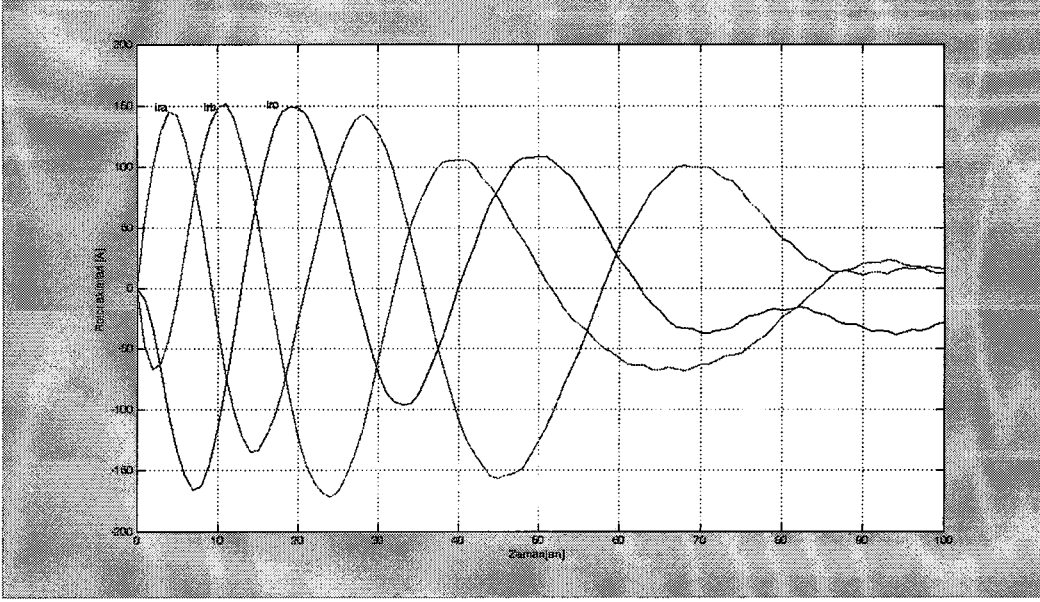
Frekans 50 Hz'dir. Taşıyıcı frekans 10kHz yapılmıştır. Bu durumda THB, % 1,39 çıkmıştır.



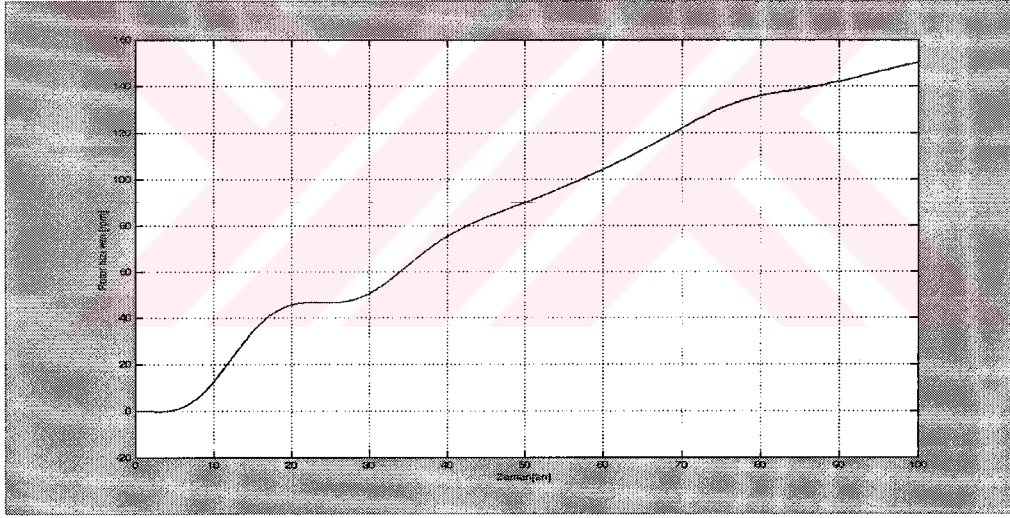
Şekil 5.36. Harmonik spektrumu (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8)



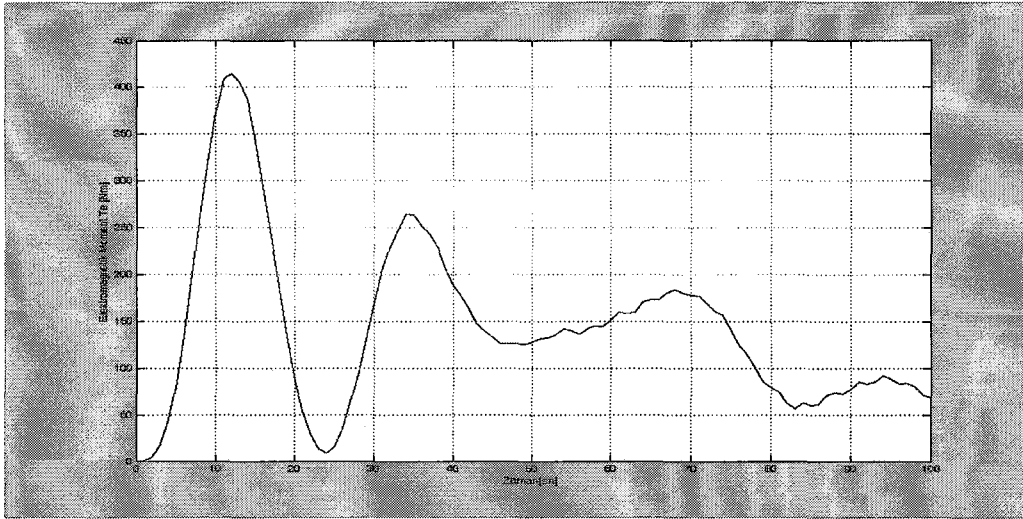
Şekil 5.37. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8)



Şekil 5.38. Rotor akımları (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8)



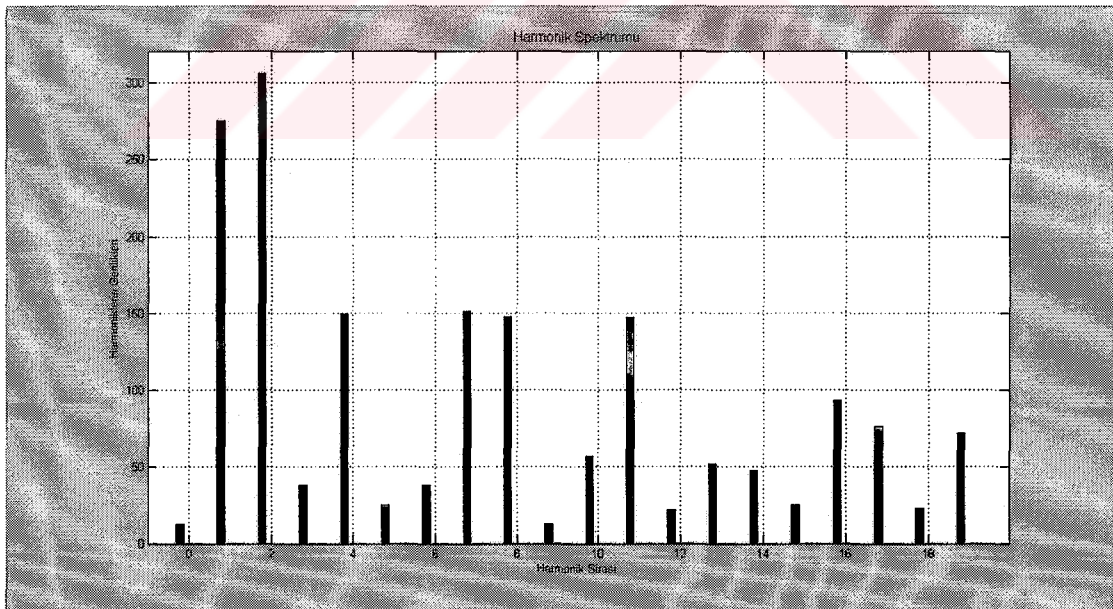
Şekil 5.39. Rotor hızı (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8)



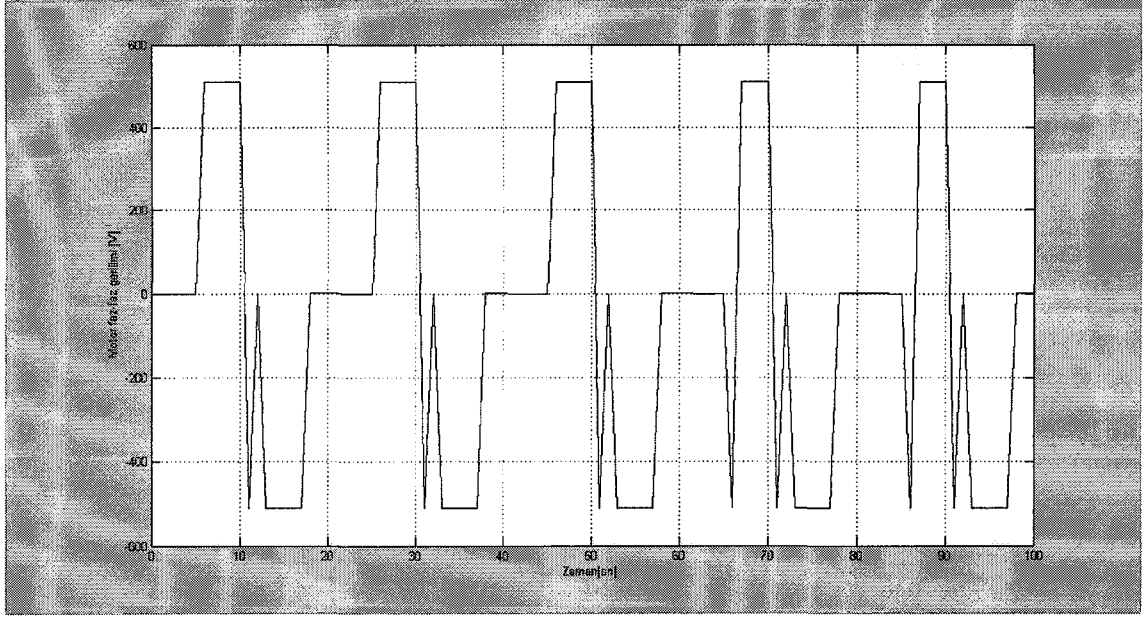
Şekil 5.40. Elektromagnetik moment (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=10kHz, m=0,8)

5.2.3.2 Sinüs-Testeredişi DGA, TF=20kHz, m=0,8 durumu

Frekans 50 Hz'dir. Taşıyıcı frekans 20kHz yapılmıştır. Bu durumda THB, % 0,6041 çıkmıştır.



Şekil 5.41. Harmonik spektrumu (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=20kHz, m=0,8)



Şekil 5.42. Motor faz-faz gerilimi (Sinüs-Testeredişi DGA, TF=20kHz, m=0,8)

Tablo 5.1’de değişik DGA yöntemlerindeki THB değerleri görülmektedir. Modülasyon indeksi 0,8 ve taşıyıcı frekansı 10kHz’dir.

Tablo 5.1. Değişik DGA tiplerindeki THB değerleri (m=0,8 ve TF=10kHz)

DGA Yöntemi	THB (%)	m	TF
Sinüs-Üçgen	0,93	0,8	10kHz
Sinüs-Kare	0,9338	0,8	10kHz
Sinüs-Testeredişi	1,39	0,8	10kHz

SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu çalışmada üç fazlı bir eviriciye DGA yöntemi uygulanarak harmonik analizi yapılmıştır. Yük olarak sincap kafesli asenkron motor seçilmiştir. Üç farklı DGA yöntemi ele alınarak sistemin modeli Matlab-Simulink programı yardımıyla oluşturulmuş ve benzetimi yapılmıştır. Sinüs-Üçgen, Sinüs-Kare dalga ve Sinüs-Testere dişi dalga DGA teknikleri üç fazlı bir köprü eviriciye uygulanarak harmonikler açısından karşılaştırma yapılmıştır. Beşinci bölümdeki benzetim sonuçlarından da görüleceği gibi her seferinde bir parametre değiştirilerek benzetim gerçekleştirilmiştir. Bu parametreler; taşıyıcı frekansı, modülasyon indeksi ve DGA yönteminin tipidir.

Her seferinde THB'un değeri elde edilerek DGA yönteminin harmoniklere etkisi konusunda bir fikir edinilmeye çalışılmıştır. Benzetimlerden de görüldüğü gibi Sinüs-Üçgen DGA yönteminde THB daha düşük çıkmıştır. Sinüs-Üçgen DGA ya da diğer adıyla Sinüzoidal DGA yöntemi asenkron motor kontrolünde yaygın olarak kullanılan DGA tekniklerinden biridir.

Ayrıca taşıyıcı frekansı artırıldığında harmoniklerin belirli bir ölçüde azaldığı görülmektedir. Daha yüksek frekanslarda çalışılarak harmonik analizi yapılabilir.

KİŞİSEL YAYIN ve ESERLER

[1] ÇELİK, A., ABUT, N., Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Fotovoltaik Pil, Akü, Elektrik Motoru ve Su Pompası İçeren Kompleks Sistemin Dinamik Modeli, İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, II. Mühendislik Bilimleri Genç Araştırmacılar Kongresi, MBGAK 2005, ISBN:975-404-758-8, 17-19 Kasım 2005, İstanbul

[2] ÇELİK, A., Flüoresan Lambaların Enerji Tasarrufu Açısından İncelenmesi, Elektrik Mühendisliği Dergisi, Cilt: 44, Sayı: 427, ISSN: 0013-5402, Sayfa: 67-70, Şubat 2006

KAYNAKLAR

- [1] ABUT, N. 2004. Güç Elektroniği: Güç Yarıiletkenleri ve Dönüştürücüler. KOÜ, Birsen Yayınevi, ISBN: 978-975-511-383-5, Kocaeli
- [2] AKIN, B. 2003. Hız Duyaçsız Alan Yönlendirmeli Endüksiyon Motor Denetiminde Durum Tahmin Teknikleri. O.D.T.Ü., FBE, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Yüksek Lisans Tezi, Ankara
- [3] BARBARI, S., HOFMANN W. Digital Control of a Three Phase 4 Wire PWM Inverter for PV Applications. Chemnitz University of Technology, Department of Electrical Machines and Derives, D-09107, Chemnitz, Germany
- [4] BINGSEN, W., JIMMIE, J. C., DSP-controlled, space-vector PWM, current source converter for STATCOM application, Power Equipment Research Laboratory, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Kentucky, 453 Anderson Hall, Lexington, KY 40506-0046, USA, Electric Power Systems Research, 67 (2003) 123_ 131, 5 March 2003
- [5] BOR-REN, L., TSUNG-YU., Implementation of active power filter with asymmetrical inverter legs for harmonic and reactive power compensation Power Electronics Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, University of Science and Technology, Taiwan, Electric Power Systems Research, 73 (2005) 227–237, 21 August 2004
- [6] BOR-REN, L.,YUAN-AN, O., Active power filter based on three-phase two-leg switch-clamped inverter, Power Electronic Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, National Yunlin University of Science and Technology, Taiwan, Electric Power Systems Research 72 (2004) 63–72, 10 March 2004
- [7] Bose, B.K. 1992. Modern Power Electronics: Evaluation Technology and Applications. IEEE Press, New York
- [8] CYRIL, W.L. 1987. Power Electronics. Second Edition, Scholl of Electronic and Electrical Engineering, Leicester Polytechnic, McGraw-Hill Book Company, England
- [9] CYRIL W.L. 1993. Power Electronics. Third Edition, Department of Electronic and Electrical Engineering, De Montfort University, The Mc Graw-Hill, Leicester

- [10] ÇAKIR, B., ERFİDAN, T., ÜRGÜN, S., KARABAĞ, Y. 2003. Üç Fazlı Eviricilerin Mikrodenetleyici ile Denetimi. Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü, IJCI Proceedings of International Conference on Signal Processing, ISSN 1304-2386, Volume:1, Number:2
- [11] ÇETİN, E., SAZAK, B.S. 2004. Fotovoltaik Enerji Dönüşüm Sistemlerinde Kullanılabilecek Bir Seri Rezonans İvertör Devresinin İncelenmesi. Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt: 10, Sayı: 3, Sayfa: 339-346, Denizli
- [12] DEMİR, Z. 1998. Enerji Dağıtım Tesislerinde Harmoniklerin Bilgisayarlı Simulasyonu ve Ölçümü. Kocaeli Üniversitesi, FBE, Yüksek Lisan Tezi, s.1-15, İzmit
- [13] ELBİSTAN, T. 1992. Eviriciler. Yıldız Üniversitesi Kocaeli Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü, Bitirme Tezi, İzmit
- [14] FAHAD, H.G., ANNETTE, V.J., ALAN, K., W., The Effects of PWM Inverters on the Winding Voltage Distribution in Induction Motors, Volume 29, Sayfa: 447-458, No: 5, 1 May 2001
- [15] FEEL-SOON, K., SU, E.C., SUNG-JUN, P., CHEUL-U, K., TOSHIFIMU, I., A New control scheme of a cascaded transformer type multilevel PWM inverter for a residential photovoltaic power conditioning system, Solar Energy, 13 September 2004
- [16] FEEL-SOON, K., SUNG-JUN, P., SU E.C., JANG-MOK, K., Photovoltaic power interface circuit incorporated with a buck-boost converter and a full-bridge inverter, Applied Energy, 2004
- [17] GRABOWSKI, P.Z., KAZMIERKOWSKI, M.P., BOSE, B.K., BLAABJERG, F. 2000. A Simple Direct –Torque Neuro- Fuzzy Control of PWM Inverter- Fed Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, No.4
- [18] GÜLGÜN, R.1990. Güç Elektroniğine Giriş. Yıldız Teknik Üniversitesi, 4.Baskı, s.275-281, İstanbul
- [19] GÜRDAL, O. 2000. Güç Elektroniği: Analiz, Tasarım ve Simulasyon. Nobel Yayın Dağıtım, 2. Baskı, Yayın No: 169, s.327-354, Ankara
- [20] HUMPHRIES, J.T. LERLIE, P.S. Industrial Electronics. Second Edition, School of Technical Careers, Southern Illinois University at Carbondale, Breton Publishers, Sayfa:340-362, Boston, Massachusetts
- [21] İNCEKARA, B. 2000. PWM İnverterler'in İncelenmesi. Yıldız Teknik Üniversitesi, FBE, Elektrik Mühendisliği, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul

- [22] JAGDEEP, S., Harmonic Analysis and Loss Comparison of Microcomputer-Based PWM Strategies for Induction Motor Drive, Software Engineering Division Power Soft Development Corporation 98, West Ghamapur Jabalpur (M.P.) 482001 INDIA, Electric Machines and Power Systems, 27:1129–1139, 1999
- [23] JANUSZEWSKI, S., KOCISZEWSKA S.M., SWIQTEK, H., Some observation dealing with the failures of IGBT transistors in high power converters, Electrotechnical Institute, Power Converter Department, Pozaryskiego 28, 04-703 Warszawa, Poland, Microelectronics Reliability, 38 (1998) 1325-1330, 1998
- [24] JINN-CHANG, W., HURNG-LIAHNG, J., KUEN-DER, W., A PWM controlled variable damping resistor for protecting the power capacitor/passive power filter, Department of Electrical Engineering, Kun Shan University of Technology, National Kaohsiung University of Applied Sciences, Taiwan, Electric Power Systems Research, 73 (2005) 9–18, 13 June 2004
- [25] KARABAĞ, Y., ERFİDAN, T., ÜRGÜN, DİNÇER, H. 2003. Bir Fazlı Eviricilerin Açık - Kapalı Denetimi. Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, IJCI Proceedings of International Conference on Signal Processing, ISSN 1304-2386, Volume: 1, Number: 2, Kocaeli
- [26] KARABAĞ, Y., ERFİDAN, T., ÜRGÜN, S., ABUT, N. 2003. Bir Fazlı Eviricilerin Mikrodenetleyici İle Denetimi. Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü, IJCI Proceedings of International Conference on Signal Processing, ISSN 1304-2386, Volume: 1, Number: 2, Kocaeli
- [27] KILIÇ, F. 2003. PWM Kontrollü Sıncap Kafesli Bir Asenkron Motorun Dinamik Davranışı ve Simülasyonu. Kocaeli Üniversitesi, FBE, Yüksek Lisans Tezi, İzmit
- [28] KISSELL, E.T. 2003. Industrial Electronics Applications for Programmable Controllers. Instrumentation and Process Control and Electrical Machines and Motor Controls, Terra Community College, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey Columbus, , s.268-274, Ohio
- [29] MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS W.P. 2003. Güç Elektroniği: Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım. Literatür Yayınları, ISBN: 9758431994, No:100, s.214-266
- [30] MURPHY, J. M. D., TURNBULL, F.G. 1988. Power Electronic Control of AC Motors. Department of Electrical Engineering and Microelectronics University College, Cork, Ireland, General Electric Company Corporate Research and Development Schenectady, ISBN: 0080226833, 1st ed., Oxford, New York , Pergamon Press, USA

- [31] NABIL, A. A., KENJI, A., MASAACKI, S., AC chopper voltage controller-fed single-phase induction motor employing symmetrical PWM control technique, Electrical and Electronic Department, Faculty of Engineering, Toyama University, 3190 Gofuku, Toyama 930 -8555, Japan, Electric Power Systems Research, 55 (2000) 15–25, 22 March 1999
- [32] NAZARZADEH, J., RAZZAGHI, M., NIKRAVESH, K.Y., Harmonic elimination in pulse-width modulated inverters using piecewise constant orthogonal functions, Electric Power Systems Research, 40 (1997) 45. 49, 1996
- [33] Özdemir, Ş. 2003. Reaktif Güç Kompanzasyonu ve Harmonik Azaltımında Kullanılan Kompanzatorün Bulanık Mantık Denetimiyle Analizi ve Simulasyonu. Kocaeli Üniversitesi, FBE, Doktora Tezi, İzmit
- [34] PEKİK A. D., TERUO K., YUKIHIKO S., Analysis of ripple components of the input current and voltage of PWM inverters, INT. J. ELECTRONICS, VOL. 80, NO: 2, 265-276, 1996
- [35] RAHMAN, F. 2002. Electric Drive Systems. Chapter 1, Introduction and Basic Concepts in Drives
- [36] RAJASHEKARA, K., BHAT, A.K.S., BOSE, B.K. 2000. Power Electronics. The Electrical Engineering Handbook, Ed. Richard C. Dorf Boca Raton: CRC Press LLC
- [37] SAKUTARO, N., A suitable single-phase PWM current source inverter for utility connected residential PV system, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering in Kyushu, Kinki University, Japan, 7 March 2003
- [38] SAMIR, K.D. 1985. Power Electronic & Controls. California Polytechnic State University, Reston Publishing Company, Inc., A Prantice Hall Company, Reston, Virginia, USA
- [39] SÜRGEVİL T., AKPINAR E., Modelling of a 5-kW wind energy conversion system with induction generator and comparison with experimental results, Dokuz Eylül University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Renewable Energy, 30 (2005) 913–929, 13 September 2004
- [40] SKVARENINA, T.L. 2002. The Power Electronics Handbook. Purdue University, West Lafayette, CRC Press LLC, ISBN 0-8493-7336-0, Indiana
- [41] SHUI – SHENG, Q., IGOR M., F., BO-TAO, L., A new method of analysis for PWM switching power converters, INT. J. ELECTRONICS, ISSN 0020- 7217, VOL. 86, NO. 11, 1395-1410, 1999
- [42] YAOW-MING, C., YUAN-MING, C., Amplitude distortion compensation for voltage source dc/ac inverters, International Journal of Electronics, ISSN 0020–7217, VOL. 91, NO. 2, 83–96, Power Electronics Applied Research Laboratory, Ming-Hsiung, Chia-Yi, Taiwan, 2004

- [43] <http://www.ewh.ieee.org/soc/es/Nov1998/08/PWMINV.HTM>
- [44] <http://www.panelendustriyel.com.tr/>
- [45] http://www.kemt.fei.tuke.sk/predmety/KEMT350_EP/_materialy/ch030.pdf
- [46] <http://www.powerdesigners.com/InfoWeb/>
- [47] <http://www.netrino.com/Publications/Glossary/PWM.html>
- [48] <http://www.engr.wisc.edu/ece/courses/ece412.html>
- [49] <http://www.antrak.org.tr/gazete/072003/resat.htm>
- [50] <http://ece-www.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/slidedir.html>
- [51] <http://ocw.mit.edu/OcwWeb/Electrical-Engineering-and-Computer-Science/6-334Spring2003/LectureNotes/index.htm>
- [52] <http://courses.ece.uiuc.edu/ece476/>

ÖZGEÇMİŞ

1979 yılında Trabzon'da doğdu. İlköğrenimini Gümüşhane'de, orta ve lise öğrenimini Trabzon'da tamamladı. 1998 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden 2003 yılında Elektrik Mühendisi olarak mezun oldu.

