

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DOĞRUSAL OLMAYAN YÜKLERİ BESLEMELİK İÇİN BİRİM
GÜÇ FAKTÖRLÜ AKTİF DOĞRULTUCU DEVRELERİNİN
MODELENMESİ**

Didem ÇATALBAŞ

Tez Yöneticisi
Yrd. Doç. Dr. Servet TUNCER

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2008

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DOĞRUSAL OLMAYAN YÜKLERİ BESLEMELİK İÇİN BİRİM
GÜÇ FAKTÖRLÜ AKTİF DOĞRULTUCU DEVRELERİNİN
MODELLENMESİ**

Didem ÇATALBAŞ

Yüksek Lisans Tezi
Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı

Bu tez, tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği / oy çokluğu ile başarılı / başarısız olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Servet TUNCER

Üye:

Üye:

Üye:

Üye:

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun// tarih vesayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Tez çalıőmam boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren hocam Yrd. Doç. Dr. Servet TUNCER'e, Arő.Gör. Erkan DENİZ'e, Arő.Gör. Erkan DUMAN'a maddi, manevi destekleriyle her zaman yanımda olan aileme ve eőime teőekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	I
İÇİNDEKİLER	II-III
ŞEKİLLER LİSTESİ	IV-VI
TABLolar LİSTESİ	VII
SİMGELER LİSTESİ	VIII
KISALTMALAR	IX
ÖZET	X
ABSTRACT	XI
1. GİRİŞ	1
2. GÜÇ FAKTÖRÜ	3
2.1 Doğrusal Olmayan Yükler İçin Güç Faktörü	5
2.2 Güç Faktörü Düzeltilmesinin Gerekliği	6
2.3 Düşük Güç Faktörünün Sonuçları ve Etkileri	6
2.4 Güç Faktörü Düzeltilmesi ile İlgili Yapılan Çalışmalara Genel Bakış	7
3. ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	10
3.1 Alçaltıcı Dönüştürücü	11
3.2 Yükseltici Dönüştürücü	14
3.3 Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü	17
4. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİLMESİYLE İLGİLİ YAPILAN ÇALIŞMALARIN İNCELENMESİ	20
4.1 Tek Faz Yarım Köprü Eviriciler İçin Güç Faktörü Düzeltme Dönüştürücü Devreleri	20
4.2 Güç Faktörü Düzeltici ac-dc Dönüştürücülerin Modellenmesi ve Benzetimi	25
4.3 Tek Fazlı Güç Faktörü Düzeltme Tekniklerinin İncelenmesi ve Gelişimi	29
4.3.1 İki Kısımlı Güç Faktör Düzeltilmesi	30
4.3.2 Tek Kısımlı Güç Faktör Düzeltilmesi	30
5. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ İÇİN AKIM DENETLEME YÖNTEMLERİ	32
5.1 Sinusoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	32
5.2 Tepe Akım Denetleme Yöntemi	33
5.3 Ortalama Akım Denetleme Yöntemi	34

5.4 Histeresiz Akım Denetleme Yöntemi	35
5.5 Sınır Akım Denetleme Yöntemi	36
6. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİLMESİNDE BULANIK MANTIK DENETİMİ	38
6.1 Bulandırma Birimi	40
6.2 Bilgi Tabanı	40
6.3 Karar Verme Birimi	42
6.4 Durulama Birimi	42
6.4.1 Maksimum Üyelik Yöntemi	42
6.4.2 Ağırlık Merkezi Yöntemi	43
6.4.3 Ağırlık Ortalaması Yöntemi	43
6.4.4 Mean-Max Yöntemi	44
6.5 Bulanık Mantık Denetleyici Benzetimli Klasik Denetleyiciler	44
6.5.1 Klasik PI Denetleyici	45
6.5.1.1 PI Benzeri Bulanık Mantık Denetleyici	45
6.5.2 Klasik PD Denetleyici	45
6.5.2.1 PD Benzeri Bulanık Mantık Denetleyici	45
6.5.3 Klasik PID Denetleyici	46
6.5.3.1 PID Benzeri Bulanık Mantık Denetleyici	46
6.6 Yükseltici Dönüştürücünün Bulanık Mantık Denetleyici ile Güç Faktörünün Düzeltilmesi	48
7. BENZETİM ÇALIŞMALARI	55
7.1 Alçaltıcı Dönüştürücü Benzetimi	55
7.2. Yükseltici Dönüştürücü Benzetimi	57
7.3. Alçaltıcı-Yükseltici Tip Dönüştürücü Benzetimi	58
7.4. Güç Faktörü Düzeltme Devresi	60
7.4.1 PI Gerilim Kontrollü Güç Faktörü Düzeltme Devresi	62
7.4.2 BMD Gerilim Kontrollü Güç Faktörü Düzeltme Devresi	69
8. SONUÇ	76
KAYNAKLAR	77
ÖZGEÇMİŞ	79

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 Aynı fazda akım ve gerilim dalga şekilleri	3
Şekil 2.1 Güç üçgeni	3
Şekil 2.3 Giriş gerilim-akım dalga şekilleri	4
Şekil 3.1 Anahtarlama dönüştürücü blok şeması	10
Şekil 3.2 Alçaltıcı dönüştürücü eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri	11
Şekil 3.3 Alçaltıcı dönüştürücü dalga şekilleri	12
Şekil 3.4 Yükseltici dönüştürücü eşdeğer devresi	14
Şekil 3.5 Yükseltici dönüştürücü eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri	15
Şekil 3.6 Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü eşdeğer devresi	18
Şekil 3.7 Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri	18
Şekil 4.1 Diyot doğrultuculu ve evirici tabanlı tek fazlı KGK sistemi	20
Şekil 4.2 Yarım köprü dönüştürücülü ve evirici tabanlı tek fazlı KGK sistemi	21
Şekil 4.3 Tek anahtarlı ac-dc/dc-dc yükseltici dönüştürücü için yeni yaklaşım	21
Şekil 4.4 İki anahtarlı ac-dc/dc-dc yükseltici dönüştürücü için yeni yaklaşım	23
Şekil 4.5 GFD dönüştürücülerde kullanılan kaskat kontrol şeması	25
Şekil 4.6 Tek fazlı yükseltici dönüştürücü	27
Şekil 4.7 Simetrik dönüştürücünün güç devresi	28
Şekil 4.8 Asimetrik dönüştürücünün güç devresi	28
Şekil 4.9 Yarım köprü dönüştürücünün güç devresi	29
Şekil 4.10 Aktif iki kısımlı GFD dönüştürücünün genel yapısı...	30
Şekil 4.11 Sürekli akım modlu yükseltilen GFD giriş çıkış ve ileri çıkış kısmı	30
Şekil 4.12 Aktif tek kısımlı GFD dönüştürücünün genel yapısı	31
Şekil 4.13 Forward çıkış kısmıyla birleştirilmiş tek kısım GFD dönüştürücü	31
Şekil 5.1 Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu	33
Şekil 5.2 Tepe akım denetleme yöntemi blok gösterimi ve yöntemin uygulanışı	33
Şekil 5.3 Ortalama denetleme yöntemi blok gösterimi ve yöntemin uygulanışı	35
Şekil 5.4 Histeresiz akım denetleme yöntemi blok gösterimi ve yöntemin uygulanışı	36
Şekil 5.5 Sınır akım denetleme yöntemi blok gösterimi ve yöntemin uygulanışı	37
Şekil 6.1 Bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı	39
Şekil 6.2 Bulanık küme işlemleri	41
Şekil 6.3 Maksimum üyelik yöntemi	43
Şekil 6.4 Ağırlık merkezi yöntemi	43
Şekil 6.5 Ağırlık ortalaması yöntemi	44

Şekil 6.6 Mean-Max üyelik yöntemi	44
Şekil 6.7 BMD blok şeması	48
Şekil 6.8 Hata için üyelik fonksiyonu	49
Şekil 6.9 Hata değişimi için üyelik fonksiyonu	49
Şekil 6.10 Hata için üyelik fonksiyonu	50
Şekil 6.11 Hata değişimi için üyelik fonksiyonu	50
Şekil 6.12 BMD düzenleyici	52
Şekil 6.13 $\Delta e(k)$ için üyelik fonksiyonları	52
Şekil 6.14 $e(k)$ için üyelik fonksiyonları	52
Şekil 6.15 $u(k)$ için üyelik fonksiyonları	53
Şekil 6.16 BMD için kural tablosu	53
Şekil 6.17 BMD Benzetim Bloğu	53
Şekil 7.1 Alçaltıcı dönüştürücü simulink devresi	55
Şekil 7.2 Alçaltıcı dönüştürücü çıkış gerilimi	56
Şekil 7.3 Alçaltıcı dönüştürücü endüktans akımı	56
Şekil 7.4 Alçaltıcı dönüştürücü V_{ds} gerilimi	56
Şekil 7.5 Yükseltici dönüştürücü simulink devresi	57
Şekil 7.6 Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi	57
Şekil 7.7 Yükseltici dönüştürücü endüktans akımı	57
Şekil 7.8 Yükseltici dönüştürücü V_{ds} gerilimi	58
Şekil 7.9 Alçaltıcı-Yükseltici dönüştürücü simulink devresi	58
Şekil 7.10 Alçaltıcı-Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi	59
Şekil 7.11 Alçaltıcı-Yükseltici dönüştürücü endüktans akımı	59
Şekil 7.12 Alçaltıcı-Yükseltici dönüştürücü V_{ds} gerilimi	59
Şekil 7.13 GFD'siz tasarlanan simulink devresi	60
Şekil 7.14 GFD'siz tasarlanan devrenin şebekeden çektiği akım ve gerilimin dalga şekli	60
Şekil 7.15 GFD devresi eklenerek oluşturulan Matlab/Simulink modeli	61
Şekil 7.16 ac-dc doğrultucu Matlab/Simulink devresi	61
Şekil 7.17 dc-dc dönüştürücü Matlab/Simulink devresi	62
Şekil 7.18 SDGM kontrollü üç-faz evirici devresi	62
Şekil 7.19 PI gerilim ve histeresiz akım denetleyici için oluşturulan simulink devresi	63
Şekil 7.20 Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	63
Şekil 7.21 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	63
Şekil 7.22 Eviricinin hat gerilimi ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	64
Şekil 7.23 Stator akımları ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	64

Şekil 7.24 Motor hızı ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	64
Şekil 7.25 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)	65
Şekil 7.26 Evirici hat gerilimi ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)	65
Şekil 7.27 Stator akımları ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)	65
Şekil 7.28 Motor hızı ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)	66
Şekil 7.29 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)	66
Şekil 7.30 Eviricinin hat gerilimi ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)	66
Şekil 7.31 Stator akımları ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)	67
Şekil 7.32 Motor hızı ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)	67
Şekil 7.33 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)	67
Şekil 7.34 Eviricinin hat gerilimi ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)	68
Şekil 7.35 Stator akımları ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)	68
Şekil 7.36 Motor hızı ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)	68
Şekil 7.37 BMD gerilim ve histeresiz akım denetleyici için oluşturulan simulink devresi	69
Şekil 7.38 Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	70
Şekil 7.39 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	70
Şekil 7.40 Evirici hat gerilimi ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	70
Şekil 7.41 Stator akımları ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	71
Şekil 7.42 Motor hızı ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)	71
Şekil 7.43 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)	71
Şekil 7.44 Evirici hat gerilimi ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)	72
Şekil 7.45 Stator akımları ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)	72
Şekil 7.46 Motor hızı ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)	72
Şekil 7.47 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)	73
Şekil 7.48 Evirici hat gerilimi ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)	73
Şekil 7.49 Stator akımları ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)	73
Şekil 7.50 Motor hızı ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)	74
Şekil 7.51 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)	74
Şekil 7.52 Evirici hat gerilimi ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)	74
Şekil 7.53 Stator akımları ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)	75
Şekil 7.54 Motor hızı ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)	75

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 3.1 Temel Dönüştürücülerin Karşılaştırılması	19
Tablo 4.1 GFD Dönüştürücülerin Karşılaştırılması	24
Tablo 6.1 PI benzetimli BMD Δu hesaplaması	46
Tablo 6.2 PID benzetimli BMD Δu (a) hesaplaması	47
Tablo 6.3 PID benzetimli BMD Δu (b) hesaplaması	47
Tablo 6.4 BMD kural tablosu	49

SİMGELER LİSTESİ

Δe	: Hata değışimi
δe	: Hata toplamı
$\mu(x)$: Üyelik fonksiyon derecesi
A_c	: Taşıyıcı üçgen dalganın genliği
A_m	: Referans işaretinin genliği
B_g	: Bozulma gücü
C	: Kondansatör kapasitesi
D	: Görev oranı
e	: Hata
f	: Anahtarlama frekansı
I_H	: Akım harmonikleri
I_L	: Bobin akımı
I_{ort}	: Ortalama akım
K_d	: Türev kazanç katsayısı
K_i	: İntegral kazanç katsayısı
K_p	: Oransal kazanç katsayısı
L	: Bobin indüktansı
P	: Gerçek güç
Q	: Reaktif güç
R	: Yük direnci
S	: Anahtar
S	: Görünen güç
V_0	: Çıkış gerilimi
V_a	: AC Giriş Gerilimi
V_{bat}	: Batarya gerilimi
V_d	: DC Giriş gerilimi
V_m	: Giriş geriliminin maksimum değeri
V_{ref}	: Referans gerilimi
φ	: Faz açısı

KISALTMALAR

GFD : Güç Faktörü Düzeltme

DGM : Darbe Genişlik Modülasyonu

KGK : Kesintisiz Güç Kaynağı

SDGM: Sinusoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

THB : Toplam Harmonik Bozulma

BMD : Bulanık Mantık Denetleyici

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DOĞRUSAL OLMAYAN YÜKLERİ BESLEMELİK İÇİN BİRİM GÜÇ FAKTÖRLÜ AKTİF DOĞRULTUCU DEVRELERİNİN MODELLENMESİ

Didem ÇATALBAŞ

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı

2008, Sayfa : 79

Dc-ac dönüşümü sağlayan devrelerde (eviriciler) giriş katında kullanılan diyot-kondansatör yapıları nedeniyle şebekeden çekilen akım sinusoidal şekilde olmamaktadır. Bu çalışmada; eviricinin giriş katında şebekeden çekilen akım ve gerilimi aynı şekilde getirebilmek için güç faktörü düzeltme (GFD) devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan GFD devresinde gerilim denetleyici ilk olarak PI ve daha sonra PI benzeri bulanık mantık ile gerçekleştirilmiştir. Akım denetleyici olarak ise histeresiz bant akım denetleme yöntemi kullanılmıştır. Farklı anahtarlama frekansı ve farklı gerilim değerleri için GFD devresinin başarımı benzetim yoluyla test edilmiştir. GFD devresinden sağlanan gerilim evirici devresinin giriş katına uygulanmıştır. Eviriciden elde edilen gerilim ile de üç-fazlı bir asenkron motor beslenmiştir. Tüm benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler : Güç faktörü düzeltme, bulanık mantık denetleyici, dc-dc dönüştürücü

ABSTRACT

Master, Thesis

THE MODELLING OF ACTIVE RECTIFIER CIRCUITS WHICH HAVE UNIT FACTOR FOR THE FEEDING OF NONLINEAR LOADS

Didem ÇATALBAŞ

Firat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Electronics and Computer Science

2008, 79 : Pages

In the circuits (inverters) which provides dc-ac transformation, because of the diode-capacitor structure used in the input stage, the current which drawed from the grid can not be sinusoidal. In this study; it is designed GFD circuit at the input of inverter in order to bring the same shape the current and voltage drawed from source. In the design GFD circuit, controller of voltage is performed first PI and then via PI like fuzzy logic. For current controller it is used the hysteresis band control method. For the different switching frequency and the different voltage values, the design of GFD circuit succes is tested via simulation. The tension which provided from GFD circuit is applied to the input stage of inverter. It is also feed a three-phase asynchron motor by tension which is obtained from inverter. The whole simulation works have been designed in the Matlab/Simulink environment.

Keywords : Power Factor Correction, Fuzzy Logic Controller, dc-dc converter

1. GİRİŞ

İnsanoğlunun yaşamında enerji gereksinimi her zaman varolmuştur. Çok çeşitli enerji türleri içinde bugüne kadar en çok kullanılanı insan yaşamına sağladığı katkılar nedeniyle elektrik enerjisidir. Elektrik enerjisine olan talep gün geçtikçe artmaktadır. Kişi başına tüketilen enerji miktarı ülkelerin gelişmişlik düzeyinin bir göstergesi olmuştur. Talepteki bu artış daha güvenilir ve daha kaliteli bir enerji kavramını ortaya çıkarmıştır. Kaliteli enerjiyi sağlayabilmek için enerjinin sürekliliği, gerilim ve frekansın sabitliği, faz gerilimlerinin dengeli olması ve güç faktörünün bire yakınlığı gibi kriterlerin esas alınması gerekir. Bu kriterler enerjinin daha kaliteli ve verimli olabilmesi için mutlaka göz önünde bulundurulmalıdır. Güç sistemlerindeki doğrusal olmayan elemanlar da enerjinin kalitesini olumsuz yönde etkilemektedir [1].

Bu tezde daha çok üzerinde durulacak kavram güç faktörüdür. Son zamanlarda çok fazla önem kazanan güç faktörünün değeri 0 ile 1 arasında değişken olup idealde 1 olmalıdır [2]. Güç faktöründe bozulmaların olması, sistemlerde istenilen performansa ulaşılmasını engeller. Güç faktörü güç devrelerinin topolojilerine ve kontrolüne bağlıdır [3].

Enerji sistemlerinde akım ve gerilim gibi büyüklüklerin dalga şeklinin temel frekanslı sinusoidal bir değişime sahip olması istenir. Bu yüzden sistemin sinusoidal kaynaktan beslenmesi ve doğrusal yüklerle yüklenmesi gerekmektedir. Güç sistemine bağlanan doğrusal olmayan yükler sistemdeki akım ve gerilim büyüklüklerinin de doğrusal olmamasına sebep olur. Doğrusal olmayan yüklerin güçleri düşük bile olsa yine de gerilimin dalga şeklini bozar ve sistemde kayıplara neden olur. Güç faktörü düzeltimi yükün endüktif ya da kapasitif olması durumuna göre devreye farklı elemanların ilave edilmesine gerek duyar. Sinusoidal kaynaktan beslenen doğrusal olmayan yüklerin bulunduğu devrelerde doğrusal olmayan yüke yapılan güç transferi akımın ve gerilimin temel bileşeni tarafından iletilmektedir [1].

Tezin işleyişi şu şekildedir;

Tezin ikinci bölümünde güç faktörünün tanımı, güç faktörü düzeltilmesinin faydaları, yüksek ve düşük güç faktörünün doğuracağı olumlu ya da olumsuz sonuçlar ve güç faktörünün neden düzeltilmesi gerektiğinden bahsedilmiş olup güç faktörü düzeltilmesi ile ilgili yapılan farklı çalışmalardan kısaca bahsedilmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde, temel anahtarlamalı dc-dc dönüştürücü devrelerden bahsedilmiş olup, bu devrelerin; eşdeğer devre modelleri, dalga şekilleri ve matematiksel ifadeleri üzerinde durulmuştur.

Tezin dördüncü bölümünde, güç faktörü düzeltilmesinde kullanılan farklı topolojilere sahip dönüştürücü devrelerinin çalışması, eşdeğer devre modelleri ve dizayn kriterlerine değinilmiştir.

Tezin beşinci bölümünde güç faktörü düzeltilmesinde kullanılan akım denetleme yöntemleri tanımlanarak bu yöntemlerin avantaj ve dezavantajları üzerinde durulmuştur.

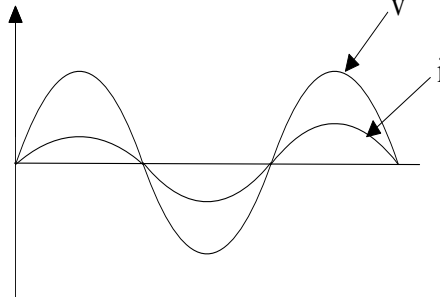
Tezin altıncı bölümünde bulanık mantık denetimi ve bulanık mantık özellikleri üzerinde durularak bulanık mantık denetleyici benzetimli klasik denetleyiciler ve PI denetleyici yerine tasarlanan bulanık mantık denetleyicinin tasarım kriterleri hakkında bilgiler verilmiştir.

Tezin yedinci ve son bölümünde dönüştürücü çeşitleri verilerek bu devrelerin çalışmaları benzetim yoluyla değerlendirilmiştir. Güç faktörü düzeltilmesi yapılmayan devre tasarlanarak sinusoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) ile kontrol edilen üç-fazlı evirici devresi üzerinden asenkron motor beslenmiştir. Daha sonra bu devreye bir güç faktörü düzeltme devresi eklenmiş ve üç-fazlı evirici üzerinden asenkron motor beslenmiştir. Güç faktörü düzeltme devresinde gerilim denetimi ilk olarak PI denetleyici ve daha sonra PI benzeri bulanık mantık denetleyici ile gerçekleştirilmiştir. Akım denetleyici olarak ise histeresiz bant akım denetleme yöntemi kullanılmıştır.

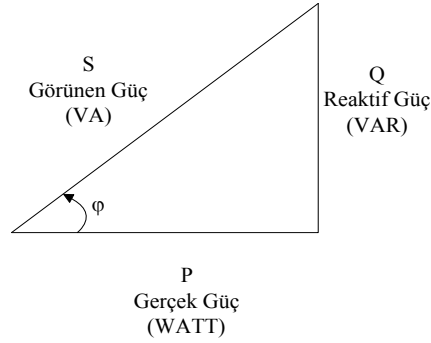
2. GÜÇ FAKTÖRÜ

Güç faktörü (GF) gerçek gücün, görünen güce oranı olarak tanımlanmaktadır. Akım ve gerilim dalga formları arasındaki faz açısının kosinüsü olarak da ifade edilebilir [1].

Güç faktörü 0 ile 1 arasında değişkendir. İdealde 1 olmalıdır. Şekil 2.1’de gösterildiği gibi akım ve gerilim dalga formları aynı fazda olduğu zaman güç faktörü 1 ($\text{Cos } \varphi = 1$) olmaktadır [2].



Şekil 2.1 Aynı fazda akım ve gerilim dalga şekilleri



Şekil 2.2 Güç üçgeni

Güç faktörü tanımı yapılırken gerçek güç (P), reaktif güç (Q), görünen güç (S) ve faz açısı (φ) gibi bazı kavramların denklemleri ve açıklamaları aşağıda verilmiştir.

$$P = S \text{Cos} \varphi \quad (2.1)$$

$$Q = S \text{Sin} \varphi \quad (2.2)$$

$$\text{GF} = \frac{P}{S} \quad (2.3)$$

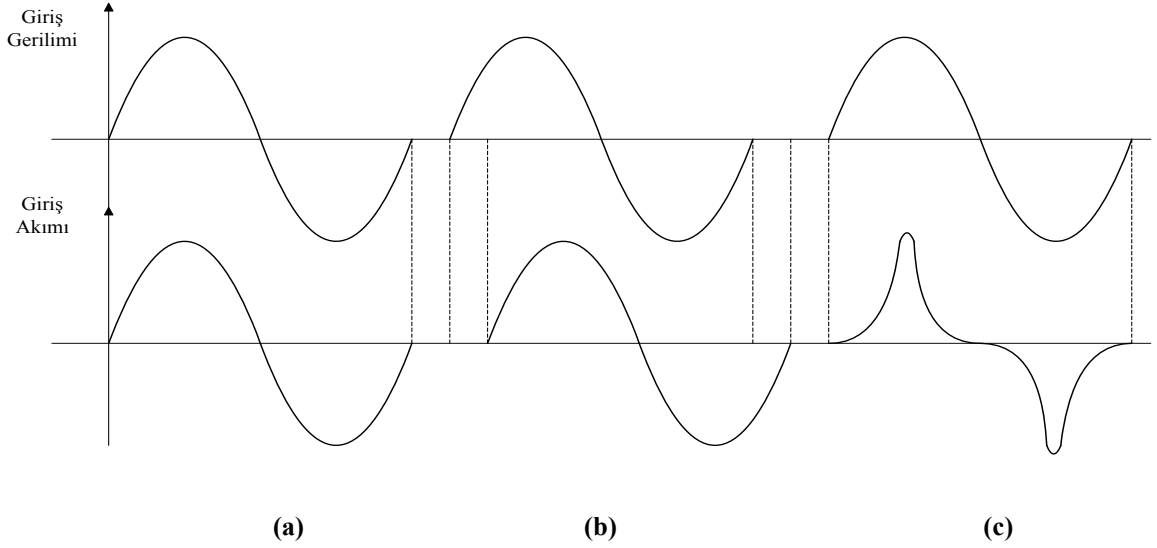
$$\text{GF} = \text{Cos} \varphi \quad (2.4)$$

Gerçek güç, işi üreten güçtür. Gerçek güce örnek olarak ısı harcayan cihazlardaki aktif gücün, termik güce dönüşmesi verilebilir.

Reaktif güç, elektromanyetik cihazlarda manyetik alanı oluşturur. Yararlı iş ile herhangi bir bağlantısı yoktur. Güç faktörü 1 olduğu zaman reaktif güç sıfır olur. Bu durum cihazların yükteki kayıplarını azaltır [3]. Reaktif akımın meydana getirdiği reaktif güç, faydalı güce dönüştürülemediğinden şebekeden çekilen reaktif gücün sıfır olması istenir. Giriş akımı ve gerilimi arasında oluşan faz farkı reaktif akımın çekilmesine neden olur. Devrelerde işlem yapıldığı zaman sadece gerçek güç kullanılır.

Görünen güç, gerçek güç ve reaktif gücün birleşiminden oluşur. Devrenin akım ve gerilim değerinin çarpımı sonucu bulunur.

Burada ϕ , gerilim ve akım dalga şekilleri arasındaki faz açısıdır.



Şekil 2.3 Giriş gerilim ve akım dalga şekilleri (a) Saf omik doğrusal yük, (b) Doğrusal reaktif yük, (c) Doğrusal olmayan yük

Şekil 2.3a'da saf omik doğrusal yük altındaki dalga şekilleri görülmektedir. Akım dalga şekli sinüsoidal ve giriş gerilimi ile aynı fazdadır. Burada birim güç faktörü 1, Toplam Harmonik Bozulma (THB) sıfır olmaktadır.

Şekil 2.3b'de doğrusal reaktif yük altındaki dalga şekilleri görülmektedir. Akım dalga şekli burada tam sinüsoidal olmasına rağmen gerilim dalga formu ile faz kaymasına sahiptir. Bu faz kayması güç faktörünün birden küçük olmasına neden olur. Bu dalga şekli için THB yine sıfır olmaktadır.

Şekil 2.3c’de ise doğrusal olmayan yük altındaki akım ve gerilimin dalga şekilleri verilmiştir. Akım dalga şekli sinüsoidal olmadığı için güç faktörü 1’ den küçüktür. THB sıfır değildir [4].

2.1 Doğrusal Olmayan Yükler İçin Güç Faktörü

Doğrusal olmayan yüklerin bulunduğu devrelerde harmonik akım bileşenleri meydana gelir ve bu tip devreler pratikte en çok karşılaşılan devrelerdir [1]. Elemanlarından en az biri doğrusal olan tek-fazlı bir devre için;

$$v = V_m \sin \omega t \quad (2.5)$$

şeklinde sinüsoidal bir gerilimin uygulanması halinde devreden akan akım;

$$i = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (2.6)$$

olacak ve N adet harmonikleri içerecektir. Bu durumda şebekeden çekilen ortalama güç aşağıdaki şekilde yazılabilir,

$$P = V.I.\cos\phi \quad (2.7)$$

Besleme gerilimi sadece temel bileşeni içerdiğinden, güç faktörü sadece temel bileşen akımı ile besleme geriliminin bileşeninden oluşmaktadır [1].

$$GF = \frac{P}{S} = \frac{I_1 \cdot \cos \phi}{\left[\sum_{n=1}^N I_n^2 \right]^{1/2}} \quad (2.8)$$

(2.8) denkleminde tanımlanan güç faktörü, harmoniklerin olmadığı durumda, doğrusal devredeki güç faktörüne karşılık gelir. Bozulma gücü (Bg) ise aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$Bg = \left[S^2 - P^2 - Q^2 \right]^{1/2} = V.I_H \quad (2.9)$$

Harmonik bileşenlere ait akım denklemi ise,

$$I_H = \left[\sum_{n=2}^N I_n^2 \right]^{1/2} \quad (2.10)$$

şeklinde hesaplanır.

Harmonik akımın gerilim ile çarpılmasından elde edilen bozulma gücü, harmoniklerin olmaması durumunda sıfır olmaktadır. Bozulma gücünün sıfır olması devredeki elemanın doğrusal olduğu anlamına gelir.

2.2. Güç Faktörü Düzeltilmesinin Gerekliliği

Güç faktörü düzeltilmesinde amaç, devreden çekilen aktif gücü görünür güç değerine yaklaştırmaktır [1]. Güç kaynaklarının verimini arttırmak için devrelere giriş güç üniteleri eklenerek akım denetlenebilir. İdeal olan, giriş akımı ve giriş geriliminin aynı şekilde ve fazda olmasıdır [5]. Günümüzdeki güç kaynaklarında reaktif gücü minimuma indirmek için "güç faktörü düzeltme" (GFD) özelliği kullanılır. Bu özellik pasif veya aktif olabilmektedir.

Pasif GFD yöntemi pasif filtrelerle yapılabilir. Günümüz güç kaynaklarında pasif GFD devresi ile birlikte aktif GFD devreleri de kullanılmaktadır. Aktif GFD daha etkili fakat daha pahalıdır; genellikle de anahtarlamalı dc-dc dönüştürücü devresi ile gerçekleştirilir. Aktif GFD ile güç faktörü yaklaşık 0.98 olmaktadır. Bu ideal olan 1 değerine çok yakındır. Pasif GFD, aktif GFD devrelerine göre ucuz, yapısal olarak da daha basittir. Güç faktörü düzeltilmesi 0.8 ile 0.9 arasındadır [5, 6].

2.3 Düşük Güç Faktörünün Sonuçları ve Etkileri

Güç faktörü belirli limitlerin altında kaldığı sürece sistemin ortalama güç faktörü düşük olmaktadır. Düşük güç faktörünün etkileri üretici yönünden bakıldığında kurulacak bir tesiste ve kurulu bir tesiste şu şekilde özetlenebilir.

Kurulacak bir tesiste:

- Jeneratör ve transformatörlerin daha büyük güçte seçilmesine,
- İletkenlerin daha kalın kesitli olmasına,
- Cihazların daha büyük ve hassas olmasına neden olmaktadır.

Kurulu bir tesiste:

- Üretim maliyetini artırır.
- Üretim, iletim ve dağıtımda kapasite ve verimin düşmesine,
- İletkenlerde kayıpların ve gerilim düşümünün artmasına,
- Gerilim ayarlamasının zorlaşmasına neden olmaktadır.

Tüketici yönünden bakıldığında kurulacak bir tesiste:

- Transformatörün, kumanda, koruma ve kontrol donanımının gereğinden daha büyük olmasına,
- İletkenlerin daha kalın kesitli seçilmesine neden olmaktadır.

Kurulu bir tesiste:

- Şebekeden daha çok reaktif enerji çekilmesine,
- Kayıpların ve gerilim düşümünün artmasına,
- Üretilen ürünün maliyetinin artmasına neden olmaktadır.

GFD'li sistemlerde yükseltilmiş güç faktörünün bazı avantajları ise şu şekilde sıralanabilir [4];

- Güç faktörü yükseltilmiş devrelerin çalışma aralığı çok geniştir,
- Maliyet düşüktür,
- Kaynak enerjisi daha iyi kullanılır,
- Daha az enerji çekilmesi nedeniyle daha düşük kesitli bakır kablolar kullanılabilir,
- Tesisat girişine ortak filtre takılabilir,
- Kaynak gerilimindeki bozulmayı engellemektedir,
- Trafolardaki ısınmaları azaltmaktadır.

2.4 GFD ile İlgili Yapılmış Çalışmalara Genel Bakış

GFD devreleri; kaynakların daha iyi kullanılması, verimleri, maliyet yönünden getirileri, alınan olumlu sonuçlar gibi özelliklerinden dolayı zamanla devre topolojilerinde ve algoritmalarda farklı yaklaşımların gelişmesini sağlamıştır.

Bu yaklaşımlardan bir tanesi Su ve arkadaşları tarafından tek-fazlı yükselten tip yarım köprü KGK'lar için GFD dönüştürücülerinin karşılaştırılmasıdır. Yapılan çalışmada geleneksel yarım köprü dönüştürücülerin, (ac-dc/dc-dc) bir ve iki anahtarlı yükseltici tip dönüştürücülerle, aktif anahtar sayıları, anahtarlardaki gerilim baskıları ve fazladan kullanılan diyotlar gibi özellikleri kıyaslanarak yükseltici tip dönüştürücülerin verimlerinden bahsedilmiş ve üç dönüştürücü karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar sonucu KGK uygulamalarında tek ve iki

anahtarlı yükseltici tip GFD dönüştürücülerinin, güvenilirlik ve verimlerinden dolayı daha çok tercih edildiği görülmüştür [7].

Zhang ve Lee ise çalışmalarında tek-fazlı GFD devrelerinin çalıştırılması ve geliştirilmesi üzerinde durmuştur [8]. Tek-faz dönüştürücülerin genel yapılarından bahseden bu çalışmada, GFD dönüştürücüler için GFD üniteleri tanımlanmakta ve gerekli GFD şartları türetilmektedir. Tek kısım GFD tekniğinin değerlendirilebilmesi için, akım kaynaklı tek kısım yükseltici tip, iki kısımlı GFD dönüştürücüler ile karşılaştırılıp tek kısımlı GFD dönüştürücüler için sınırlar belirlenmiştir. Tek kısımlı yaklaşım toplam maliyetin az olması ve boyutlarının daha küçük olmasından dolayı iki kısımlı yaklaşıma göre daha caziptir. Bu çalışmada, GFD düzeltilmesi için gerekli şartlar yükseltici tip dönüştürücünün çalışması temel alınarak türetilmekte ve bu durum tek kısımlı GFD dönüştürücü ile doğrulanmaktadır [8].

Pandey ve arkadaşlarının GFD dönüştürücülerin modellenmesi ve benzetiminden bahsettikleri çalışmalarında, kullanılan tekniklerle GFD dönüştürücülerin geniş olarak anlaşılmasının yanında gerçek sistemlerin fabrikasyonsuz olarak performanslarının değerlendirilmesi üzerinde durulmuştur. Çalışmalarında tek-fazlı yükseltici tip dönüştürücülerin matematiksel modellemelerinden bahsederek, modelleme ve benzetim yaklaşımının tasarım ve akademik araştırmalar için yeterli olduğu sonucuna varılmıştır [9].

Chug ve arkadaşları, çalışmalarında giriş akım şekillendirmesi ve çıkış gerilim düzenlemesi için tek akım sensörü kullanılarak bir yükseltici tip aktif GFD devresinin gerçekleştirilmesini anlatmaktadır. Bu çalışmada sadece giriş gerilimi değil çıkış geriliminin de ölçülebilmesine ihtiyaç duyulur. Endüktans akımını ölçebilmek için iki fonksiyon kullanılır. Geleneksel GFD devreleri ile karşılaştırıldığında bir takım avantajları vardır. Birinci avantajı gerilim bölücü gerektirmemesidir. İkincisi güç ve kontrol kısmı arasındaki elektrik yalıtımının daha başarılı olmasıdır. Üçüncü avantajı ise karışık sayısal hesaplamalara ihtiyaç duymamasıdır. Farklı denetleme metotları da (tepe akım denetleme ve ortalama akım denetleme) bu çalışmada sunulmuştur. Tüm sistem tek bir akım sensörüne ihtiyaç duyar, gerilim sensörüne ihtiyaç duymaz. Algılayıcıların sayısının azaltılmış olmasının dışında kontrol algoritması da basitleştirilmiştir [10].

Rossetto ve arkadaşları yaptıkları çalışmada, aktif akım dalga şekillendirme tekniği kullanarak sabit anahtarlama frekanslarında sinüse yakın giriş akımları elde edilebilen GFD devreleri üzerinde durmuşlardır [11]. Bu çalışmada önerilen hızlı cevap veren ve daha güvenilir anahtarlama sağlayan metot aynı zamanda anlık akım denetimine de izin vermektedir. GFD devresi olarak, daha çok yükseltici dönüştürücü için akım dalga şekillendirme teknikleri esas alınmıştır. Yükseltici dönüştürücüler, topoloji olarak kolay ve az bozulmuş giriş akımlarına ve çoğunlukla güç faktörü 1 olan değişik denetleme tekniklerine izin vermektedir. Aşırı akım, aşırı

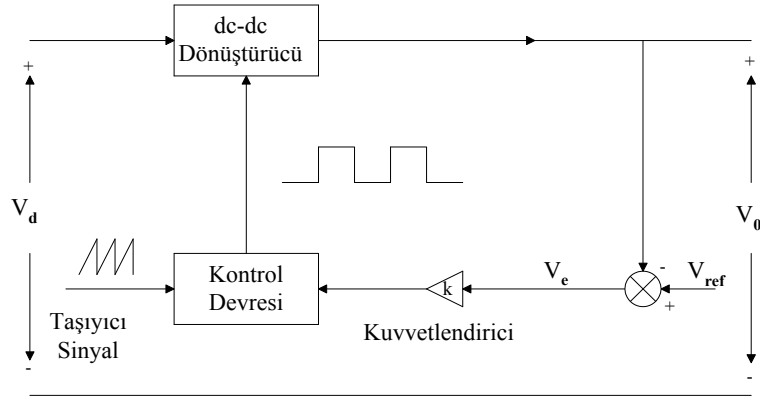
yükleme ve kısa devre durumlarındaki akım kısıtlamaları, giriş ve çıkış düzeylerinin yalıtımı için yüksek frekanslı transformatörü araya koyma zorunluluğu ve çıkış geriliminin her zaman giriş geriliminin tepe değerinden yüksek olması gibi dezavantajlarına rağmen, yükseltici dönüştürücü topolojisine dayalı GFD'lerin literatürde daha fazla kullanıldığı sonucuna varılmıştır [11].

3. ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Anahtarlamalı dönüştürücüler yüksek güç ihtiyacı duyulan alanlarda, ayarlı dc-dc güç kaynaklarında ve dc motor sürücü uygulamalarında kullanılmaktadır. Anahtarlamalı dönüştürücü, giriş gerilimini yüksek frekanslarda anahtarlayarak çıkışa iletir. Ayarsız dc girişi değişken dc çıkışa çevirmek için kullanılır. Anahtarlamalı dönüştürücülerin doğrusal dönüştürücülere göre farkları şunlardır:

- Çıkış gürültü seviyeleri yüksek olduğundan filtre devreleri kullanılır.
- Anahtarlamalı dönüştürücüler yapılarından dolayı, elektromanyetik ve radyo frekanslı girişimlerden etkilenirler. Bu nedenle özel filtre devrelerine gereksinim duyarlar.
- Yük akımlarında meydana gelen değişimlere tepki verme süreleri daha uzundur.
- Anahtarlamalı dönüştürücülerin verimleri yüksektir.
- Anahtarlamalı dönüştürücülerde birden fazla çıkış elde edilebilmekte ve çıkış geriliminin kutupları değiştirilebilmektedir. Bu özellik doğrusal dönüştürücülerde söz konusu değildir.
- Doğrusal dönüştürücülere göre yapıları karmaşık ve analizlerinin gerçekleştirilmesi zordur.

Şekil 3.1’de anahtarlamalı dönüştürücü blok şeması verilmiştir [12].



Şekil 3.1 Anahtarlamalı dönüştürücü blok şeması

Günümüzde farklı tiplerde anahtarlamalı dönüştürücü tasarımı yapılmaktadır. En yaygın kullanılan anahtarlamalı dönüştürücüler üç tiptir. Bunlar;

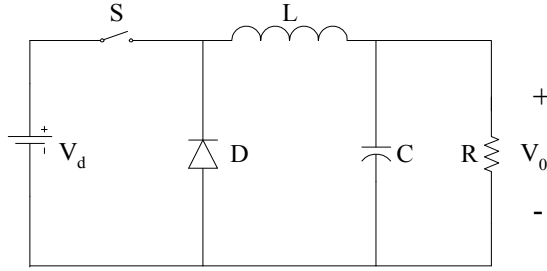
- Alçaltıcı Dönüştürücü

- Yükseltici Dönüştürücü
- Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü

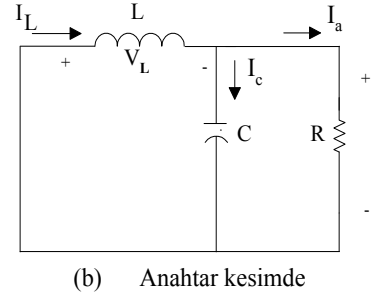
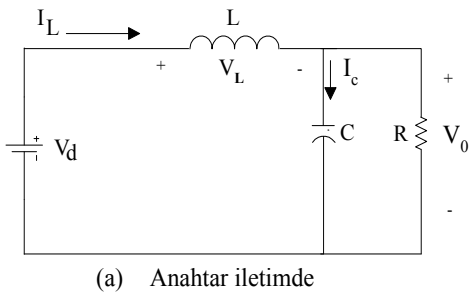
3.1 Alçaltıcı Dönüştürücü

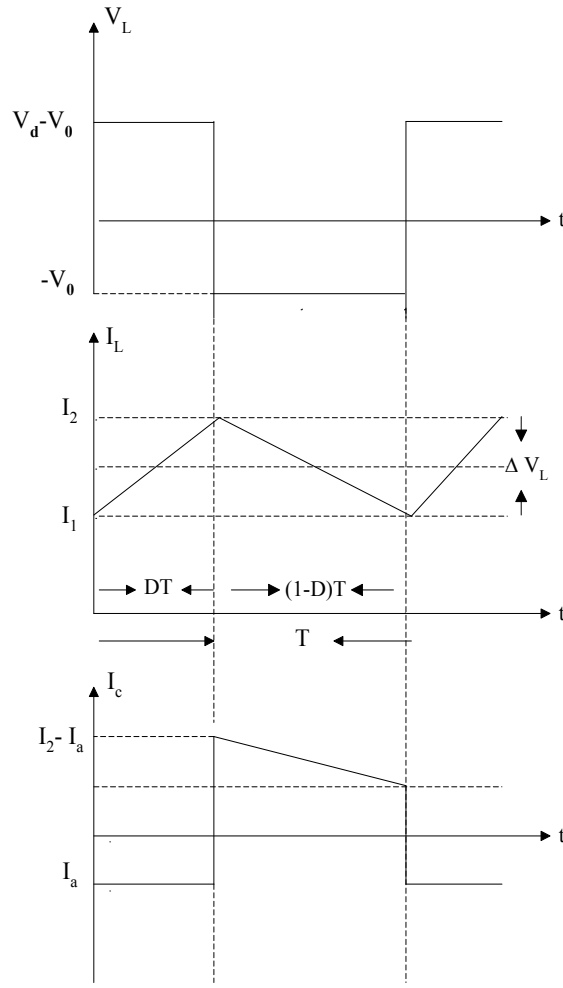
Alçaltıcı dönüştürücü giriş gerilimden daha düşük seviyede ortalama çıkış gerilimi üretir. Temel uygulama alanları; ayarlı güç kaynakları ve dc motor hız kontrol devreleridir [5]. Kontrol anahtarı ideal ve yük omik kabul edildiğinde ani çıkış gerilimi anahtarın durumuna bağlı olarak değişir. Bu gerilim, görev oranı (D) değiştirilerek kontrol edilebilir. Alçaltıcı dönüştürücünün verimi yüksek, anahtarlama kuvveti düşük, çıkış gerilim dalgalanması azdır. Gerilim dalgalanmaları kondansatör ve endüktanstan oluşan alçak geçiren bir filtre ile giderilebilir. Şekil 3.2 ve 3.3'de alçaltıcı dönüştürücünün eşdeğer devresi ve dalga şekilleri görülmektedir [13].

Anahtar iletimdeyken, diyot ters kutuplandığından giriş devresi hem yüke hem de endüktansa enerji sağlar. Anahtar kesimdeyken, endüktans akımı diyot üzerinden akar ve yük kondansatör üzerinden beslenir.



Şekil 3.2 Alçaltıcı dönüştürücü eşdeğer devresi





(c) Dalga şekilleri

Şekil 3.3 Alçaltıcı dönüştürücü eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri

Anahtar iletimdeyken endüktans gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir [14],

$$V_L = V_d - V_0 \quad (3.1)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_d - V_0}{L} \quad (3.2)$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_L dt \quad (3.3)$$

$$\Delta I_L = \left(\frac{V_d - V_0}{L} \right) DT \quad (3.4)$$

Anahtar kesimdeyken endüktans gerilimi aşağıdaki şekilde olacaktır.

$$V_L = -V_0 \quad (3.5)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{(1-D)T} = \frac{-V_0}{L} \quad (3.6)$$

$$\Delta I_L = \frac{-V_0}{L} (1-D)T \quad (3.7)$$

Bu denklemlerin yardımıyla endüktans ve kondansatör değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_{L_{\max}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = V_0 \left(\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \quad (3.8)$$

$$I_{L_{\min}} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = V_0 \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \quad (3.9)$$

$$I_L = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.10)$$

$$\frac{V_0}{R} = \frac{1}{2L} V_0 (1-D) T \quad (3.11)$$

$$L = \frac{(1-D) R}{2f} \quad (3.12)$$

$$\Delta V_0 = \Delta V_C = \frac{1}{C} \int I_c dt \quad (3.13)$$

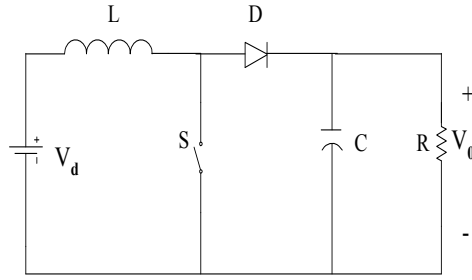
$$= \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$\Delta V_0 = \frac{T \Delta I_L}{8fC} \quad (3.14)$$

$$C = \frac{T \Delta I_L}{8f \Delta V_0} \quad (3.15)$$

3.2 Yükseltici Dönüştürücü

Bu dönüştürücüler ayarlı dc güç kaynaklarında, dc motorların enerji geri kazanımlı frenlemesinde, güç faktörü ayarlayıcılarında ve akü grubu şarj edicilerinde kullanılmaktadırlar. Çıkış gerilimi her zaman girişteki gerilimden daha büyüktür. Yükseltici dönüştürücün verimi yüksektir. Giriş akımındaki dalgalanma azdır. Anahtar iletime geçince diyot ters kutuplanır ve çıkış devresini girişten ayırır. Bu esnada girişten endüktansa enerji uygulanır. Anahtar kesimdeyken devrenin çıkışına hem girişten hem de endüktanstan enerji gitmektedir [2]. Şekil 3.4 ve 3.5’de yükseltici dönüştürücü eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri verilmiştir [15].



Şekil 3.4 Yükseltici dönüştürücü eşdeğer devresi

Anahtar iletimdeyken endüktans gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir [13].

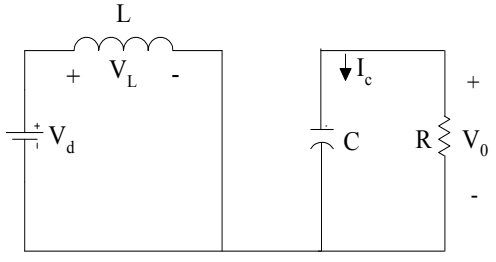
$$V_L = V_d = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3.16)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_d}{L} \quad (3.17)$$

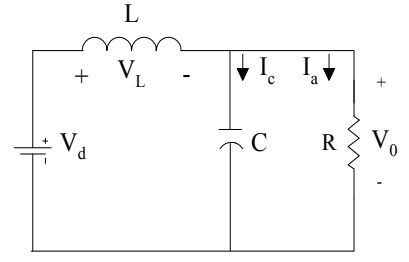
$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{DT} \quad (3.18)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_d}{L} \quad (3.19)$$

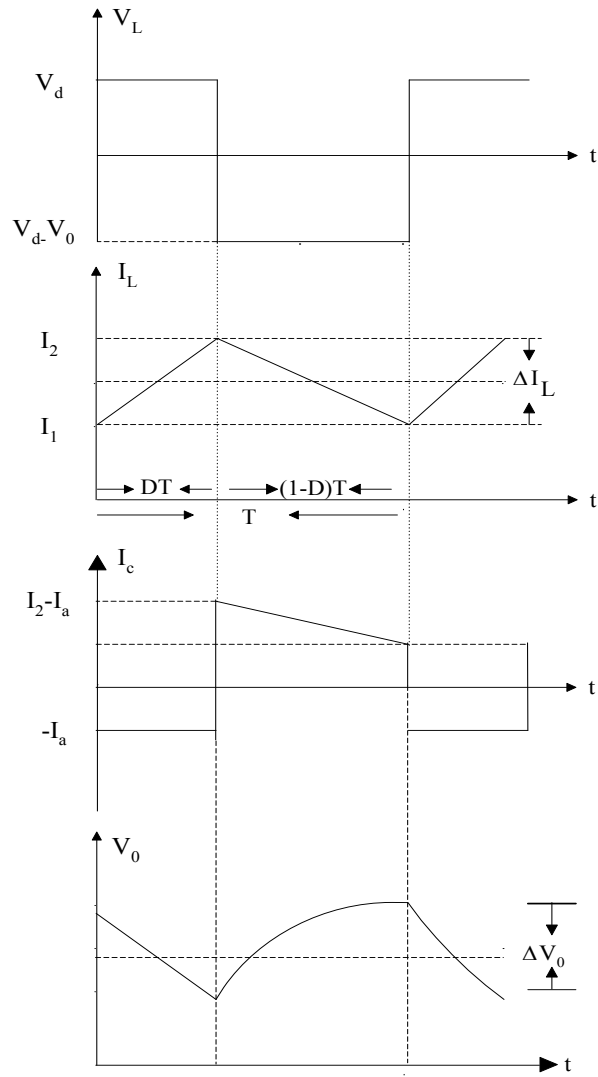
$$\Delta I_L = \frac{V_d DT}{L} \quad (3.20)$$



(a) Anahtar iletimde



(b) Anahtar kesimde



(c) Dalga şekilleri

Şekil 3.5 Yükseltici dönüştürücü eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri

Anahtar kesimdeyken endüktans gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_L = V_d - V_0 \quad (3.21)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_d - V_0}{L} \quad (3.22)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{(1-D)T} \quad (3.23)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_d - V_0}{L} \quad (3.24)$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_d - V_0)(1-D)T}{L} \quad (3.25)$$

Sürekli durumda dönüştürücü üzerinde harcanan güç ihmal edildiğinde ortalama giriş gücü, ortalama çıkış gücüne eşittir. Bu durumda,

$$V_d I_d = \frac{V_0^2}{R} \quad (3.26)$$

$$V_d I_L = \frac{\left(\frac{V_d}{(1-D)}\right)^2}{R} = \frac{V_d^2}{(1-D)^2 R} \quad (3.27)$$

Ortalama endüktans akımı,

$$I_L = \frac{V_0}{(1-D)^2 R} \quad (3.28)$$

Maksimum ve minimum endüktans akımı,

$$\begin{aligned} I_{L_{\max}} &= I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= \frac{V_d}{(1-D)^2 R} + \frac{V_d DT}{2L} \end{aligned} \quad (3.29)$$

olacaktır.

$$I_{L\min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.30)$$

$$= \frac{V_d}{(1-D)^2 R} - \frac{V_d DT}{2L}$$

şeklinde olacaktır.

Endüktans değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 TR}{2} \quad (3.31)$$

Çıkış dalgalanma gerilim değeri (ΔQ) aşağıdaki şekilde olacaktır.

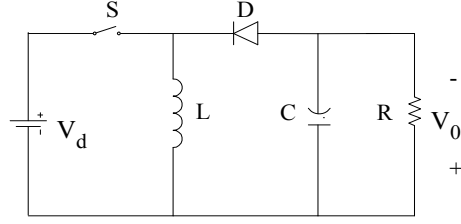
$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_0}{R} \right) DT = C \Delta V_0 \quad (3.32)$$

$$\Delta V_0 = \frac{V_0 DT}{RCf} = \frac{V_0 D}{RCf} \quad (3.33)$$

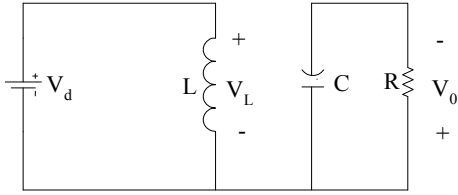
$$C = \frac{D}{Rf \frac{\Delta V_0}{V}} \quad (3.34)$$

3.3 Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü

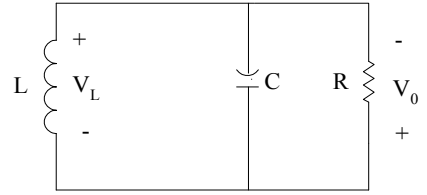
Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücüler ters kutuplu çıkış gerektiren çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek ya da düşük olduğu ayarlı dc güç kaynaklarında kullanılır. Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü iki temel dönüştürücünün yani alçaltıcı ve yükseltici dönüştürücünün ard arda bağlanmasıyla elde edilir. Giriş-çıkış gerilim dönüşüm oranı; ard arda bağlanan dönüştürücülerin dönüşüm oranlarının çarpımıdır. Çıkış geriliminin giriş geriliminden daha az veya daha fazla olması görev oranına bağlıdır. Anahtarın iletme geçirilmesiyle, girişten endüktansa enerji akışı söz konusu olur ve bu esnada diyot ters kutuplanır. Anahtar kesime girdiğinde dc kaynak devreden ayrılır. Endüktansta biriken enerji çıkışa aktarılır. Bu esnada giriş tarafından enerji uygulanmaz. Sürekli iletim durumunda çıkış kondansatör değerinin, sabit çıkış gerilimini sağlaması için çok büyük olduğu düşünülmektedir [16]. Şekil 3.6 ve 3.7'de alçaltıcı-yükseltici dönüştürücünün eşdeğer devresi ve dalga şekilleri verilmiştir [17].



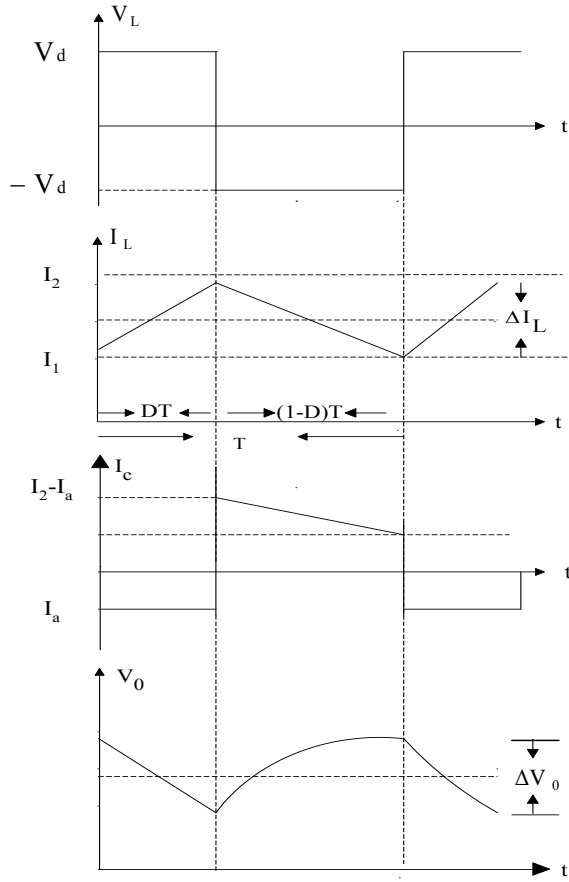
Şekil 3.6 Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü eşdeğer devresi



(a) Anahtar iletimde



(b) Anahtar kesimde



(c) Dalga şekilleri

Şekil 3.7 Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü eşdeğer devreleri ve dalga şekilleri

Anahtar iletimdeyken endüktans gerilimi şu şekilde yazılabilir [14].

$$V_L = V_d = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3.35)$$

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{DT} = \frac{V_d}{L} \quad (3.36)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_d DT}{L} \quad (3.37)$$

Anahtar kesimdeyken endüktans gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

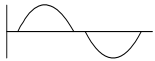
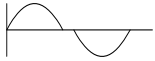
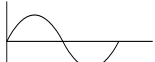
$$V_L = V_0 = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3.38)$$

$$\frac{\Delta I_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{(1-D)T} = \frac{V_0}{L} \quad (3.39)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_0(1-D)T}{L} \quad (3.40)$$

Tablo 3.1’de alçaltıcı dönüştürücü, yükseltici dönüştürücü, alçaltıcı-yükseltici dönüştürücünün dalga formları, iletim karakteristikleri, giriş akımları ve güç seviyelerinin karşılaştırması görülmektedir [18].

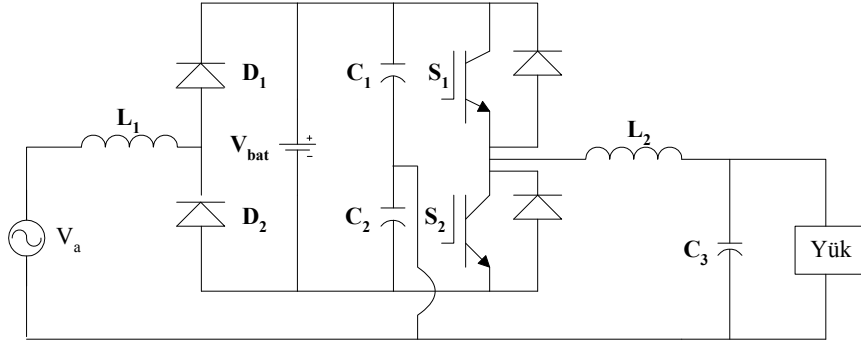
Tablo 3.1 Temel Dönüştürücülerin Karşılaştırılması

Temel Dönüştürücüler	Hat Akım Dalga Formları	İletim Karakteristikleri	Giriş Akımları	Güç Seviyeleri
Alçaltıcı Dönüştürücü		$V_d > V_0$	Sürekli	Düşükten Ortaya
Yükseltici Dönüştürücü		$V_d < V_0$	Sürekli	Düşükten Ortaya
Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü		$V_d < V_0$ $V_d > V_0$	Sürekli	Düşükten Ortaya

4. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTMESİYLE İLGİLİ YAPILAN ÇALIŞMALARIN İNCELENMESİ

4.1 Tek Fazlı Yarım Köprü Eviriciler İçin Güç Faktör Düzeltme Dönüştürücülerinin Karşılaştırılmalı Çalışması

Bu çalışmada, yarım köprü eviriciler açıklanmıştır. Yarım köprü eviriciler tek-faz KGK uygulamaları için arzu edilen özelliklere sahip olduklarından uygulamalarda sıklıkla kullanılırlar. Diyot doğrultuculu ile yarım köprü dönüştürücüler kullanılan anahtarlama elemanı ve gerilim baskısı gibi özelliklere göre kıyaslandığında bir takım avantaj ve dezavantajlara sahiptirler. Şekil 4.1’de diyot doğrultuculu ve evirici tabanlı tek-fazlı KGK sistemi ve şekil 4.2’de ise yarım köprü dönüştürücülü ve evirici tabanlı tek-fazlı KGK devre yapıları verilmiştir.



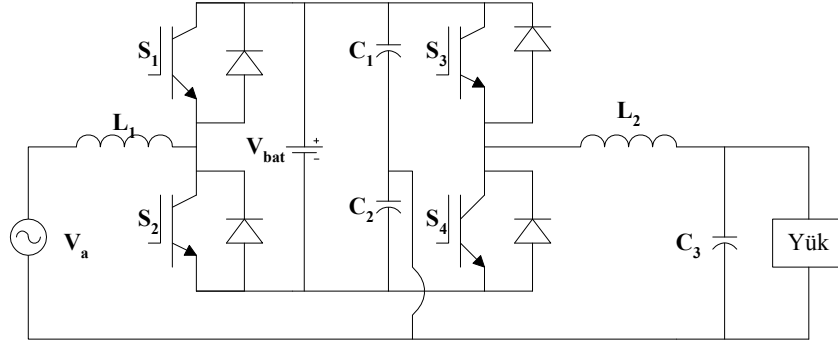
Şekil 4.1 Diyot doğrultuculu ve evirici tabanlı tek-fazlı KGK sistemi

Kullanılan yarım köprü topolojinin avantajları aşağıda belirtildiği şekildedir.

- Yalıtım trafosunun olmaması,
- Sinusoidal ac hat akımı ve birim güç faktörü,
- Düşük güç,
- Yüksek performans.

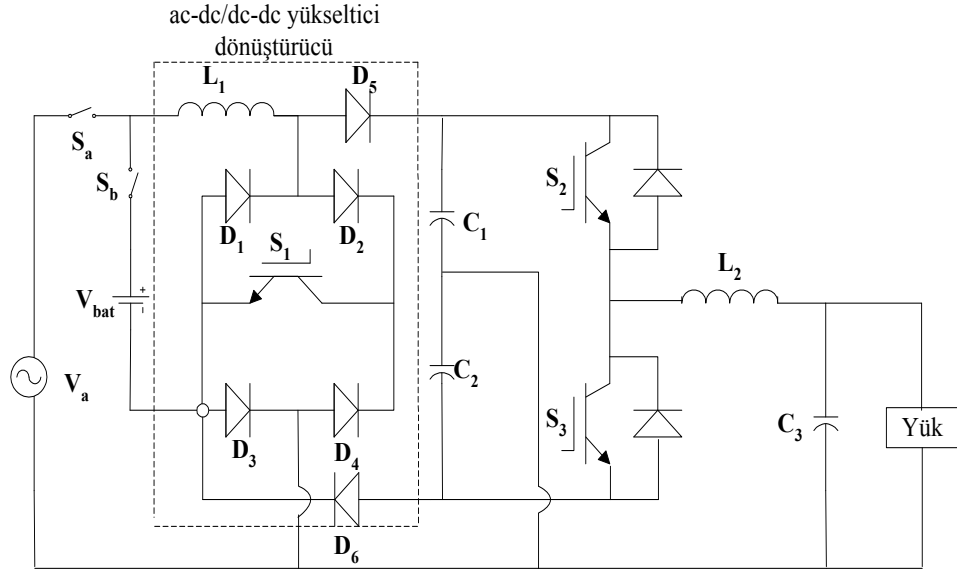
Dezavantajları:

- Doğrultuculardan dolayı harmonik bozulmalar,
- Devrede dc hatta depo edilen enerjinin direk bağlantısından doğan sonuçlar.



Şekil 4.2 Yarı köprü dönüştürücülü ve evirici tabanlı tek fazlı KGK sistemi

Harmonik problemlerden dolayı diyotlu doğrultucu yerine yarı köprü dönüştürücüler tercih edilmektedir. Devrenin akım dalga şekli farklı olduğundan değişik yaklaşımlar ortaya çıkmıştır. Bu yaklaşımlardan birincisi dc hata faz bacağı eklenmesidir. Şekil 4.3’de dc hattın düşük gerilim batarya bağlantıları için çift yönlü dönüştürücü devre tipi gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Tek anahtarlı ac-dc/dc-dc yükseltici dönüştürücü için yeni bir yaklaşım

Şekil 4.3’deki tek anahtarlı ac-dc/dc-dc GFD dönüştürücü işlemi anahtarların normal ve batarya ile çalışma durumlarına göre 4 işlem modunda incelenebilir. Birincisi normal işlem modu olup S_a anahtarı iletimde, S_b anahtarı kesimdedir. Pozitif hat gerilimi V_a için S_1 anahtarı iletime girdiğinde akım $V_a \rightarrow L_1 \rightarrow D_2 \rightarrow S_1 \rightarrow D_3 \rightarrow V_a$ yolunu izler. Bu durumda, kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_a = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (4.1)$$

S_1 anahtarı kesime gittiğinde akım yolu değişir. Ac hattan dc hata güç transferi için akım yolu;

$V_a \rightarrow L_1 \rightarrow D_5 \rightarrow C_1 \rightarrow V_a$ yolunu izler.

S_1 anahtarı kesimde iken kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_a - V_{C_1} = L_1 \frac{dI_{L_1}}{dt} \quad (4.2)$$

Benzer şekilde negatif V_a işlem modu da bu şekilde düşünülebilir. C_2 bu mod altında şarj olur ve izlediği yol $V_a \rightarrow C_2 \rightarrow D_6 \rightarrow D_1 \rightarrow L_1 \rightarrow V_a$ olarak ifade edilir. Batarya kullanılan normal işlem modunda; S_a anahtarı iletimde S_b anahtarı kesimde olduğunda akım yolu ise $V_{bat} \rightarrow L_1 \rightarrow D_2 \rightarrow S_1 \rightarrow V_{bat}$ şeklindedir

S_1 anahtarı iletimde iken aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$V_{bat} = L_1 \frac{dI_{L_1}}{dt} \quad (4.3)$$

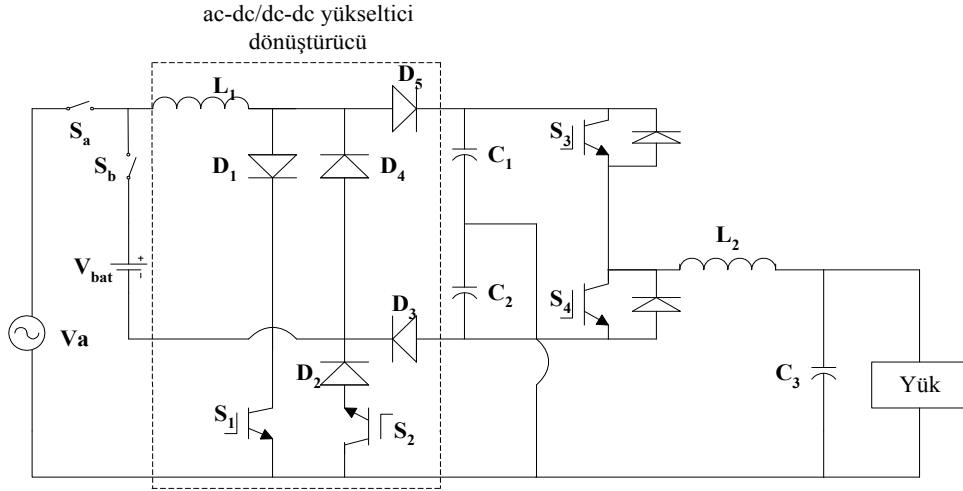
S_1 anahtarı kesimde olduğunda ise enerjinin bir kısmı bataryada kalarak L_1 'den dc hata transfer edilir. Akımın dc kondansatörünü şarj etmek için izlediği yol ise;

$V_{bat} \rightarrow L_1 \rightarrow D_5 \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow D_6 \rightarrow V_{bat}$ olarak yazılabilir.

S_1 anahtarı kesimde iken aşağıdaki denklem elde edilir.

$$V_{bat} - V_{C_1} - V_{C_2} = L_1 \frac{dI_{L_1}}{dt} \quad (4.4)$$

İki anahtarlı ac-dc/dc-dc GFD dönüştürücü işlemi 4 işlem modunda incelenebilir. Birincisi normal işlem modudur. S_a anahtarı giriş akımının sinusoidal dalga şeklini takip etmesini sağlar.



Şekil 4.4 İki anahtarlı ac-dc/dc-dc yükseltici dönüştürücü için yeni bir yaklaşım

S_1 anahtarı ac hat voltajının pozitif yarımlı boyunca, S_2 anahtarı ise ac hat voltajının negatif yarımlı boyunca akım ayarlaması sağlamak için kullanılır. Pozitif kaynak gerilimi için S_1 anahtarı iletime alındığında akım $V_a \rightarrow L_1 \rightarrow D_1 \rightarrow S_1$ yolunu izler. Bu esnada endüktansta enerji depolanır. S_1 anahtarı kesime girdiğinde ac hattan dc hata transfer edilen güç ve akım yolu değişir. Akım $V_a \rightarrow L_1 \rightarrow D_5 \rightarrow C_1 \rightarrow V_a$ yolunu izler.

S_1 anahtarı iletimde iken kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_a = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (4.5)$$

S_1 anahtarı kesimde iken kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_a - V_{C1} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (4.6)$$

Kaynak geriliminin negatif saykılında S_2 anahtarının iletim ve kesim durumu için iki modda aynıdır. S_2 anahtarı iletimde iken akım $V_a \rightarrow C_2 \rightarrow D_3 \rightarrow D_4 \rightarrow L_1 \rightarrow V_a$ yolunu izler.

Batarya ile güçlendirilmiş normal işlem modları; S_a anahtarı kesimde S_b, S_1, S_2 anahtarı iletimde iken akım yolu ise $V_{bat} \rightarrow L_1 \rightarrow D_1 \rightarrow S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow D_2 \rightarrow V_{bat}$ şeklinde olacaktır. S_1 anahtarı kesimde S_2 anahtarı iletimde iken akım $V_{bat} \rightarrow L_1 \rightarrow D_5 \rightarrow C_1 \rightarrow S_2 \rightarrow D_2 \rightarrow V_{bat}$ yolunu izler. S_1 anahtarı iletimde S_2 anahtarı kesimde olduğunda akım yolu $V_{bat} \rightarrow L_1 \rightarrow D_1 \rightarrow S_1 \rightarrow C_2 \rightarrow D_3 \rightarrow V_{bat}$ şeklinde yazılabilir.

S_1 ve S_2 anahtarları iletimde iken kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_{\text{bat}} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (4.7)$$

S_1 anahtarları kesimde S_2 anahtarları iletimde iken kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_{\text{bat}} - V_{C_1} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (4.8)$$

S_1 anahtarları iletimde S_2 anahtarları kesimde iken kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_{\text{bat}} - V_{C_2} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (4.9)$$

Tablo 4.1’de yarım köprü dönüştürücü, tek aktif anahtarlı ac-dc/dc-dc yükselten dönüştürücü ve iki aktif anahtarlı ac-dc/dc-dc yükselten dönüştürücü anahtar sayıları, verimleri, diyot sayıları gibi özellikleri göz önüne alınarak karşılaştırılmıştır [7].

Tablo 4.1 GFD dönüştürücülerin karşılaştırılması

		Yarım Köprü Dönüştürücü	Tek aktif anahtarlı ac-dc/dc-dc yükselten dönüştürücü	İki aktif anahtarlı ac-dc/dc-dc yükselten dönüştürücü
Aktif Anahtar Sayıları		3	1	2
Diyotların Sayısı		3	6	5
Anahtarlardaki gerilim baskısı		Tam dc hat gerilimi	Yarım dc hat gerilimi	Yarım dc hat gerilimi
GFD düzeltiminde verim		Düşük	Yüksek	Çok Yüksek
dc Hat Kapasite Gerilimleri	Normal Mod	Mümkün	Mümkün	Mümkün
	Batarya Mod	Mümkün değil	Mümkün değil	Mümkün

Bu modellemede kaynak kısmında; V_m sinüsoidal gerilim kaynağı, f_s ise frekansı temsil etmektedir.

Kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_a(t) = V_m \sin \omega t \quad (4.10)$$

$$\omega = 2\pi f_s \quad (4.11)$$

Doğrultulmuş hat gerilimi

$$V_d(t) = |V_a(t)| = |V_m \sin \omega t| \text{ dir.} \quad (4.12)$$

$$\text{Burada dc hat giriş gerilimi } u(t) = \frac{|V_a(t)|}{V_m} \text{ dir.} \quad (4.13)$$

Şekil 4.5'de akım denetim modlu GFD dönüştürücülerin tipik kontrol şeması görülmektedir. Bu kontrol şeması yüksek giriş güç faktöründe ayarlanmış dc çıkış gerilimini sağlar. Burada dc gerilim ayarlanması için PI denetleyici kullanılmaktadır. Devrenin çıkış gerilimi referans gerilimle karşılaştırılarak hata şu şekilde bulunur.

$$V_e = V_0^* - V_0 \quad (4.14)$$

Denetleyicinin çıkışı V_k , giriş akım referansı giriş akım referansının genliği izin verilen güvenli değerle sınırlandırıldıktan sonra alınır. Referans akımı oluşturmak için giriş gerilimi $u(t)$, giriş akım referans genliği ile ölçülen kaynak geriliminin çarpılmasıyla elde edilir.

Referans akımın anlık değeri;

$$I_L = \frac{AB}{C^2} \text{ dir.} \quad (4.15)$$

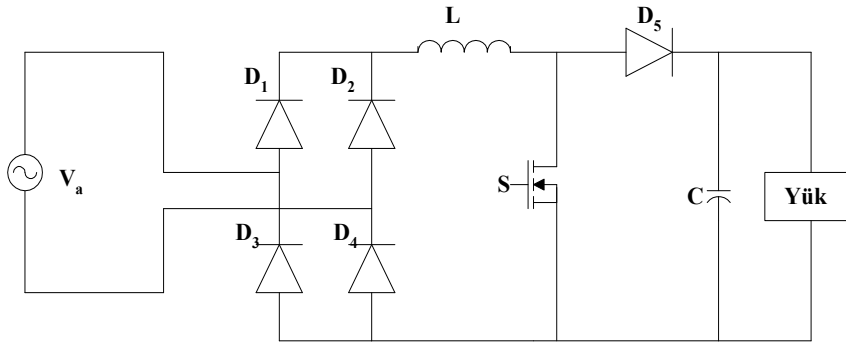
burada A giriş akım referansı, B giriş gerilimi $u(t)$ ve C alçak geçiren filtreden algılanan giriş gerilim sinyal bileşenidir.

Referans akım ve gerçek akım arasındaki fark giriş akım hatası;

$$\Delta I_L = I_L * -I_L \quad (4.16)$$

şeklinde yazılır.

Anahtarlama mantığı, kullanılan dönüştürücü tiplerinden bağımsızdır. Güç devreleri Kirchoff ve Ohm kanunu kullanarak birinci dereceden diferansiyel denklemlerle modellenir. Bu çalışmada örnek olması açısından tek fazlı yükselten GFD dönüştürücü ve tek-fazlı yarım köprü dönüştürücü incelenmiştir.



Şekil 4.6 Tek-fazlı yükseltici dönüştürücü

Yükseltici dönüştürücü için endüktans akımı I_L ve dc hat kondansatör gerilimi V_0 için iki tane diferansiyel denklemlerle modellenmiştir.

$$sI_L = \left(\frac{V_{dc} - V_p}{L} \right) - r \left(\frac{I_L}{L} \right) \quad (4.17)$$

$$sV_0 = (I_p - V_0 / R) / C \quad (4.18)$$

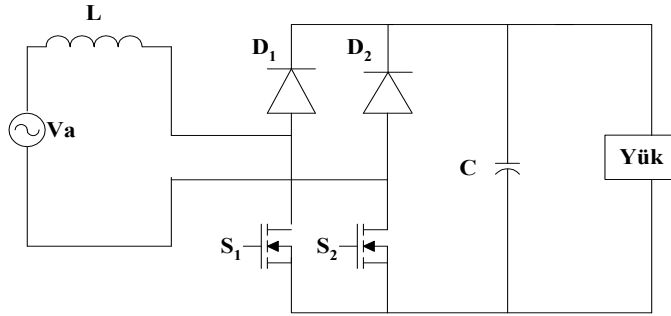
Burada s diferansiyel operatördür $\left(\frac{d}{dt} \right)$ ve V_p anahtarın üzerindeki gerilim olarak tanımlanmaktadır.

$$V_p = V_{dc} (1 - D) \quad (4.19)$$

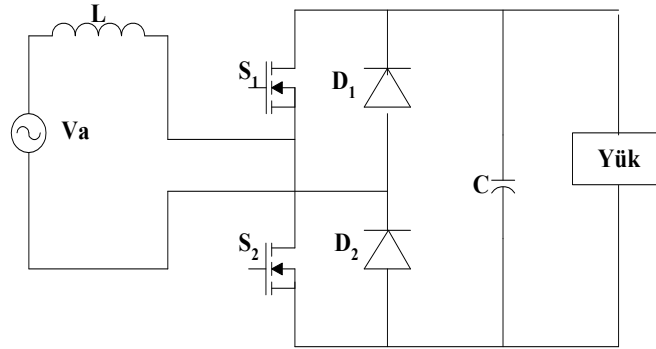
I_p diyottan akan akım olarak tanımlanır ve aşağıdaki denklemle hesaplanır.

$$I_p = I_L(1 - D) \quad (4.20)$$

Burada D akım ayar çevriminden elde edilen anahtarlama sinyalidir. Değeri 1 ya da 0 olmaktadır. Tek-fazlı yükseltici dönüştürücü simetrik ve asimetrik olmak üzere ikiye ayrılır. Her iki dönüştürücünün verimleri ve güvenilirliği yüksek, modelleri benzer ve karakteristikleri aynıdır. Şekil 4.7 ve 4.8’de simetrik ve asimetrik dönüştürücülerin devre şemaları verilmiştir.



Şekil 4.7 Simetrik dönüştürücünün güç devresi



Şekil 4.8 Asimetrik dönüştürücünün güç devresi

Şekil 4.7 ve 4.8’deki dönüştürücünün endüktans akımı I_L ve dc hat gerilimi V_0 için iki tane diferansiyel denklemle modellenebilir.

$$sI_L = \left(\frac{V_{dc} - V_p - rI_L}{L} \right) \quad (4.21)$$

$$sV_0 = (I_p - V_0 / R) / C \quad (4.22)$$

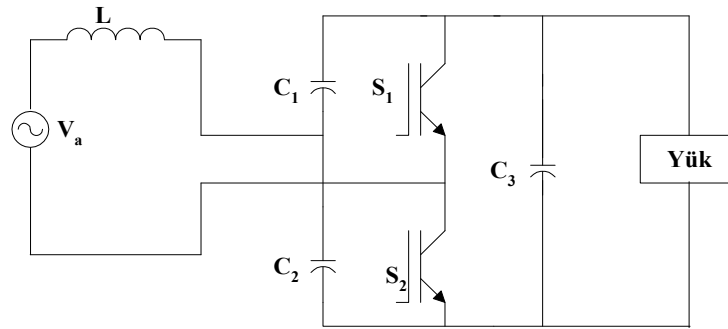
Denklem (4.21) ve (4.22)'deki V_p ve I_p değerleri;

$$V_p = V_{dc} (d_1 - d_2) \quad (4.23)$$

$$I_p = I_L (d_1 - d_2) \quad (4.24)$$

şeklindedir.

Burada d_1 ve d_2 S_1 ve S_2 anahtarlarının kontrolünü sağlamaktadır. Çıkış gerilimi uygun akım ayarlaması için giriş geriliminin tepe değerinden yüksek bir değerde olmalıdır. Şekil 4.9'da gösterilen yarım köprü dönüştürücüde bloklama diyodu elimine edilmiştir [8].



Şekil 4.9 Yarım köprü dönüştürücünün güç devresi

4.3 Tek-Fazlı Güç Faktör Düzeltme Tekniklerinin İncelenmesi ve Gelişimi

Zhang ve Lee tarafından yapılan bu çalışmada, mevcut DGM ile bütünleşmiş tek-faz güç faktör düzeltme dönüştürücülerinin genel yapıları sunulmaktadır. Tipik GFD üniteleri, tek-faz GFD dönüştürücülerin içinde tanıtılarak, tek-faz GFD tekniklerinin değerlendirilmesi için tek kısımlı ve iki kısımlı yükseltici GFD dönüştürücülerin karşılaştırılması yapılmaktadır. Güç dönüştürücüsünde üretilen harmonik akımlar enerji hattını bozar ve diğer kullanıcıları etkiler. Klasik diyot doğrultucuları her zaman yüksek oranda harmonik akım çeker. Pasif filtre bileşenleri çok hacimli ve değişken yük altında cazip değildir. Aktif çözüm olarak geleneksel diyot doğrultucuları yerine anahtarlamalı güç faktörü düzeltme dönüştürücüleri kullanılır. İyi bir güç faktörü için giriş hat akımı giriş hat gerilimini izlemelidir. Düşük güç uygulamaları için aktif GFD dönüştürücüleri iki kategoride incelenir.

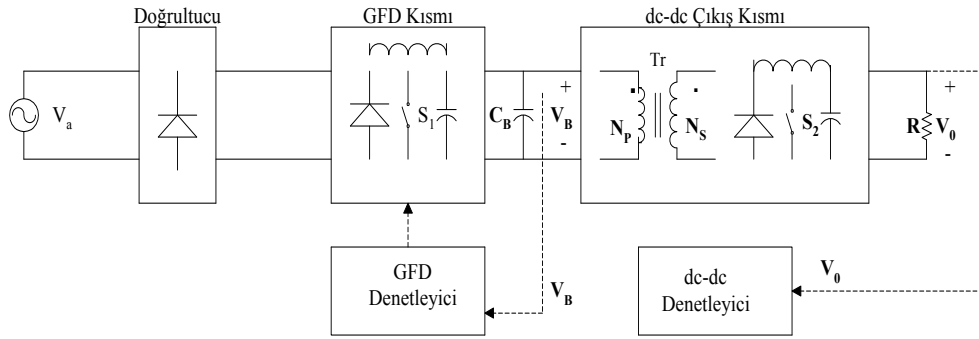
1-)İki kısımlı yaklaşım

2-)Tek kısımlı yaklaşım

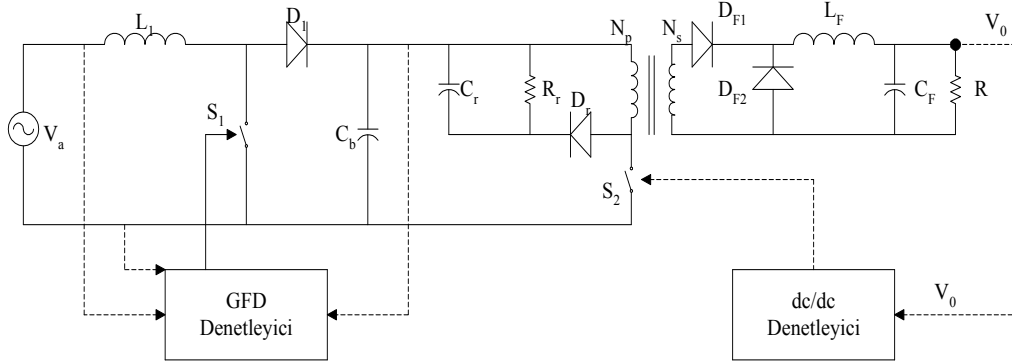
4.3.1 İki Kısımlı GFD Yaklaşımı

İki kısımlı yaklaşım oldukça yaygın kullanılan bir yaklaşımdır. Hat akımının hat gerilimini izlemesiyle birim güç faktörü elde edilir. Bağımsız iki güç kısmı vardır.

GFD kısmı alçaltıcı, yükseltici ya da alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü olabilir. İyi bir giriş akım dalga şekli elde edebilmek için ölçülen hat akım ve gerilimi GFD ünitesiyle kontrol edilir. Şekil 4.10'da V_B dc-dc dönüştürücünün giriş voltajıdır. Aktif iki kısımlı GFD dönüştürücü düşük ve yüksek güç uygulamalarında kullanılır ve iyi bir performansa sahiptir. Bunun yanında ek olarak eleman sayıları ve maliyet artmaktadır.



Şekil 4.10 Aktif iki kısımlı GFD dönüştürücünün genel yapısı

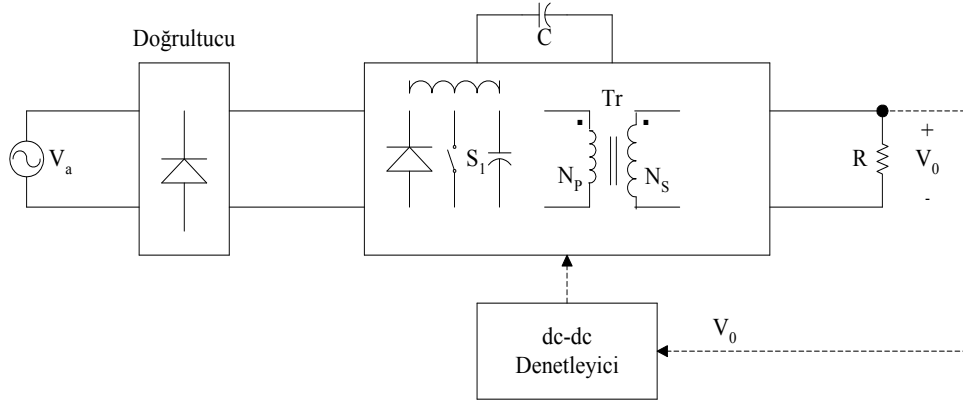


Şekil 4.11 Sürekli akım modlu yükseltici GFD giriş çıkış ve forward çıkış kısmı

4.3.2 Tek Kısımlı GFD Yaklaşımı

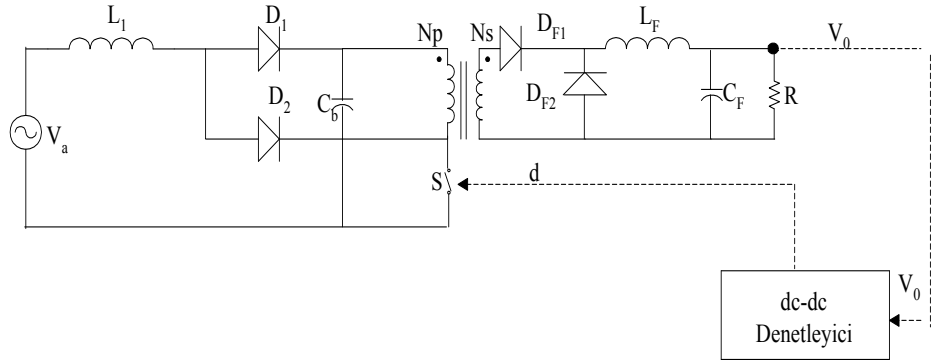
Tek kısımlı dönüştürücüler, giriş akım şekillendirme, yalıtım, ayarlı çıkış gibi özellikleri tek anahtarla ve tek kısım ile sağlarlar. Şekil 4.12'de tek kısım GFD dönüştürücünün genel yapısı görülmektedir.

Giriş ve çıkış gücü arasındaki fark gücünü elde tutmak için dahili kondansatöre ihtiyaç duyulmaktadır. Dönüştürücü için anahtarlama görev oranı sabit olduğundan akımın dalga şekli sinusoidal dalga şekline yakın olacaktır. Hat kondansatörünün gerilim baskısının yüksek olması yapının dezavantajıdır ve verimi iki kısımlı çalışmaya göre düşük olmaktadır.



Şekil 4.12 Aktif tek kısımlı GFD dönüştürücünün genel yapısı

Şekil 4.13’de birleştirilmiş süreksiz akım modlu GFD dönüştürücü görülmektedir. Yüksek hat kondansatör gerilim baskısına sahip olması bu devrenin dezavantajıdır. Değişken anahtarlama frekansı kullanılarak bu problem çözülebilmektedir. Bu yaklaşımda gerilim baskısı azaltılabilmekte fakat etkisi iki kısımlı yaklaşıma göre düşük olmaktadır.



Şekil 4.13 Forward dönüştürücü ile birleştirilmiş süreksiz akım modlu tek kısımlı GFD dönüştürücü

Tek kısımlı GFD tekniği maliyet, denetleyici, anahtarlar, boyutlarının küçülmesi, sürekli mod giriş akımının azaltılmış olması, EMI filtre boyutlarının küçültülmüş olması ve verimliliğin fazla olmasından dolayı daha fazla tercih edilmektedir [9].

5. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ İÇİN AKIM DENETLEME YÖNTEMLERİ

Anahtarlama dönüştürücüler ayarsız dc girişi istenilen gerilim seviyesinde, denetlemeli dc çıkışa çevirmek için kullanılır. Verilen giriş gerilim değeri için dönüştürücüdeki çıkış gerilimi anahtarların iletimde ve kesimde olduğu sürelerin denetlenmesiyle ayarlanmaktadır. Çıkış gerilimi denetleme yöntemlerinden biri anahtarlama sabit frekansta yapmak ve anahtarın iletim zamanını ayarlayarak ortalama çıkış gerilimini denetlemektir. Bu yöntem darbe genişlik modülasyonu (DGM) olarak adlandırılır. Bu yöntemde, anahtar görev oranı (D) değiştirilir. Anahtarın görev oranı, anahtarın iletimde olduğu sürenin anahtarlama periyoduna oranıdır [5]. Akım dalga şekillendirilmesinde kullanılan farklı darbe genişlik modülasyon tekniklerinin bazıları aşağıda belirtilmiştir.

- Sinüsoidal DGM
- Tepe akım denetleme
- Ortalama akım denetleme
- Histeresiz akım denetleme
- Sınır akım denetleme

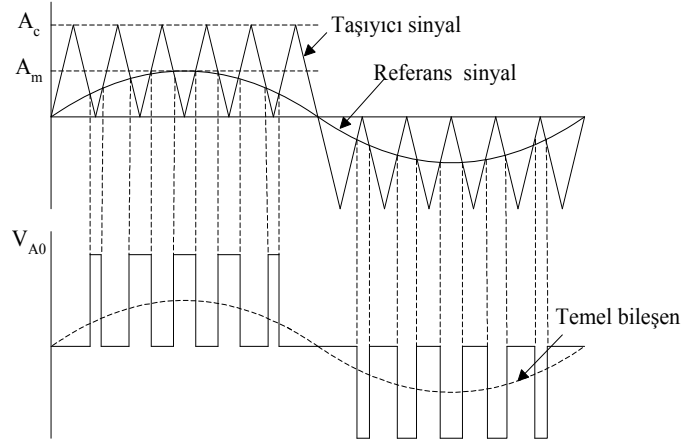
5.1 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)

SDGM tekniği kullanılarak çıkış geriliminin frekansı ve büyüklüğü denetlenebilmektedir. Bu yöntemde, anahtarlama frekansı ve katlarında harmonik gerilimlerin oluşmasına neden olmaktadır. Bu teknikte iki önemli parametre tanımlanır. Bunlardan birincisi modülasyon indeksi m ve ikincisi frekans indeksi oranı m_f 'dir. Aşağıda modülasyon ve frekans indeksi için denklemler verilmiştir [2]. Burada A_m denetleme işaretinin genliği, A_c taşıyıcı üçgen dalganın genliği, f_s üçgen dalganın frekansı, f_1 ise çıkış dalgasının frekansdır.

$$m = \frac{A_m}{A_c} \quad (5.1)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (5.2)$$

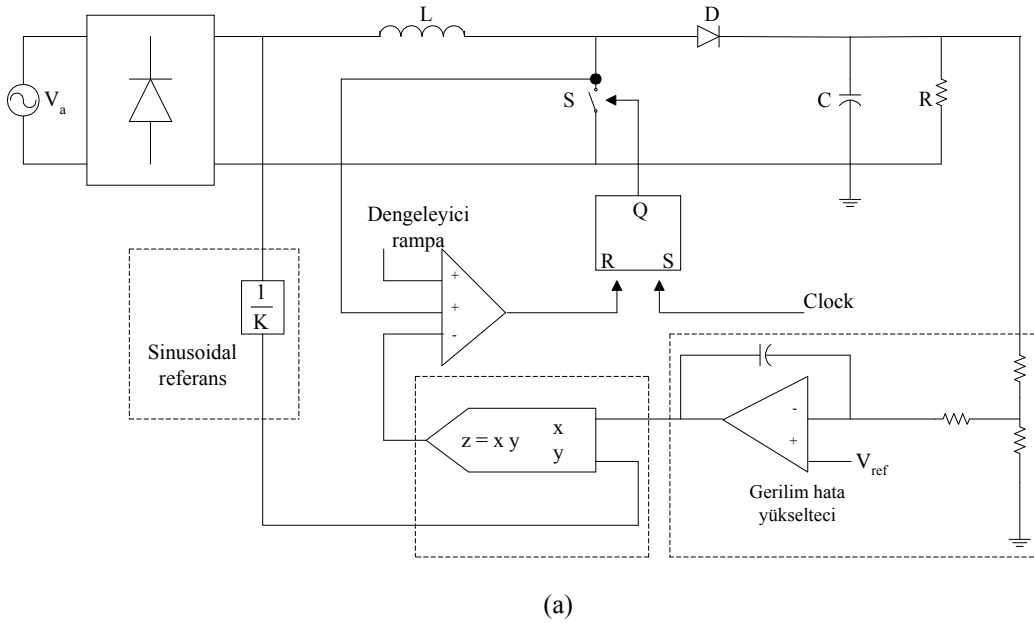
Bu teknikte her bir palsın genişliği sinüs dalgasının genişliği ile orantılı olarak değişmektedir. İstenen frekansta bir sinusoidal dalga elde edebilmek için, bu frekansta bir referans sinusoidal dalga yüksek frekanslı üçgen dalga taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılır. Üçgen dalganın frekansı sabit tutularak anahtarlama frekansı oluşturulur. Bu teknikte referans sinusoidal dalganın frekansı, dönüştürücünün çıkış frekansını belirler [3]. Şekil 5.1'de SDGM tekniğinin uygulanışı verilmiştir.



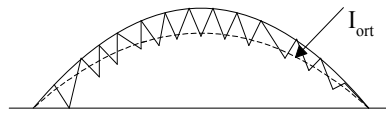
Şekil 5.1 Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu

5.2 Tepe Akım Denetleme Yöntemi

Temel tepe akım denetleyicinin yapısı ve giriş akımı dalga şekli Şekil 5.2’de gösterildiği gibidir.



(a)



(b)

Şekil 5.2 Tepe akım denetleme yöntemi , (a) Tepe akım denetleme blok gösterimi

(b) Yöntemin uygulanışı

Bu teknikte S anahtarı R-S flip-flop'un çıkışı ile denetlenmektedir. Endüktans akımı ve harici rampa toplamı referans akımı yakaladığında anahtar ilettime girer. Bu referans genellikle doğrultulmuş hat geriliminin akım referans büyüklüğünü ayarlayan, gerilim hata yükselticinin çıkışının çarpılmasıyla elde edilmektedir. Referans sinyal doğal olarak senkronizedir ve her zaman hat gerilimiyle doğru orantılıdır. Tepe akım denetlemenin bir takım avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Bu avantaj ve dezavantajlar aşağıdaki gibi sıralanabilir [11].

Avantajlar:

- Sabit anahtarlama frekansına sahiptir.
- Sadece anahtar akımının algılanması yeterlidir.
- Akım hata yükselteciye gerek yoktur.

Dezavantajlar:

- Akım geri besleme döngüsünü kararlı halde tutmak ve gürültüden etkilenmemesi için dengeleyici testere dişi rampa sinyali gerektirir.
- Giriş akımında bozulmalar mevcuttur. Bu bozulmalar; akım referansının dalga şeklini değiştirerek azaltılabilir.
- Gürültülere duyarlıdır.

5.3 Ortalama Akım Denetleme Yöntemi

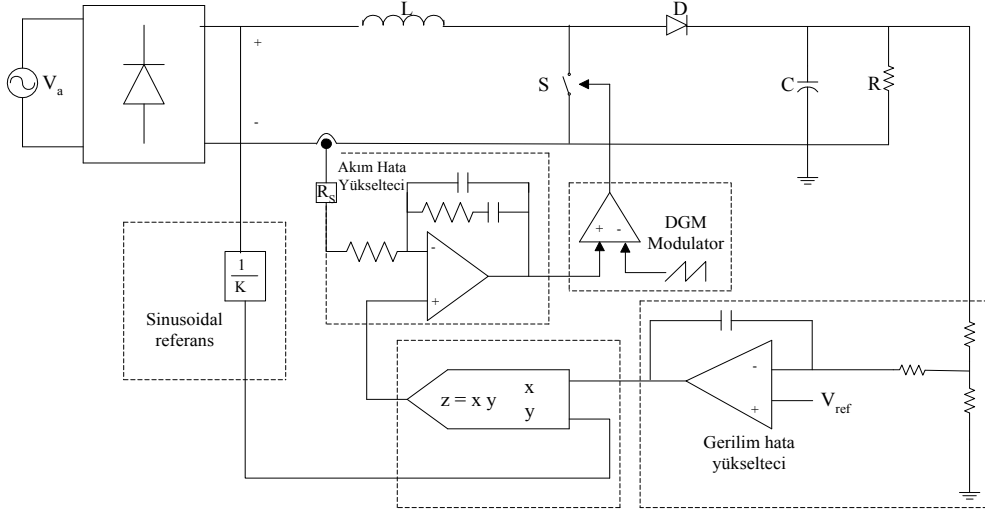
Daha iyi bir giriş akımı dalga şekline izin veren diğer bir denetleme yöntemi de Şekil 5.3'de gösterilen ortalama akım denetleme yöntemidir. Bu denetleme yönteminde endüktans akımı algılanarak oluşturulan referans akımı ile birlikte, çıkışı DGM modulatörünü süren akım hata yükselteciye uygulanır. Bu şekilde içteki akım döngüsü, ortalama giriş akımı ile referans arasındaki hatayı minimize etmeye çalışır. Referans akımı tepe akım denetleme yöntemindeki gibi elde edilir [11].

Avantajlar:

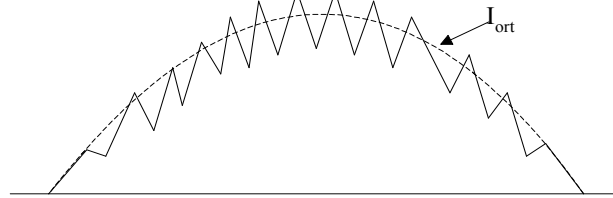
- Sabit anahtarlama frekansına sahiptir.
- Dengeleyici testere dişi rampa sinyaline gerek yoktur.
- Akım filtrelemesinden dolayı gürültülere daha az duyarlıdır.
- Tepe akım denetleme daha iyi giriş akım dalga şekillendirmesine sahiptir.

Dezavantajları:

- Endüktans akımı algılanmalıdır.
- Akım hata yükselteci gerekir.



(a)



(b)

Şekil 5.3 Ortalama akım denetleme yöntemi, (a) Ortalama akım denetleme blok gösterimi, (b) Yöntemin uygulanışı

5.4 Histeresiz Akım Denetleme Yöntemi

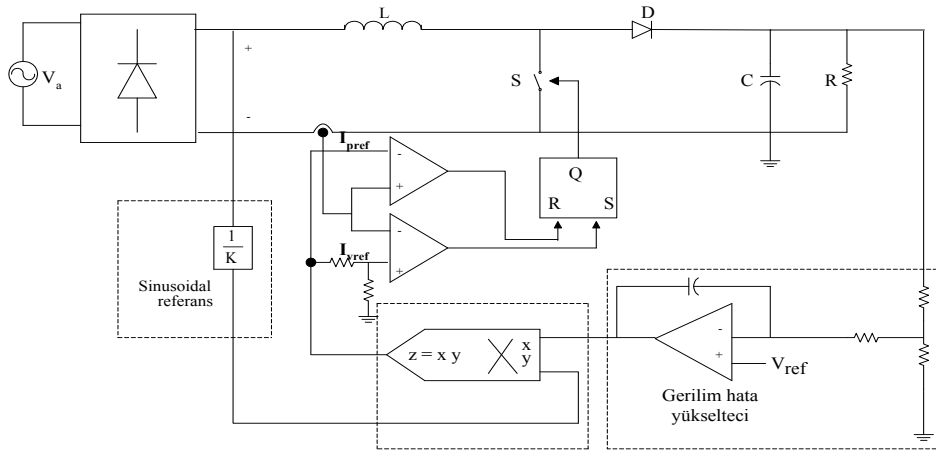
Bu yaklaşımda sinüs referans akım dalgası gerçek akım ile karşılaştırılır [13]. Burada iki sinüzoidal referans I_{pref} ve I_{vref} üretilir. Bu denetleme tekniğine göre anahtar; bobin akımı alt referans değerinin (I_{vref}) altına düştüğünde iletme girmeli ve üst referans değerinin (I_{pref}) üstüne çıktığında kesime gitmelidir. Şekil 5.4’de histeresiz akım denetleme yöntemi gösterilmiştir [12]. Bu yöntemin avantajları ve dezavantajları aşağıda verilmiştir.

Avantajlar:

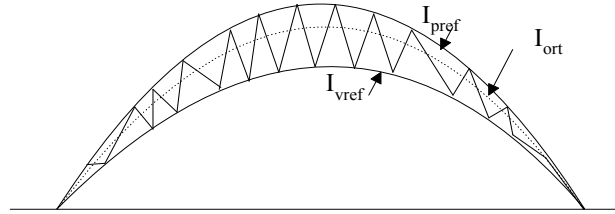
- Dengeleyici testere dişi rampa sinyaline gerek yoktur.
- Giriş akım dalga formlarındaki düşük bozulmaya sahiptir.

Dezavantajlar:

- Değişken anahtarlama frekansına sahiptir.
- Endüktans akımı algılanmalıdır.
- Gürültülere duyarlıdır.



(a)

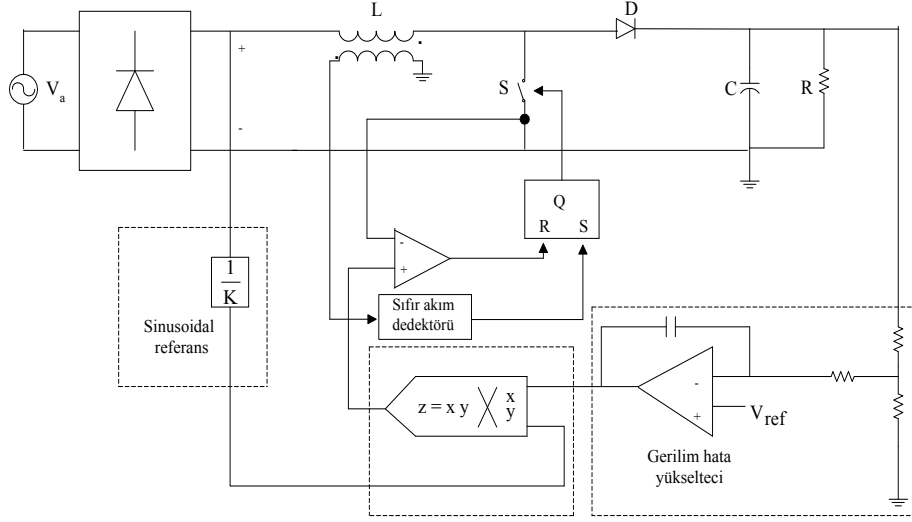


(b)

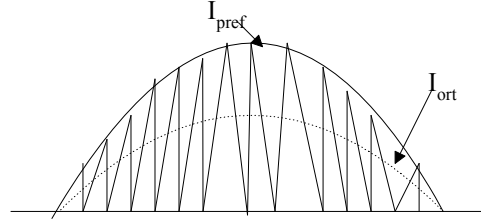
Şekil 5.4 Histeresiz akım denetleme yöntemi, (a) Histeresiz akım denetleme blok gösterimi, (b) Yöntemin uygulanışı

5.5 Sınır Akım Denetleme Yöntemi

Sınır akım denetleme yaklaşımında dönüştürücü sürekli ve süreksiz iletim akım modu (sürekli iletim-süreksiz iletim) arasındaki sınırda işlem yapacak biçimdedir. Anahtar, akım sıfıra düşüncü kesime gider. Bu durumda serbest dönüşümlü boşluk diyotu iletme girer. Bu yöntemin iletim kayıpları düşük ve anahtar sıfır akımda kesime gittiğinden daha kuvvetli giriş filtrelerine gerek duyulmaktadır. Bu denetleme tipi, düşük referansın I_{vref} sıfır olduğu histeresiz denetleme yönteminin özel bir halidir. Şekil 5.5’de sınır akım denetleme yönteminin devresi görülmektedir. Aynı denetleme stratejisinin bir yükselteç kullanmadan, gerilim hata yükseltecinin çıkış sinyaline göre anahtar iletim sürecini değiştirerek genelleştirilebilir [11].



(a)



(b)

Şekil 5.5 Sınır akım denetleme yöntemi, (a) Sınır akım denetleme blok gösterimi, (b) Yöntemin uygulaması

Avantajlar:

- Dengeleyici testere dişi rampa sinyaline gerek yoktur.
- Akım hata yükseltcine ihtiyaç duymaz.

Dezavantajlar:

- Değişken anahtarlama frekansına sahiptir.
- Endüktans gerilimi, endüktans akımının sıfır geçişine hassas olmalıdır.

6. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİLMESİNDE BULANIK MANTIK DENETİMİ

Endüstriyel süreç denetiminde; sistemin güvenliği ve kararlılığını sağlaması kolay, anlaşılır, tamir edilebilir ve değiştirilebilir olması, sistemin performansını istenen seviyeye çıkarması, yatırım ve işletme açısından ucuz olması istenir. Bu koşulların gerçekleştirilmesi için denetlenecek sistemin yapısının ve dinamik özelliklerinin çok iyi bilinip matematiksel modellenmesi gerekir. Bazı sistemlerin matematiksel modellenmesi mümkün olmayabilir. Sistemin değişkenleri matematiksel modelleme yapabilecek kadar kesin olarak bilinmeyebilir veya bu değişkenler zaman içinde değişiklik gösterebilir [19].

Bazı sistemlerde modelleme doğru şekilde yapılsa bile elde edilen modelin denetleyici tasarımında kullanımı karmaşık problemlere ve oldukça yüksek maliyete neden olabilir. Bu nedenle, bazı denetim algoritmalarının belirsiz, doğru olmayan, iyi tanımlanmamış, zamanla değişen ve karmaşık sistemlere uygulanması mümkün olmayabilir. Bu durumda ya hiç çözüm üretilmemekte ya da elde edilen denetleyicinin performansı yeterince iyi olmamaktadır. Bu gibi durumlarda genellikle bir uzman kişinin bilgi ve deneyimlerinden yararlanılma yoluna gidilir. Uzman kişi az, çok, pek az, pek çok, biraz az, biraz çok gibi günlük hayatta sıkça kullanılan dilsel niteleyiciler doğrultusunda bir denetim gerçekleştirir. Bu dilsel ifadeler doğru bir şekilde bilgisayara aktarılırsa hem uzman kişiye ihtiyaç kalmamakta hem de uzman kişiler arasındaki denetim farkı ortadan kalkmaktadır.

Bulanık denetim bu tür mantık ilişkileri üzerine kurulmuştur. Bulanık mantık için, matematiğin gerçek dünyaya uygulanması denilebilir. Çünkü gerçek dünyada her an değişen değişik sonuçlar çıkabilir. Bulanık mantık denetleyicinin temeli sözlü ifadeler ve bunların arasındaki mantıksal ilişkiler üzerine kurulmuştur. Bulanık mantık denetleyici uygulanırken sistemin matematiksel modellenmesi şart değildir [19].

Bulanık mantık kesin mantığın tersine, belirsiz veya kesin olmayan problemlerle ilgilenmektedir. Bulanık mantık tabanlı bulanık küme teorisinde, belli bir nesne veya değişken, verilen bir kümede belirli bir üyelik derecesine sahiptir. Bulanık kümelerde, söz konusu evrenin elemanlarının bir A bulanık kümesine ait olma derecesini gösterecek bir üyelik fonksiyonu tanımlanır ve μ ile gösterilir. Bu üyelik fonksiyonunun derecesi 0 ile 1 aralığında herhangi bir yerde olmaktadır [20].

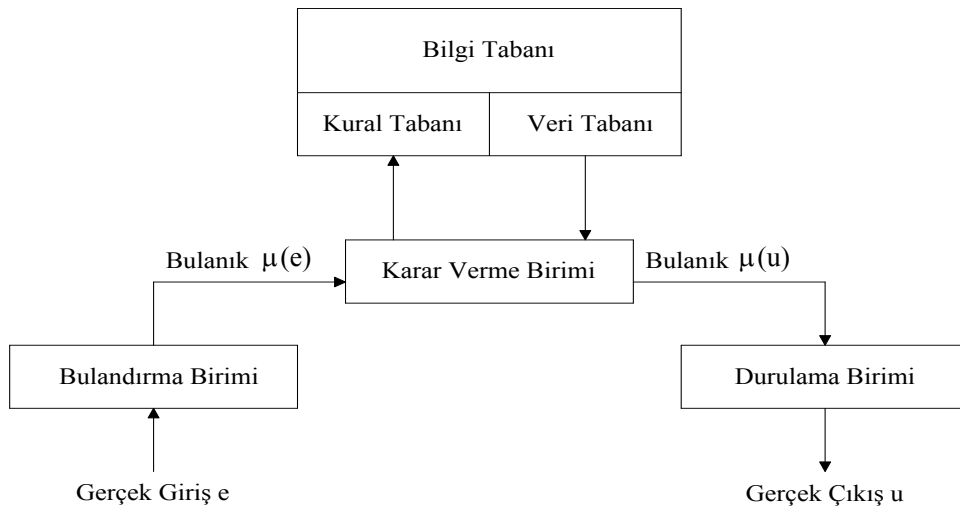
$$\mu(x) \rightarrow [0, 1] \quad x \in X \quad (6.1)$$

Burada X evrensel kümeyi belirtmektedir.

Bulanık mantığın genel özellikleri Zadeh tarafından şu şekilde ifade edilmiştir [19];

- Bulanık mantıkta, kesin değerlere dayanan düşünme yerine, yaklaşık düşünme kullanılır.
- Bulanık mantıkta her şey [0, 1] aralığında belirli bir derece ile gösterilir.
- Bulanık mantıkta bilgi büyük, küçük, çok az gibi dilsel ifadeler şeklindedir.
- Bulanık çıkarım işlemi dilsel ifadeler arasında tanımlanan kurallar ile yapılır.
- Her mantıksal sistem bulanık olarak ifade edilebilir.
- Bulanık mantık matematiksel modeli çok zor elde edilen sistemler için çok uygundur.

Bulanık mantık sisteminin temeli, üyelik fonksiyonlarından ortaya çıkarılan dilsel değişkenlerin oluşturduğu girişleri karar verme süresince kullanmaktır. Bu değişkenler, dilsel EĞER –O HALDE kurallarının ön şartları tarafından birbirleriyle eşleşirler. Her bir kuralın sonucu, giriş üyelik derecelerinden, durulaştırma yoluyla sayısal bir değer elde edilmesiyle belirlenir [20]. Bulanık mantık denetleyiciler, bilgi tabanı, bulandırma, karar verme ve durulama birimleri olmak üzere dört temel bileşenden oluşmuştur. Şekil 6.1’de bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı görülmektedir [19].



Şekil 6.1 Bulanık Mantık Denetleyicinin Temel Yapısı

Sistem değişkenleri, denetlenen sistemden ölçülen e giriş değişkeni ve sistemi denetim için bulanık mantık denetleyici tarafından kullanılan u çıkış değişkeni olmak üzere iki çeşittir. Bulandırma birimi en son ölçülen verinin uygun dilsel değerlere dönüştürülmesini sağlar. Bulanık bilgi tabanı bilginin iki ana tipini kapsar: veri tabanı, her bir sistem değişkeninin değerleri gibi kullanılan bulanık kümelerin üyelik işlevlerini tanımlar, kural tabanı ise giriş bulanık değerlerin, çıkış bulanık değerlerine tam olarak eşlenmesini temsil eder. Karar verme birimi bulanık mantık denetleyicinin özüdür ve arzu edilen denetim stratejisine erişmek için, yaklaşık çıkarım sağlaması ile insan gibi karar verme yeteneğine sahiptir. Durulama birimi ise karar verme biriminden gelen bulanık bilgileri, gerçek değerlere dönüştürerek, sistemin tanıyabileceği denetim hareketi haline gelmesini sağlar [19].

6.1. Bulandırma Birimi

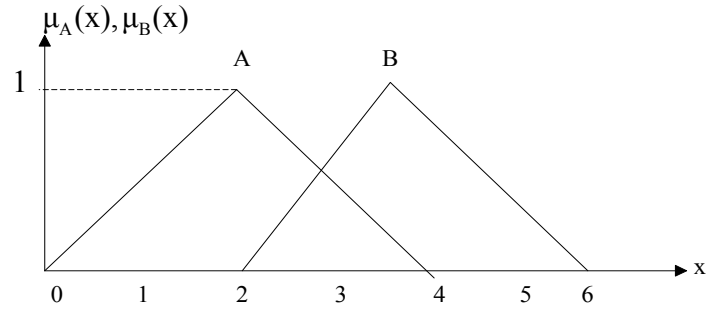
Bulandırma sistemden alınan denetim giriş bilgilerini dilsel niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir. Üyelik işlevinden faydalanılarak giriş bilgilerinin ait olduğu bulanık kümeyi/kümeleri ve üyelik derecesini tespit edip, girilen sayısal değere küçük, en küçük gibi dilsel değişken değerler atar. Sistemin verimli çalışmasını sağlamak amacıyla değişik şekillerde (üçgen, yamuk, çan eğrisi v.s.) bulanık kümeler seçilebilir [19].

6.2. Bilgi Tabanı

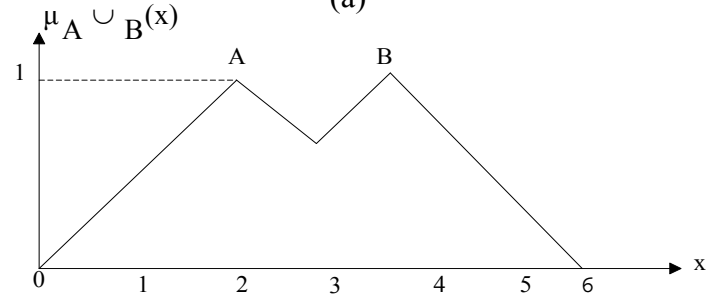
Bilgi tabanı, kontrol edilecek sistemler hakkındaki uzmanların ifadelerinden elde edilen kurallardan oluşmaktadır. Bilgi tabanı kural ve veri tabanı olmak üzere iki birimden oluşur. Veri tabanı, giriş değişkenlerinin sözel değerlerini tanımlayan bulanık küme ve üyelik fonksiyonlarının saptanmasını sağlar. Kural tabanı, uzman sistem operatörünün deneyimlerine bağlı olarak mantıksal ifade ve sonuç ilişkisini oluşturmaktadır [6].

Bilgi tabanı genel olarak uygulama dönemindeki bilgilerden ve denetim amaçlarından oluşur. Girişler ve çıkışlar arasındaki bağıntılar, kural tabanındaki kurallar kullanılarak sağlanır. Dilsel denetim kurallarının tanımlanmasında ve bulanık mantık denetimindeki bulanık bilgi işleme süresince yararlanır. Kurallar kümesi denetim amaçlarını ve denetim stratejisini belirler. Denetimi yapılan sistemle ilgili, bulandırma bulanık çıkarım, durulama işlemleri sırasında gerek duyulan üyelik işlevi ve kural tablosu bilgileri veri tabanından kullanıma sunulur [19].

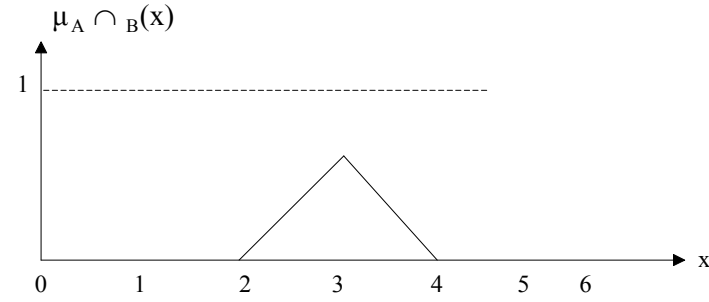
Bilgi tabanında mantıksal ifadeler (IF-THEN) oluşturulurken boolean matematiğinde kullanılan bazı operatör ve teoriler burada da kullanılmaktadır. Bunlar şekil 6.2'de görülmektedir [6].



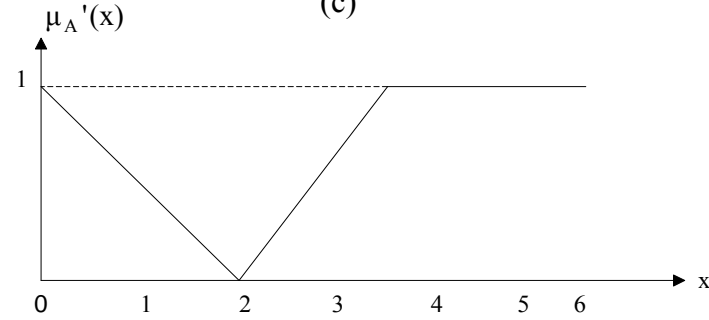
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 6.2 Bulanık Küme İşlemleri

- Birleşme işlemi : $\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$
 Kesişme işlemi : $\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$
 Ters alma işlemi : $\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A(x)$ şeklinde yazılabilir.

6.3. Karar Verme Birimi

Karar verme birimi, çıkarım motoru olarak da adlandırılır. Bulanık mantık denetiminin çekirdek kısmıdır. Bu kısım insanın karar verme ve çıkarım yapma yeteneğinin benzeri bir yolla bulanık kavramları işler ve çıkarım yaparak gerekli denetimi belirler. Burada birçok bulanık gerçekleştirilerek insan beyninin bir benzetimi yapılmaya çalışılır. Bulanık mantık denetleyici içindeki bu benzetim bulanık içerme, bileşke kural çıkarımları ve cümle bağlayıcıları ile ilgilidir [19].

6.4. Durulama Birimi

Durulama birimi karar verme biriminin oluşturduğu sonuç çıkış bulanık kümesi kullanarak denetleyici çıkışın sayısal olarak hesaplanmasını sağlar. Durulama işleminde değişik yöntemler kullanılmaktadır. Önce her kural için üyelik derecelerinden oluşan değer ve sonuç kural tespit edilir. Daha sonra en uygun yöntem seçilerek durulama yapılır. Durulama işleminde en çok kullanılan yöntemler şunlardır [6, 19].

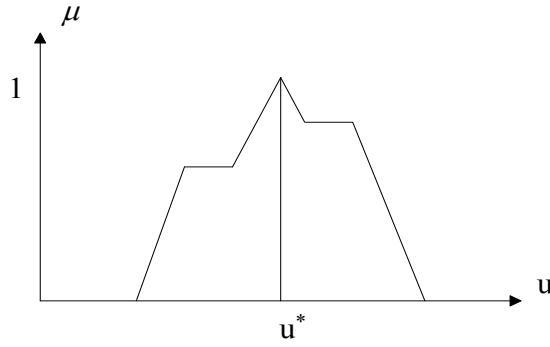
- Maksimum üyelik yöntemi
- Ağırlık merkezi yöntemi
- Ağırlık ortalaması Yöntemi
- Mean-Max üyelik yöntemi.

6.4.1 Maksimum Üyelik Yöntemi

Yükseklik yöntemi olarak adlandırılır. Bütün üyelik dereceleri içinde en büyük olana eşittir. Burada Z tamsayılar kümesini temsil eder [19].

$$\mu_C(u^*) \geq \mu_C(u) \quad z \in Z \quad (6.2)$$

u^* çıkış değerinin elde edilişi Şekil 5.3'de görülmektedir.

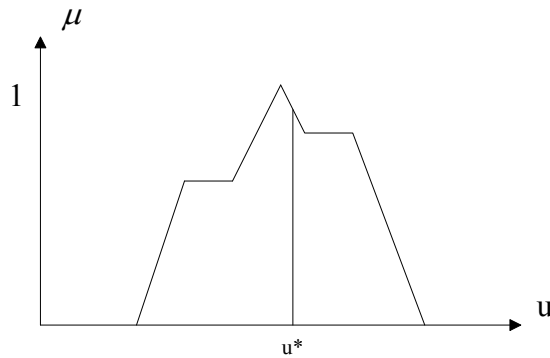


Şekil 6.3 Maksimum Üyelik Yöntemi

6.4.2 Ağırlık Merkezi Yöntemi

Ağırlık Merkezi yöntemi en yaygın kullanılan yöntemdir. Ağırlık merkezi yönteminde kümelerin oluşturduğu alanın ağırlık merkezi bulunur [19].

$$u^* = \frac{\int \mu_C(u) u du}{\int \mu_C(u) du} \quad (6.3)$$

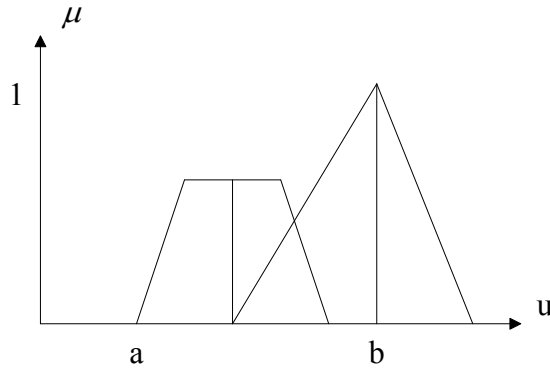


Şekil 6.4 Ağırlık Merkezi Yöntemi

6.4.3 Ağırlık Ortalaması Yöntemi

Bu yöntemle girişlerden elde edilen bütün bulanık değerler ile üyelik değerleri kullanılarak durulama işlemi gerçekleştirilir [19].

$$u^* = \frac{\sum \mu_C(\bar{u}) \bar{u}}{\sum \mu_C(\bar{u})} \quad (6.4)$$

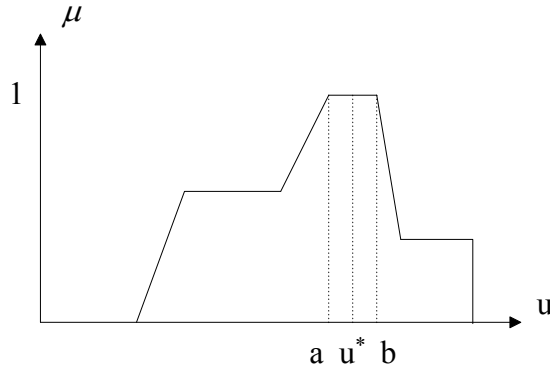


Şekil 6.5 Ağırılık Ortalaması Yöntemi

6.4.4 Mean-Max Üyelik Yöntemi

Maksimum üyelik işlevi yöntemiyle ilişkilidir. Maksimum üyelik derecesi tek bir olmayıp, düz olabilen sistemler içinde kullanılmaktadır [19].

$$u^* = \frac{a + b}{2} \quad (6.5)$$



Şekil 6.6 Mean-Max Üyelik Yöntemi

6.5 Bulanık Mantık Denetleyici Benzetimli Klasik Denetleyiciler

Bulanık Mantık denetleyiciyi klasik denetleyicilere benzetebilmek için denetleyici giriş ve çıkış değişkenlerinin seçimi, kural varsayımları ve sonuç içeriklerinin uygun olarak seçilmesi gerekmektedir. Denetleyici giriş değişkenleri kuralın varsayım kısmında yer alır. Denetleyici çıkış değişkeni ise kuralın sonuç kısmında yer almaktadır.

6.5.1 Klasik PI Denetleyici

Oransal ve integral denetleyicilerin birleşiminden oluşur. Sistemin kalıcı durum hatalarını azaltır ve cevap hızını düşürür [6]

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad \text{şeklinde yazılabilir.} \quad (6.6)$$

6.5.2 PI Benzeri Bulanık Mantık Denetleyici

Klasik bir PI denetleyicinin matematiksel ifadesi (6.7) deki gibidir. Bu ifadenin iki tarafının zamana göre türevi alındığında

$$\Delta u = K_p \Delta e + K_i e \quad (6.7)$$

ifadesi elde edilir. Eğer, ise ve o halde gibi dilsel değişkenler kullanılarak PI benzeri bulanık mantık denetleyici ifadesi elde edilebilir.

Eğer $e = \langle \text{özellik sembol} \rangle$ ve $\Delta e = \langle \text{özellik sembol} \rangle$ ise o halde $\Delta u = \langle \text{özellik sembol} \rangle$

Eğer $e(k) A_i$ ve $\Delta e(k) B_i$ ise $u(k) C_i$ dir.

Burada PI dan farklı olarak çıkış değerini bulabilmek için denetleyici çıkışı $\Delta u(k)$ 'ya $u(k-1)$ eklenir [21].

$$u(k) = \Delta u(k) + u(k-1) \quad (6.8)$$

6.5.3 Klasik PD Denetleyici

Oransal ve türev denetleyicilerinden oluşur. Sistemin cevap hızını artırır fakat kalıcı durum hatalarını düzeltmez. Burada K_p ve K_d sırasıyla oransal ve türev kazanç katsayılarını temsil eder.

$$u(t) = K_p e + K_d e' \quad (6.9)$$

6.5.4 PD Benzeri Bulanık Mantık Denetleyici

Eğer, ise ve o halde gibi dilsel değişkenler kullanılarak PD benzeri bulanık mantık denetleyici ifadesi elde edilebilir. “Eğer $e = \langle \text{özellik sembol} \rangle$ ve $\Delta e = \langle \text{özellik sembol} \rangle$ ise o halde $\Delta u = \langle \text{özellik sembol} \rangle$ ”

Eğer $e(k)$ A_i ve $\Delta e(k)$ B_i ise $u(k)$ C_i dir. Burada A_i ve B_i önceki C_i ise daha sonraki değişkenlerdir. Bu değişkenler bulanık üyelik fonksiyonları tarafından karakterize edilir. Bu kurallara dayanarak PI benzeri BMD'nin Δu hesap tablosu şekildeki gibidir [21].

Tablo 6.1 PI benzetimli BMD Δu hesaplaması

$\begin{matrix} de \\ e \end{matrix}$	NB	NO	NK	SI	PK	PO	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PO	PK	SI
NO	PB	PB	PB	PO	PK	SI	NK
NK	PB	PB	PO	PK	SI	NK	NO
SI	PB	PO	PK	SI	NK	NO	NB
PK	PO	PK	SI	NK	NO	NB	NB
PO	PK	SI	NK	NO	NB	NB	NB
PB	SI	NK	NO	NB	NB	NB	NB

6.5.5 Klasik PID Denetleyici

Oransal, türev ve integral denetleyicinin birleşiminden oluşur. Sistem durumuna göre uygun kazanç seçilirse kalıcı durum hataları azaltılabildiği gibi sistem hızı artar [6].

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (6.10)$$

6.5.6 PID Benzeri Bulanık Mantık Denetleyici

PID denetleyicide diğer denetleyicilere ek olarak hata toplamı da işleme katılmaktadır. Burada hata toplamını δe olarak ifade edebiliriz. Eğer $e = < \text{özellik sembol} >$ ve $\Delta e = < \text{özellik sembol} >$ ve $\delta e = < \text{özellik sembol} >$ ise o halde $\Delta u = < \text{özellik sembol} >$ şeklinde yazılabilir. Eğer $e(k)$ A_i ve $\Delta e(k)$ B_i ise ve δe C_i ise $u(k)$ D_i dir.

Burada A_i ve B_i ve C_i önceki D_i ise daha sonraki değişkenlerdir. δ Pozitif büyük olduğunda kural tablosu 6.2'deki gibidir. δ Pozitif orta olduğunda kural tablosu 6.3'deki gibidir.

Tablo 6.2 PID benzetimli BMD Δu (a) hesaplaması

$\begin{matrix} \text{de} \\ e \end{matrix}$	NB	NO	NK	SI	PK	PO	PB
NB	PB	PO	PK	SI	NK	NO	NB
NO	PO	PK	SI	NK	NO	NB	NB
NK	PK	SI	NK	NO	NB	NB	NB
SI	SI	NK	NO	NB	NB	NB	NB
PK	NK	NO	NB	NB	NB	NB	NB
PO	NO	NB	NB	NB	NB	NB	NB
PB	NB	NB	NB	NB	NB	NB	NB

Tablo 6.3 PID benzetimli BMD Δu (b) hesaplaması

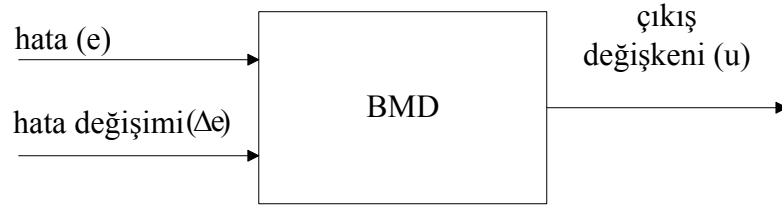
$\begin{matrix} \text{de} \\ e \end{matrix}$	NB	NO	NK	SI	PK	PO	PB
NB	PB	PB	PO	PK	SI	NK	NO
NO	PB	PO	PK	SI	NK	NO	NB
NK	PO	PK	SI	NK	NO	NB	NB
SI	PK	SI	NK	NO	NB	NB	NB
PK	SI	NK	NO	NB	NB	NB	NB
PO	NK	NO	NB	NB	NB	NB	NB
PB	NO	NB	NB	NB	NB	NB	NB

Tablolar ışığında bütün PID denetleyiciler kendi değişken bulanık kazanç PID denetleyicilerine sahiptir. Bir dizi parametreler içeren BMD, denetleyici performansının uyumunu değiştirmiştir. Bu parametreler;

- Bütün değişkenler için ölçekleme faktörü
- Dilsel değişkenlerin anlamlarını gösteren bulanık kümeler
- IF-THEN Kuralları

Bu parametrelerin biri uyumsuz olursa denetleyici çalışırken akış değişmez. Eğer parametreler akışı değiştirmiş ise bu BMD uyumlu denetleyici olarak adlandırılır [20].

6.6 Yükseltici Dönüştürücünün Bulanık Mantık Denetleyici ile Güç Faktörünün Düzeltilmesi



Şekil 6.7 BMD blok şeması

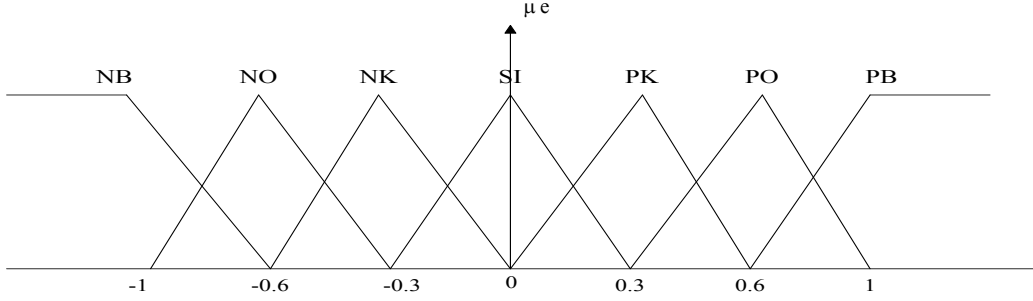
Bulanık mantık denetleyici tasarlanırken seçilen değişkenler sistemin çalışma şekline göre değişir. Yükseltici dönüştürücü için tasarlanan PI benzeri BMD devresinde yedi bulanık küme seçilmiştir. Sistem için tanımlanan bulanık kümelerin dilsel ifadeleri ise Negatif Büyük (NB), Negatif Orta (NO), Negatif Küçük (NK), Sıfır (SI), Pozitif Küçük (PK), Pozitif Büyük (PO) ve Pozitif Büyük (PB) şeklindedir. Tasarım kolaylığı açısından üçgen üyelik fonksiyonları tercih edilmiştir [20].

Bulanık mantık giriş parametresini elde edebilmek için yükseltici dönüştürücü çıkış geriliminin algılanmasına ve oluşturulacak bir referans gerilimle karşılaştırılmasına ihtiyaç duyulur. Bu şekilde çıkış gerilimi V_0 ve oluşturulan referans gerilim değeri olan V_{ref} karşılaştırılarak hata $e(k)$ elde edilir. Hata ve hata değişimlerine bağlı olarak yükseltici dönüştürücünün anahtarlama elemanı kontrol edilir.

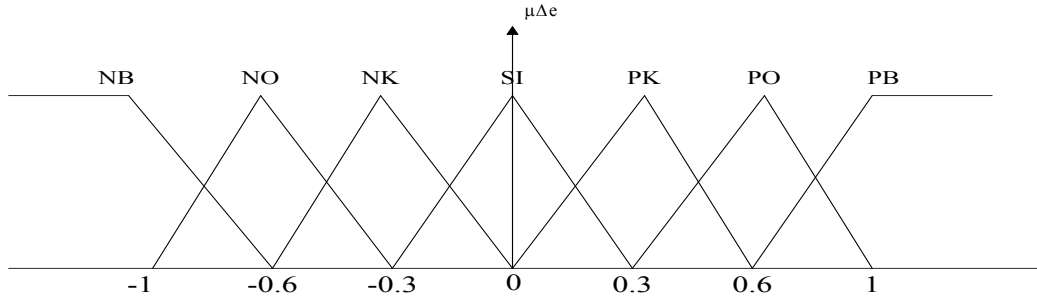
$$e(k) = V_{ref} - V_0 \quad (6.11)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (6.12)$$

BMD oluşturulurken değişkenlerin birim olarak ifade edilebilmesi işlem kolaylığı sağlar. Aşağıda $e(k)$, $\Delta e(k)$ ve $u(k)$ değerleri için üyelik fonksiyonları oluşturulur. Kolaylık olması açısından üyelik fonksiyonları belli bir değerle çarpılarak $-1, 1$ aralığında seçilmiştir.



Şekil 6.8 Hata için üyelik fonksiyonu



Şekil 6.9 Hata değişimi için üyelik fonksiyonu

6.4 BMD kural tablosu

$\frac{de}{e}$	NB	NO	NK	SI	PK	PO	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NO	NK	SI
NO	NB	NB	NB	NO	NK	SI	PK
NK	NB	NB	NK	NK	SI	PK	PO
SI	NB	NO	NK	SI	PK	PO	PB
PK	NO	NK	SI	PK	PO	PB	PB
PO	NK	SI	PK	PO	PB	PB	PB
PB	SI	PK	PO	PB	PB	PB	PB

PI benzetimli bulanık mantık tasarlanırken sistemin çıkış gerilimi ve oluşturulan referans gerilim karşılaştırılır. Sistemler için kullanılacak herhangi bir BMD tasarım aşaması tüm sistemler için aşağıdaki gibidir. Pozitif ve negatif değerlerin nasıl hesaplanabileceğinin daha iyi anlaşılması açısından örnek olarak verilen aralık $[-1 \ 1]$ olarak seçilmiştir. PI benzeri olarak tasarladığımız sistem ise $[0 \ 1]$ aralığında alınmıştır.

Çıkış gerilimi $V_0 = 500 \text{ V}$ ve $V_{\text{ref}} = 495 \text{ V}$ olarak seçildiğinde tasarlanacak BMD için elde edilecek hata ve hata değişim değerlerinden biri aşağıdaki gibi bulunur.

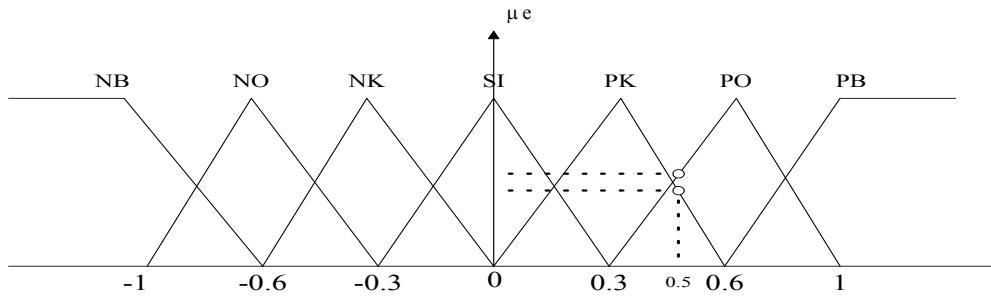
$$e(k) = 500 - 495 = 5 \quad (6.13)$$

Bir önceki hata 7 olduğundan hata değişimi aşağıdaki gibidir.

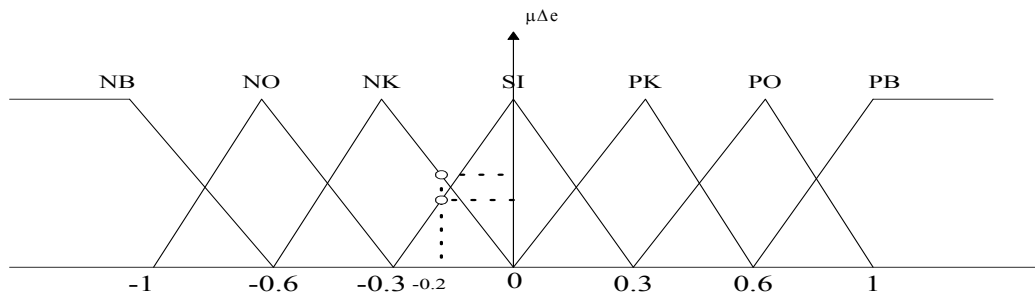
$$\Delta e(k) = 5 - 7 = -2 \quad (6.14)$$

BMD tasarlanırken kolaylık olması açısından değerler ölçekleme faktörü kullanılarak birim değeri cinsinden yazılır. Sistem tasarımında ölçekleme faktörü $1/10$ olarak alınarak değerler birim değeri cinsinden yazılabilir bu şekilde hata ve hatanın değişim değerleri $[-1 \ 1]$ aralığına taşınmış olur [20].

$e(k) = 5$ için üyelik fonksiyonu $5/10$ dan 0.5 ve $\Delta e(k) = -2$ için $-2/10$ dan -0.2 olarak bulunur.



Şekil 6.10 Hata için üyelik fonksiyonları



Şekil 6.11 Hata değişimi için üyelik fonksiyonları

Hata ve hata değişiminin üyelik değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır [20].

$$\mu_{PO}(e) = \frac{x - x_a}{x_b - x_a} = \frac{0.5 - 0.3}{0.6 - 0.3} = 0.67 \quad (6.15)$$

$$\mu_{PK}(e) = 1 - \mu_{PO} = 1 - 0.67 = 0.33 \quad (6.16)$$

$$\mu_{NK}(\Delta e) = \frac{x - x_a}{x_b - x_a} = \frac{0 - (-0.2)}{0 - (-0.3)} = 0.67 \quad (6.17)$$

$$\mu_{SI}(e) = 1 - \mu_{NK} = 1 - 0.67 = 0.33 \quad (6.18)$$

Elde edilen üyelik değerleri PI benzetimli BMD tablosu yardımıyla dilsel değişkenlere çevrilir. Tablodan yararlanıldığında elde edilen üyelik değerleriyle dört farklı dilsel değişken elde ederiz.

Eğer $e=PO$ ve $\Delta e = NK$ o halde $u=PK$

Eğer $e=PO$ ve $\Delta e = SI$ o halde $u=PO$

Eğer $e=PK$ ve $\Delta e = NK$ o halde $u=SI$

Eğer $e=PK$ ve $\Delta e = SI$ o halde $u=PK$ olarak bulunur.

Elde edilen bu dilsel ifadelerin çıkarım kümesini yazarken max operatörü seçtiğimizde kural için gerçekleşme dereceleri aşağıdaki gibi bulunur.

Eğer $e=PO$ ve $\Delta e = NK$ o halde $u=PK$ $\max(0.67, 0.67)=0.67$

Eğer $e=PO$ ve $\Delta e = SI$ o halde $u=PO$ $\max(0.67, 0.33)=0.67$

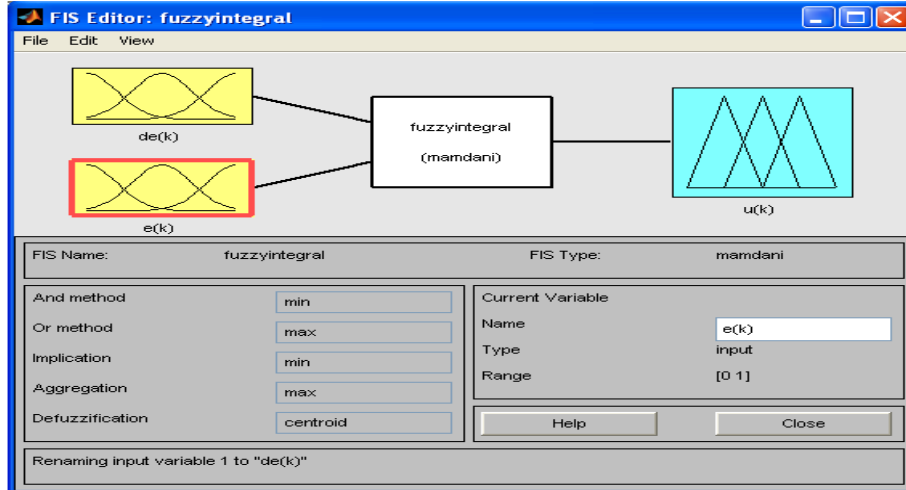
Eğer $e=PK$ ve $\Delta e = NK$ o halde $u=SI$ $\max=0$

Eğer $e=PK$ ve $\Delta e = SI$ o halde $u=PK$ $\max(0.33, 0.33)=0.33$ olarak elde edilir. Bulunan değerlerin durulama işleminin için ağırlık merkezi yöntemi kullanılmıştır. BMD çıkışı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

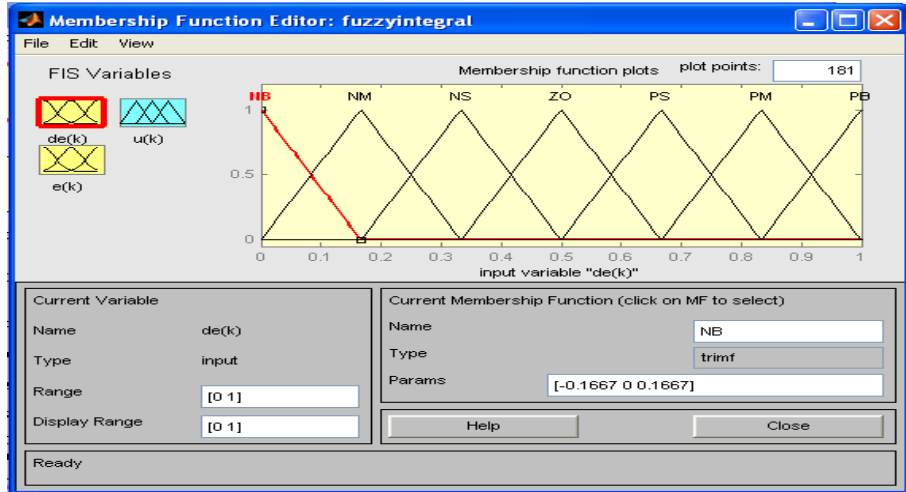
$$\mu_u = \frac{0.67 * 0.3 + 0.67 * 0.6 + 0.67 * 0 + 0.33 * 0.3}{0.3 + 0.6 + 0 + 0.3} = 0.585 \text{ çıkış değeri için ölçekleme faktörünü}$$

10 olarak seçersek çıkış değerimiz 5.85 olacaktır. Çıkış değerimizi bir önceki çıkış değeriyle toplayarak referans değerine ulaşılır.

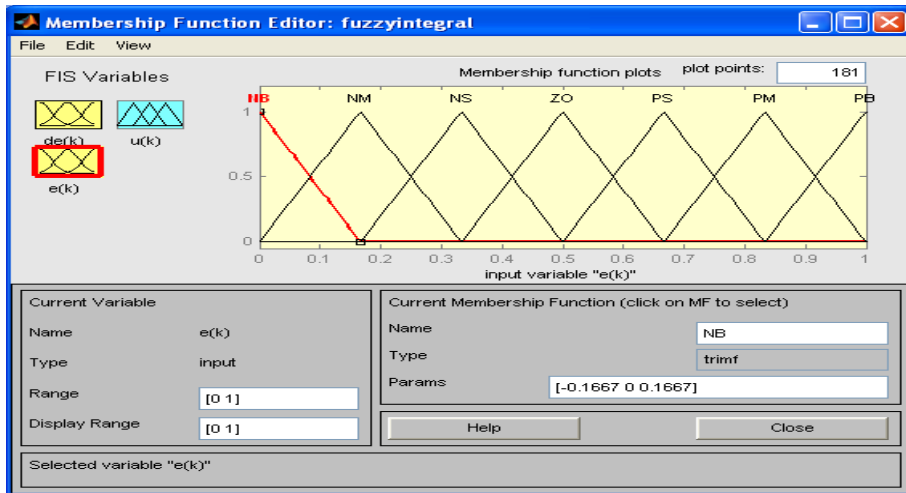
PI benzeri olarak tasarladığımız BMD Matlab 7.0 kullanılarak hazırlanmıştır. Seçilen aralık değerleri, üyelik fonksiyonları ve kural tabanı aşağıdaki gibi hazırlanarak benzetim gerçekleştirilmiştir.



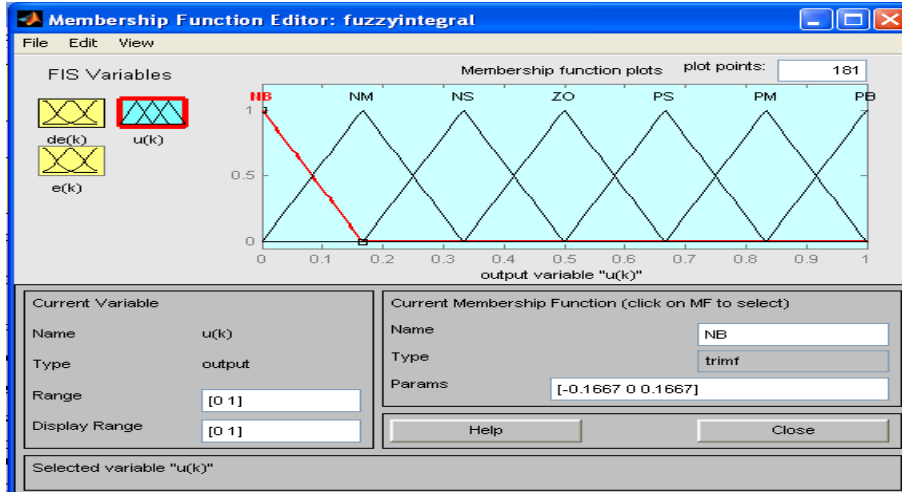
Şekil 6.12 BMD düzenleyici



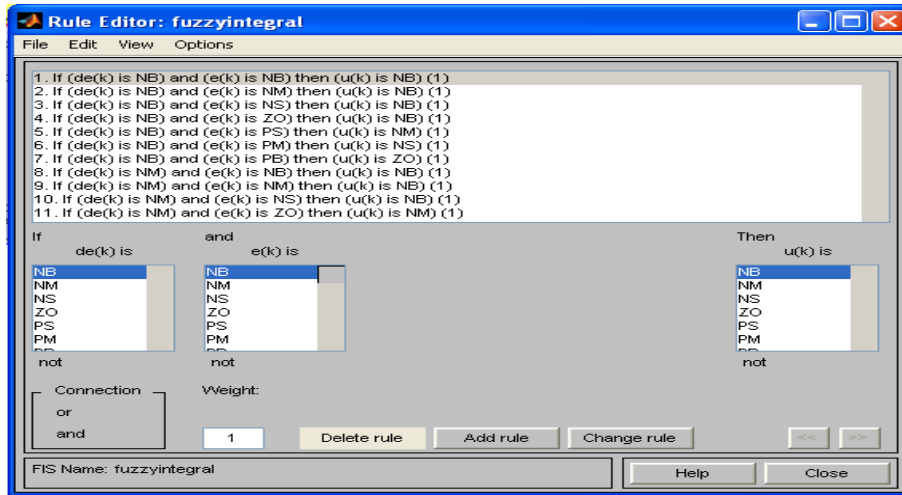
Şekil 6.13 de(k) için üyelik fonksiyonları



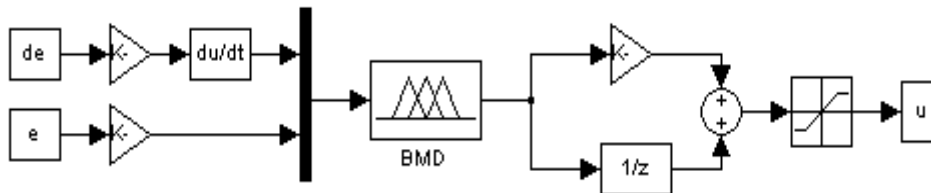
Şekil 6.14 e(k) için üyelik fonksiyonları



Şekil 6.15 $u(k)$ için üyelik fonksiyonları



Şekil 6.16 BMD için kural tablosu



Şekil 6.17 BMD Benzetim Bloğu

BMD tasarımında kullanılan hata değişimi (de) için kazanç $0.16 \cdot 10^7$, hata (e) için kazanç 0.00196 ve çıkış değeri (u) için kazanç 100 ile çarpılmıştır. Benzetim için elde edilen BMD çıkışı bir saturasyon bloğundan geçirilir. Doğrultulmuş hat geriliminin tepe değeri olan kazançla çarpılmasından elde edilen değerle saturasyon bloğu çıkış değeri çarpılıp referans akım elde edilmekte olup elde edilen bu akım histeresiz bant yöntemi ile denetlenerek akım dalga şekillendirilmesi sağlanır.

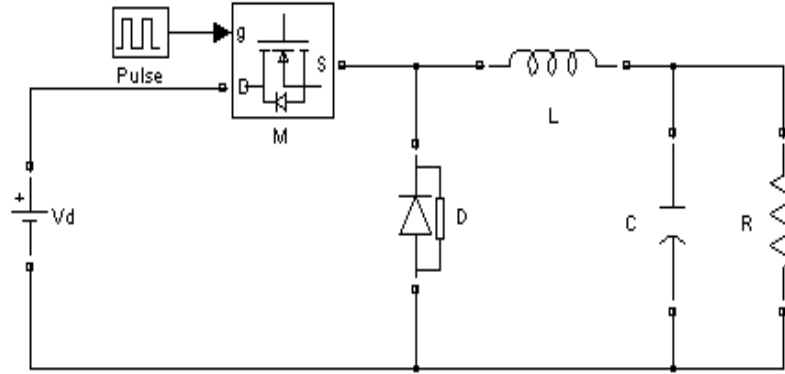
7. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde öncelikle alçaltıcı dönüştürücü, yükseltici dönüştürücü ve alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü devreleri üçüncü bölümdeki bilgiler temel alınarak tasarlanmıştır. Daha sonra yükseltici dönüştürücü kullanılarak elde edilen değişken dc gerilimle, farklı genlik ve farklı frekansta SDGM olarak tasarlanan üç fazlı evirici devresi üzerinden asenkron motor beslenmesi sağlanmıştır. Devre önce GFD'siz daha sonra GFD'li olarak tasarlanarak sonuçlar incelenmiştir. Tüm bu devreler tasarlanırken güç faktörü düzeltilmesi göz önünde bulundurulmuştur. Tasarlanan GFD'li devrede gerilim denetleyici olarak önce PI denetleyici daha sonra PI benzeri BMD, akım denetleyici olarak histeresiz bant yöntemi kullanılmıştır.

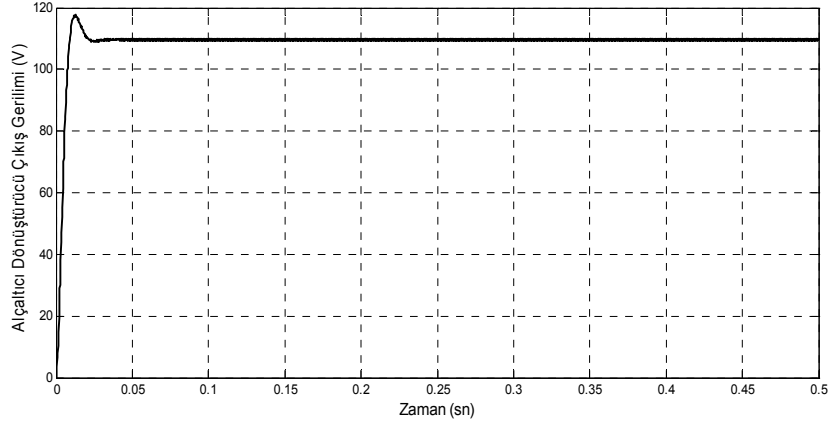
Gerçekleştirilen bütün tasarımlar Matlab/Simulink blokları kullanılarak hazırlanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları grafik olarak verilerek sonuçlar değerlendirilmiştir.

7.1. Alçaltıcı Dönüştürücü Benzetimi

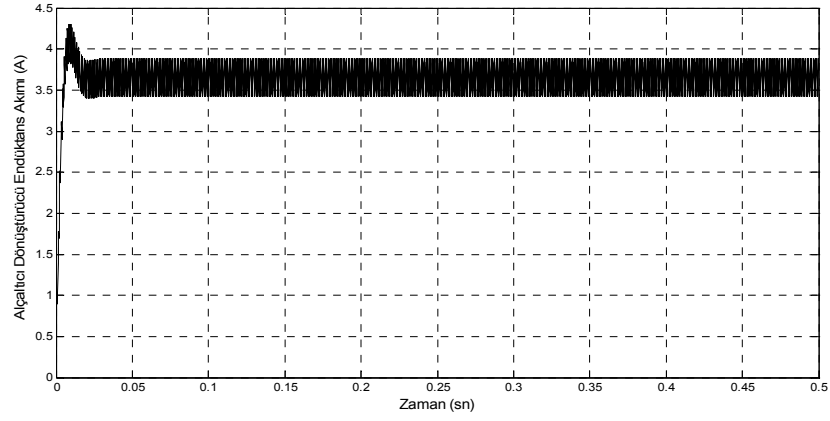
Alçaltıcı dönüştürücülerde çıkış gerilimi giriş geriliminden daha küçüktür. Kontrol anahtarı ideal ve yük omik kabul edildiğinde ani çıkış gerilimi anahtarın durumuna bağlı olarak değişir. Bu gerilim görev oranı değiştirilerek kontrol edilebilir. Şekil 7.1'de alçaltıcı dönüştürücünün $V_d=220V$, $f_s=1kHz$, $C=80\mu F$, $L=120mH$, $R=30\Omega$ ve görev oranı %50 alınarak Matlab/Simulink ortamında hazırlanmış benzetim sonuçları şekil 7.2-7.4'de verilmiştir.



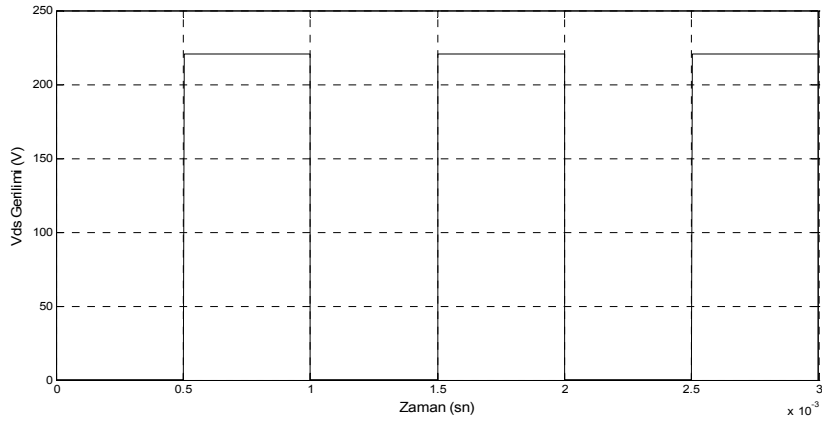
Şekil 7.1 Alçaltıcı Dönüştürücü Simulink devresi



Şekil.7.2 Alçaltıcı dönüştürücü çıkış gerilimi



Şekil.7.3 Alçaltıcı dönüştürücü endüktans akımı

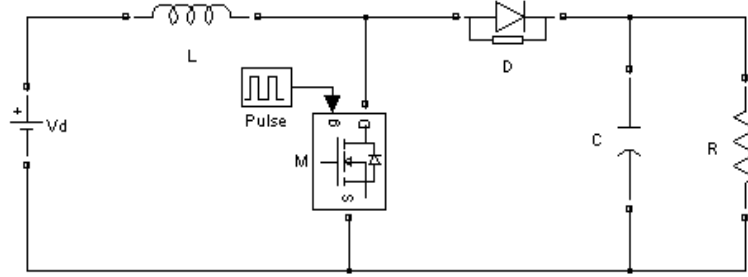


Şekil.7.4 Alçaltıcı dönüştürücü Vds gerilimi

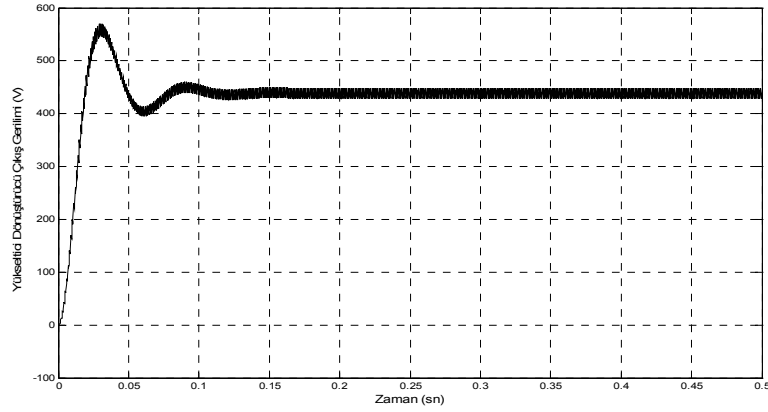
Alçaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi şekil 7.2’de görüldüğü gibi giriş geriliminden düşük olmaktadır. Endüktans değeri büyük seçilirse ve/veya anahtarlama frekansı arttırılırsa endüktans akımındaki dalgalanmanın bandı daralacaktır.

7.2 Yükseltici Dönüştürücü Benzetimi

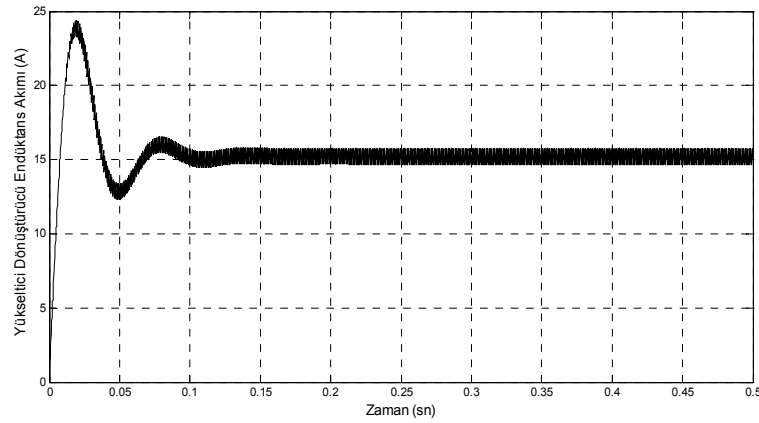
Yükseltici dönüştürücüde çıkış gerilimi her zaman girişteki gerilimden daha büyüktür. Şekil 7.5’de yükseltici dönüştürücünün Matlab/Simulink modeli verilmiştir. $V_d=220V$, $C=200\mu F$, $L=100mH$, $f_s=1kHz$, $R=60\Omega$ ve görev oranı %50 seçilerek benzetimi yapılmış ve elde edilen sonuçlar şekil 7.6-7.8’de verilmiştir.



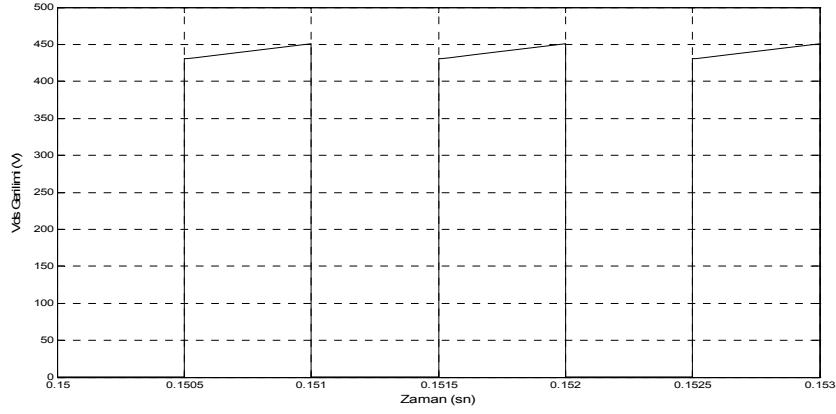
Şekil 7.5 Yükseltici dönüştürücü Simulink devresi



Şekil 7.6 Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi



Şekil 7.7 Yükseltici dönüştürücü endüktans akımı

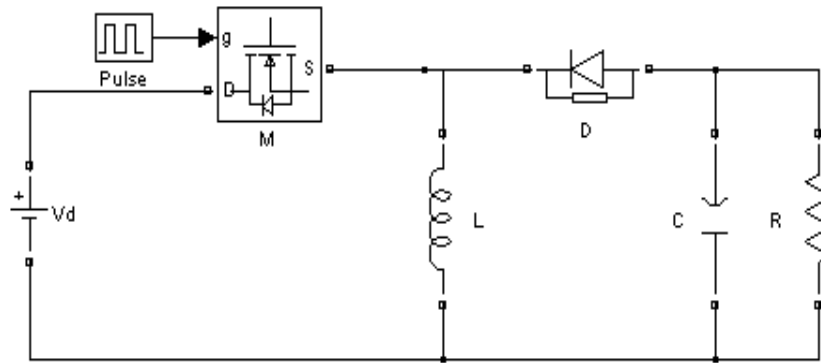


Şekil 7.8 Yükseltici dönüştürücü Vds gerilimi

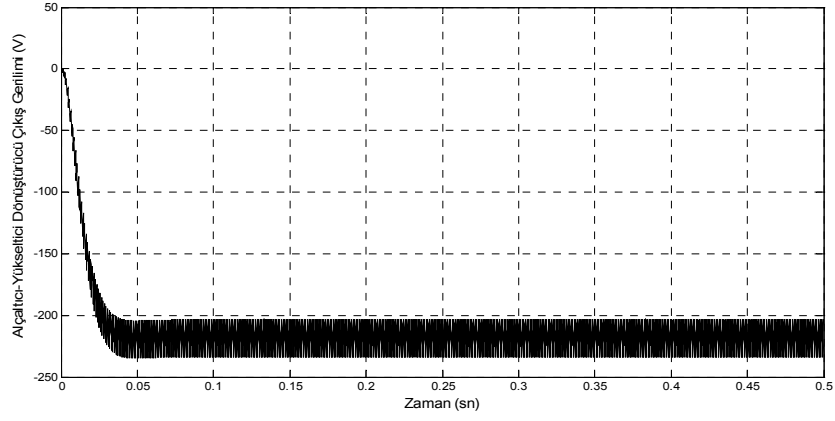
Grafikten görüldüğü üzere yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi giriş geriliminden daha büyüktür. Görev oranı %50 seçildiğinden çıkış gerilimi giriş geriliminin iki katıdır.

7.3. Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü Benzetimi

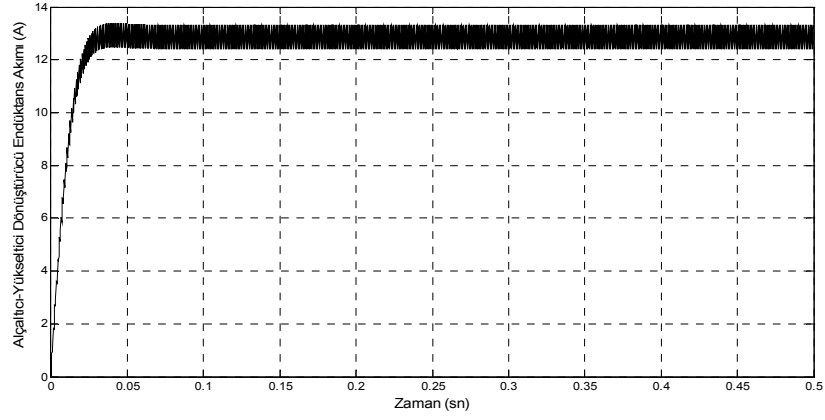
Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücülerde çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek ya da düşük olduğu bir gerilim elde edilir. Çıkış geriliminin giriş geriliminden daha az veya daha fazla olması görev oranına bağlıdır. Şekil 7.9'da alçaltıcı-yükseltici dönüştürücünün Matlab/Simulink modeli görülmektedir. Burada $V_d=220V$, $C=120\mu F$, $L=120mH$, $R=40\Omega$, $f_s=1kHz$ ve görev oranı %50 seçilerek benzetimi yapılmış ve elde edilen sonuçlar şekil 7.10-7.12'de verilmiştir.



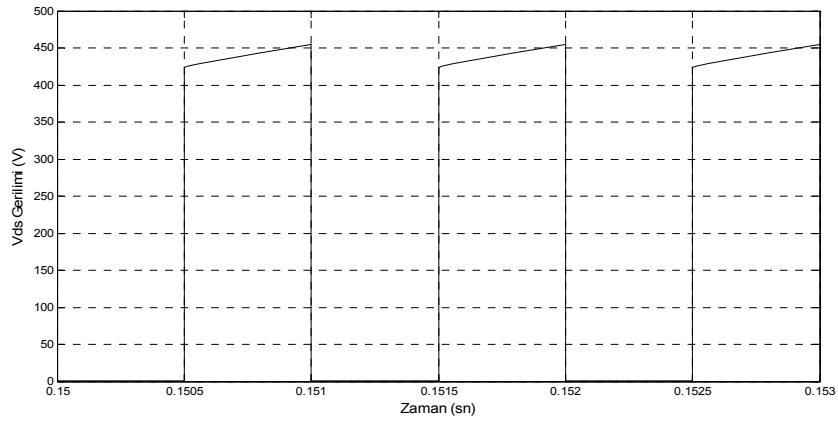
Şekil 7.9 Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü Simulink devresi



Şekil 7.10 Alçaltıcı-Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi



Şekil.7.11 Alçaltıcı-Yükseltici dönüştürücü endüktans akımı

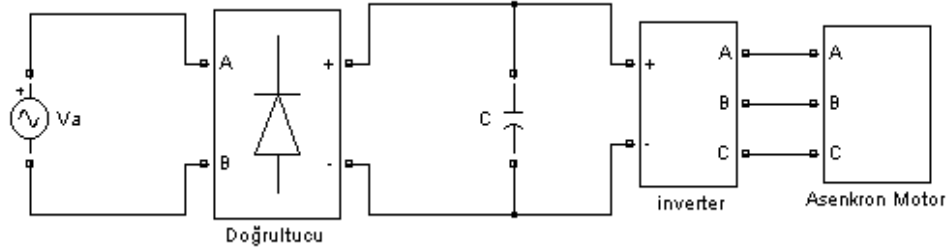


Şekil 7.12 Alçaltıcı-Yükseltici dönüştürücü Vds gerilimi

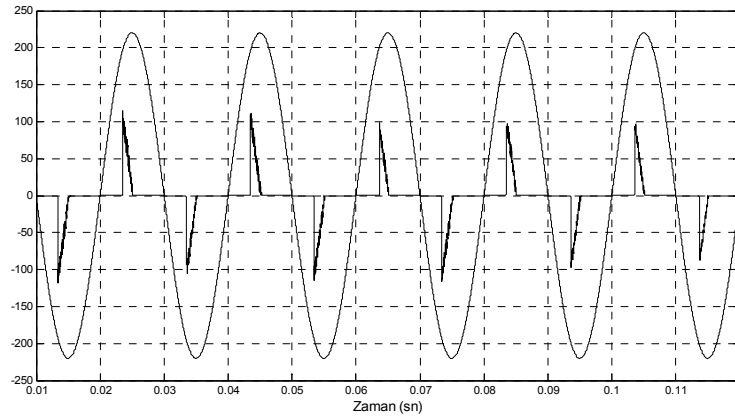
Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi şekil 7.10’da görüldüğü gibi negatif değerdedir. Görev oranı değiştirilerek çıkış geriliminin değerini değiştirmek mümkündür.

7.4 Güç Faktörü Düzeltme Devresi

Şekil 7.13’de GFD devresi olmadan SDGM evirici üzerinden beslenen asenkron motor şekil 7.14’de ise GFD devresiz dönüştürücünün şebekeden çektiği akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Şebeke akımı sinus olmadığı için devrenin güç faktörü de düşük olmaktadır.



Şekil 7.13 GFD’siz tasarlanan simulink devresi

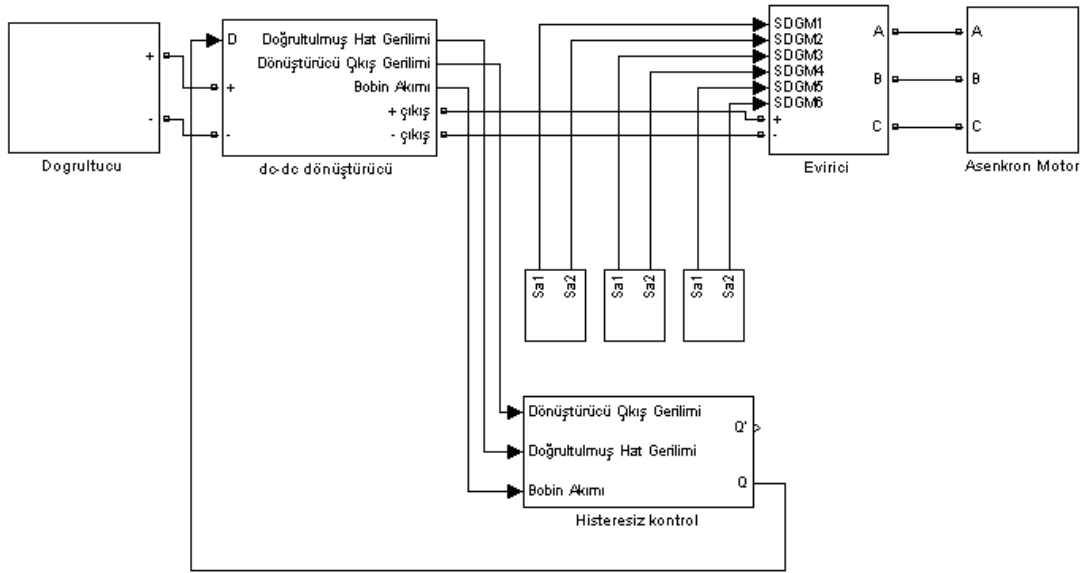


Şekil 7.14 GFD’siz tasarlanan devrenin şebekeden çektiği akım ve gerilimin dalga şekilleri

GFD’siz olarak tasarlanan devrede şebekeden çekilen akımın ideal sinus dalga şekline sahip olmadığı görülmektedir. Bu devreye alternatif olarak tasarlanan güç faktörü düzeltici devrede amaç şebekeden ideal sinüse çok yakın şebeke gerilimi ile aynı fazda akım çekilmesidir.

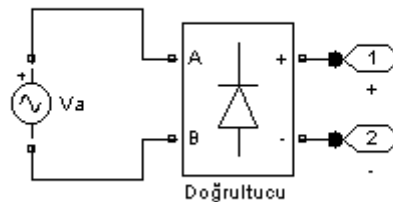
Şekil 7.15’de devresi eklenerek oluşturulan Matlab/Simulink modeli görülmektedir. Değişken dc elde etmek için kullanılan dc-dc dönüştürücü yükseltici tip seçilerek modellenmiştir. Akım dalga şekillendirilmesinde histeresiz bant denetleme yöntemi kullanılmıştır. dc-dc dönüştürücü çıkışında elde edilen değişken dc, SDGM kontrollü eviriciye uygulanmış olup evirici çıkışı bir asenkron motoru beslemektedir.

Tasarlanan devrenin çalışma prensibi şu şekildedir; dc-dc yükseltici dönüştürücü çıkışından gerilim bilgisi alınarak, giriş geriliminin tepe değerinden daha yüksek bir değerde seçilen referans gerilimi ile karşılaştırılır. Elde edilen hata değeri PI denetleyiciye uygulanır. PI denetleyici çıkışı ve şebeke gerilim değerinin tepe değeri ile çarpılarak oluşturduğu birim sinus değeri çarpılarak referans akım bulunur. Referans akım endüktans akımı ile karşılaştırılarak histeresiz banda uygulanır. Histeresiz band çıkışında kullanılan flip-flop yardımıyla anahtar kontrol eden sinyal elde edilir. Benzetimlerde kullanılan asenkron motorun parametreleri: 4000VA, 380V, 50Hz, 10.52A stator direnci=1.405Ω, rotor direnci=1.395Ω, kutup sayısı=2, ortak endüktans=0.1722H, eylemsizlik=0.0131 kg.m², sürtünme katsayısı=0.002985Nms olarak seçilmiştir.

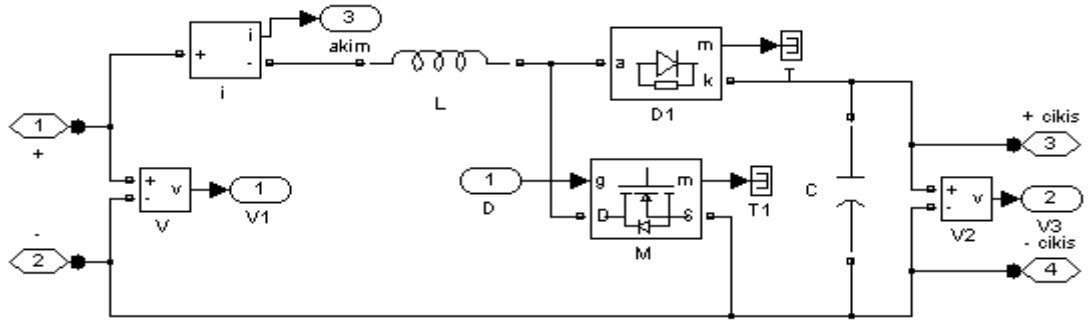


Şekil 7.15 GFD devresi eklenerek oluşturulan Matlab/Simulink modeli

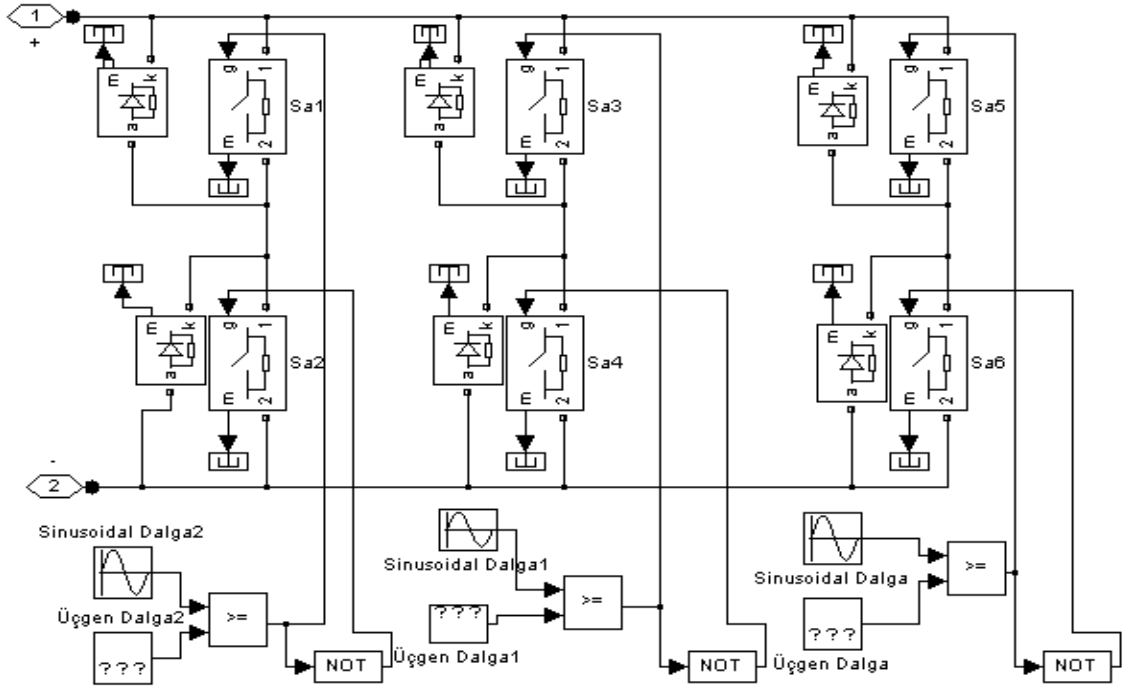
Şekil 7.15’de verilen blokların açık halleri aşağıdaki şekillerde verilmiştir. dc-dc dönüştürücünün ve eviricinin güç devreleri Matlab/Simpower elemanları ile modellenmiştir.



Şekil 7.16 ac-dc doğrultucu Matlab/Simulink devresi



Şekil 7.17 dc-dc dönüştürücü Matlab/Simulink devresi

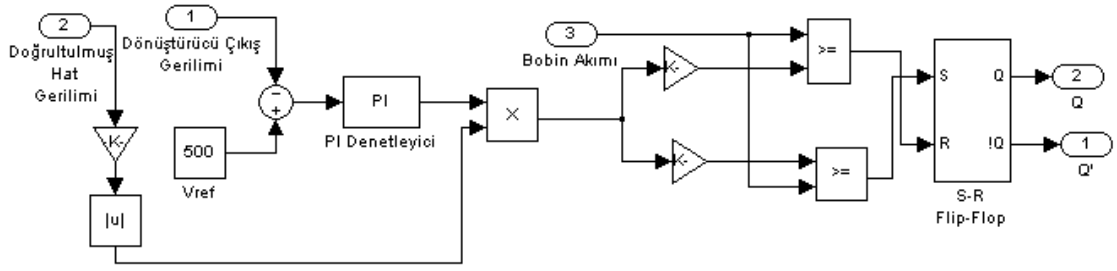


Şekil 7.18 SDGM kontrollü üç-faz evirici devresi

7.4 1 PI Gerilim Denetleyicili Güç Faktörü Düzeltme Devresi

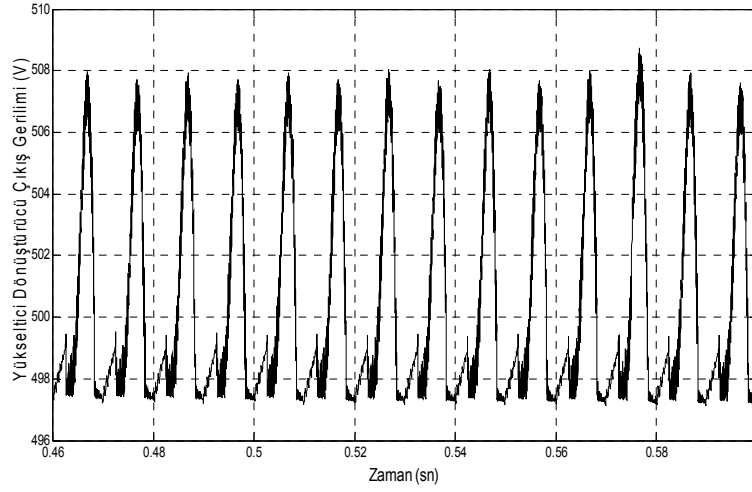
GFD olarak tasarlanan devrede dönüştürücünün gerilim kontrolünü sağlamak için çıkış gerilimi ve referans gerilimin karşılaştırılması sonucu bulunan hata değerinin PI denetleyiciye uygulanışı şekil 7.19'da görülmektedir.

Bu benzetim çalışmasında, giriş gerilimi=220V, frekans=50Hz, C=1000 μ F, L=20mH ve PI denetleyicinin parametreleri $K_p=0.07$ ve $K_i=0.7$ olarak seçilmiştir [22]. $V_{ref}=500V$ alınarak ve gerilimin genlik değeri 0.1 çarpanı ile çarpılarak benzetim sonuçları elde edilmiştir.

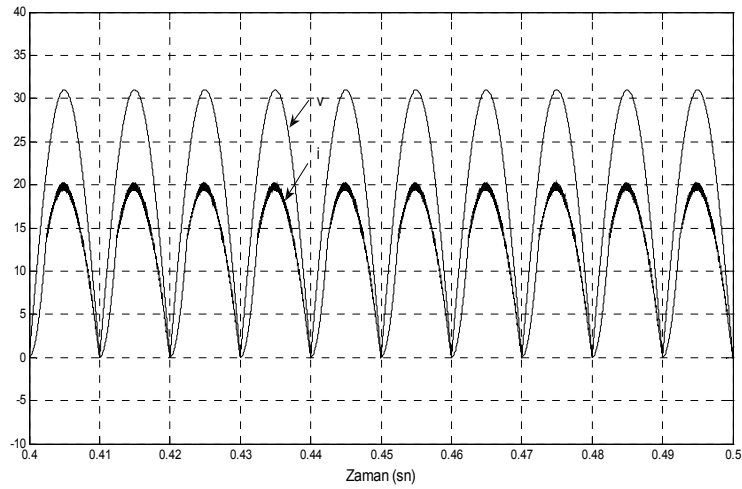


Şekil 7.19 PI gerilim ve histeresiz akım denetleyici için oluşturulan simulink devresi

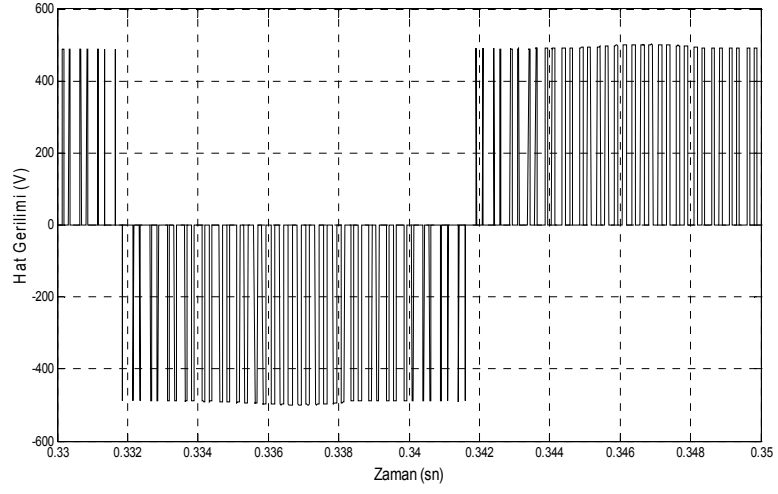
Gerilim denetiminde PI denetleyici kullanıldığında farklı anahtarlama frekansları ve farklı genlik değerleri için doğrultulmuş hat akımı ve gerilimi, evirici hat gerilimi ve motor hızı gibi benzetim sonuçları şekil 7.20-7.36’da verilmiştir.



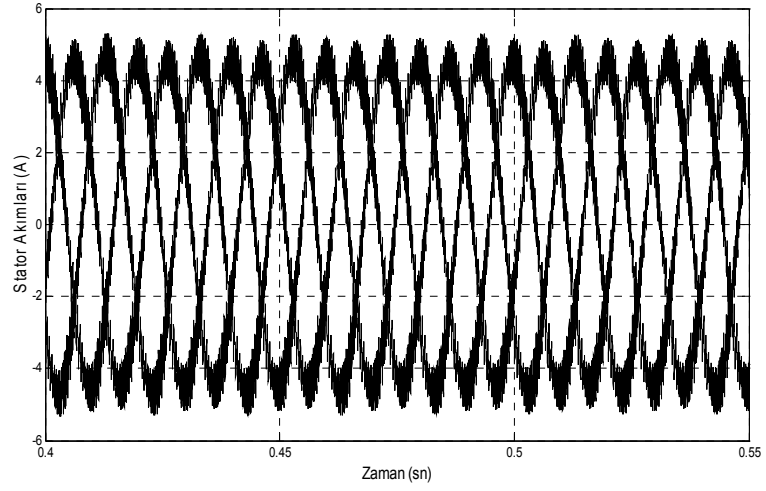
Şekil 7.20 Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



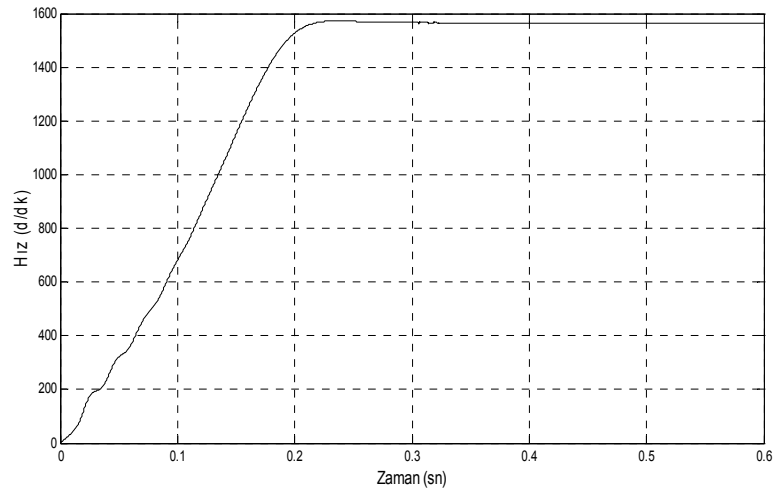
Şekil 7.21 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



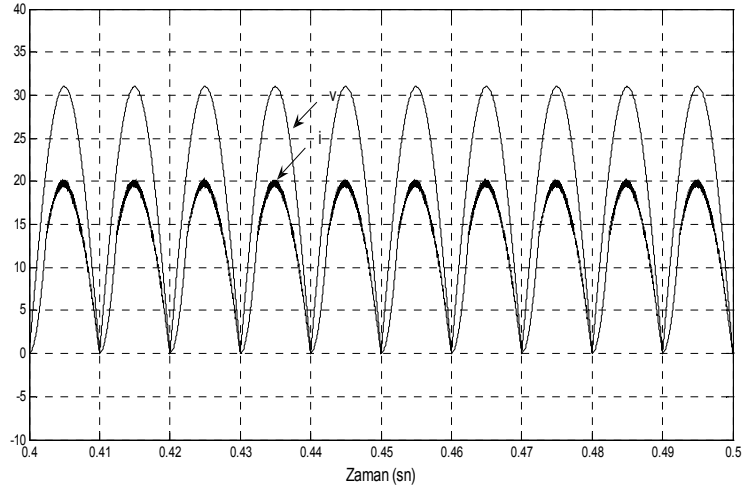
Şekil 7.22 Eviricinin hat gerilimi ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



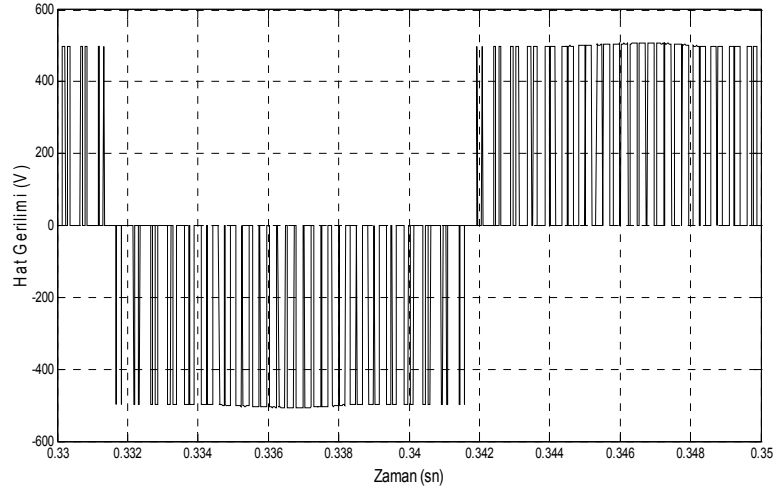
Şekil 7.23 Stator akımları ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



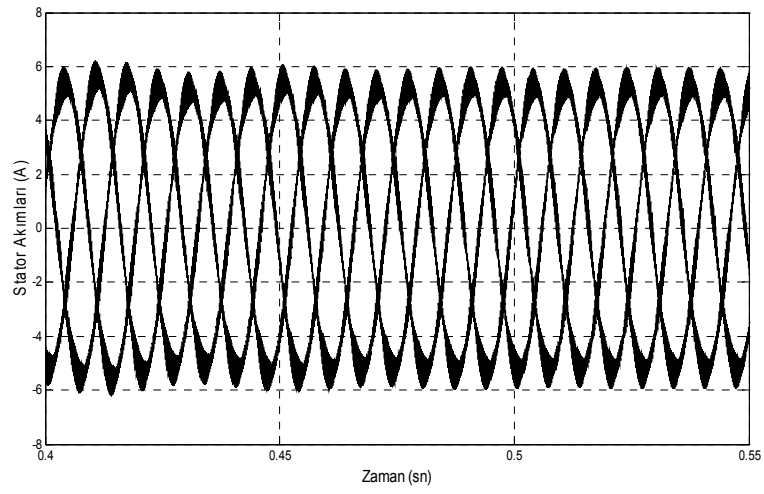
Şekil 7.24 Motor hızı ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



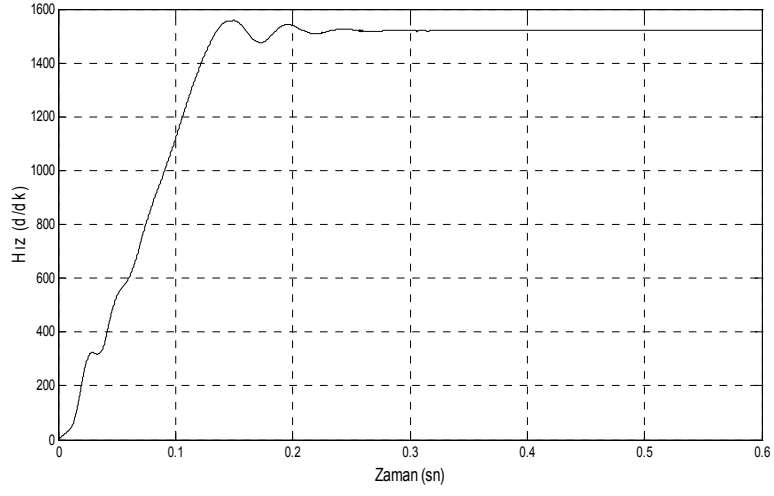
Şekil 7.25 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)



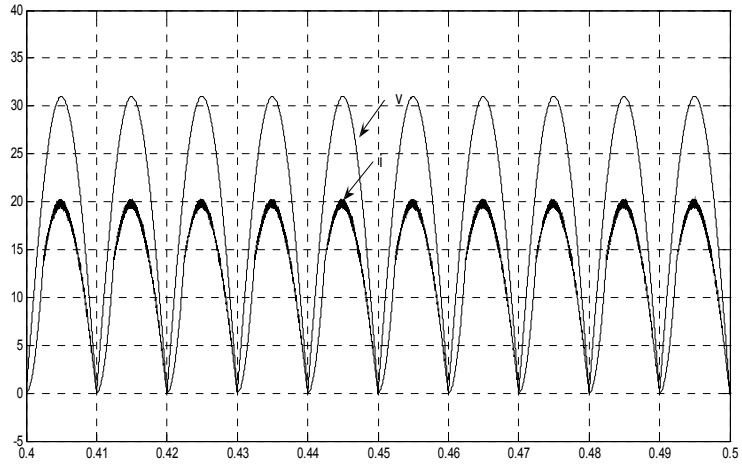
Şekil 7.26 Evirici hat gerilimi ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)



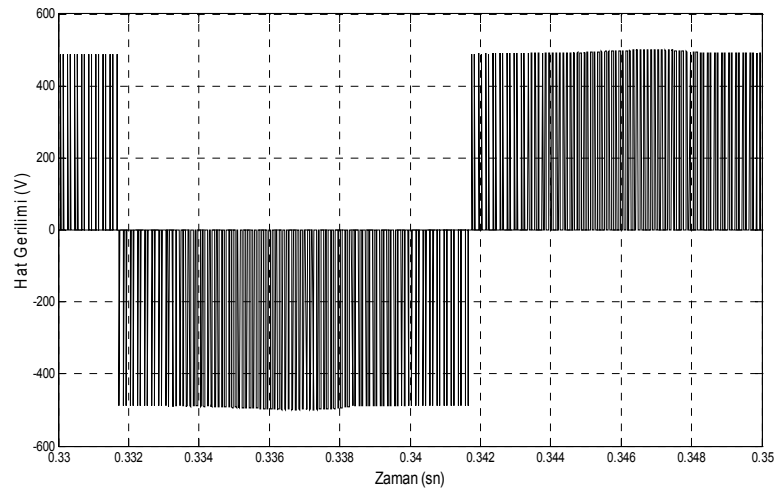
Şekil 7.27 Stator akımları ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)



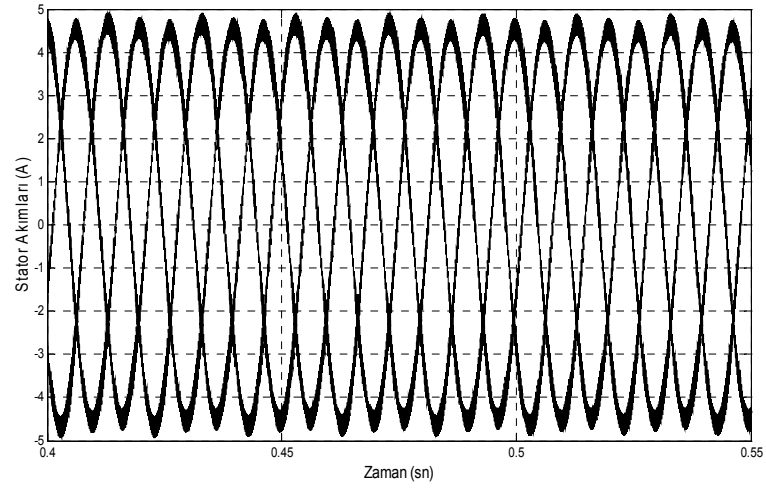
Şekil 7.28 Motor hızı ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)



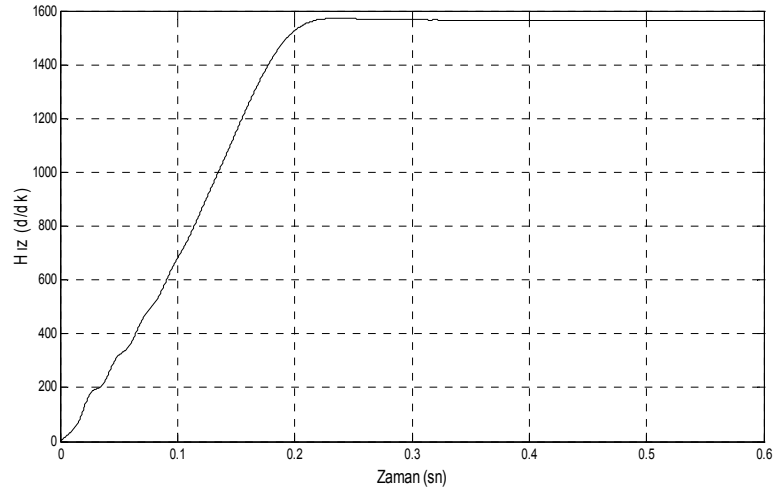
Şekil 7.29 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)



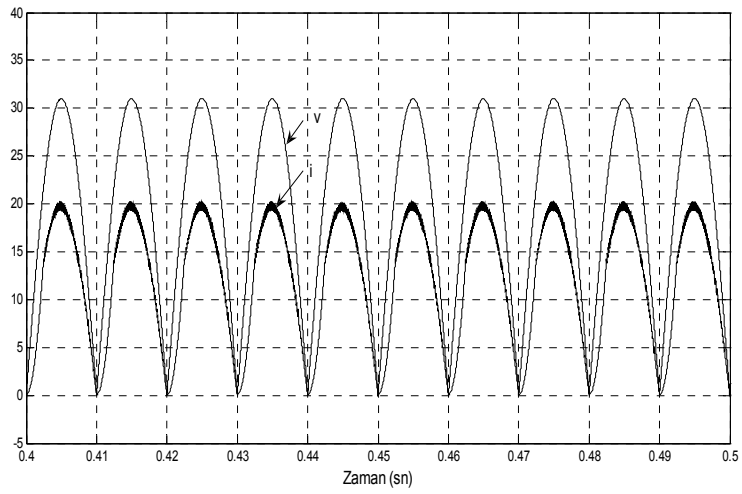
Şekil 7.30 Eviricinin hat gerilimi ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)



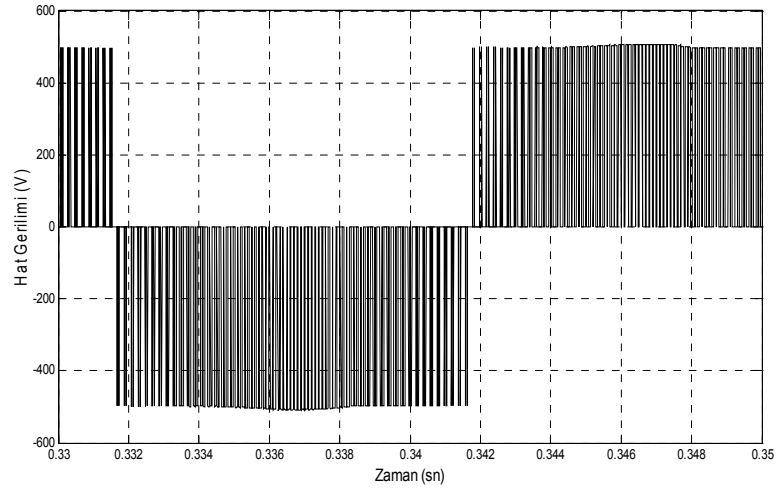
Şekil 7.31 Stator akımları ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)



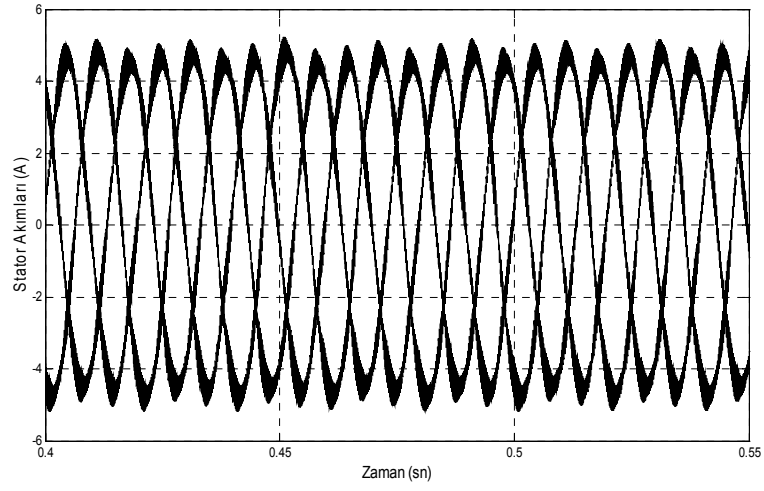
Şekil 7.32 Motor hızı ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)



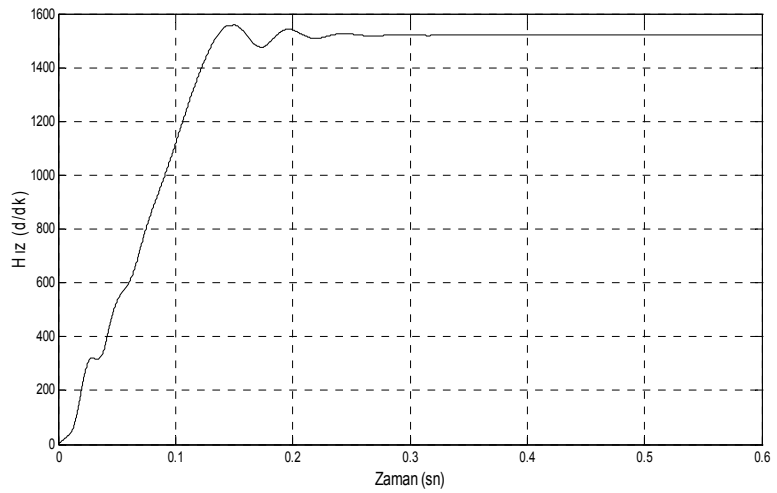
Şekil 7.33 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)



Şekil 7.34 Eviricinin hat gerilimi ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)



Şekil 7.35 Stator akımları ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)



Şekil 7.36 Motor hızı ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)

Yapılan benzetim çalışmalarından elde edilen grafiklerden aşağıdaki sonuçlara ulaşılmıştır.

$m=0.5$ değeri için f_s değeri 5kHz de akım dalga şekli $f_s=2\text{kHz}$ değerine göre daha düzgündür. $m=0.9$ alındığında $f_s=2\text{kHz}$ ' den 5kHz' e çıkarıldığında GFD'li akım dalga şeklinin, yüksek anahtarlama frekansında daha düzenli olduğu ve m değerinin değişmesiyle genliğinde artış olduğu görülmüştür.

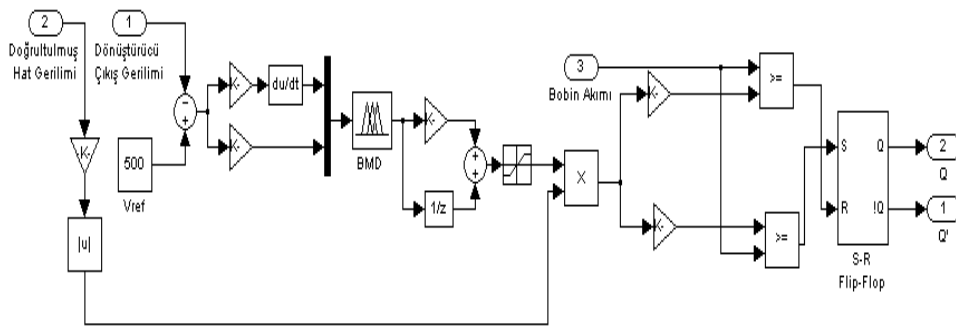
Evirici hat geriliminin m değeri sabit tutulup f_s değeri artırıldığında gerilim dalgalanmasının azalarak daha düzenli hale geldiği ve anahtarlama sayısının arttığı gözlenmiştir.

Stator akımlarını incelediğimizde m sabit tutulup f_s değeri artırıldığında akım dalga şeklinin düzeldiği ve akımdaki dalgalanmanın daha az olduğu görülmüştür. f_s değeri sabit tutulup m değeri artırıldığında akımın genliğinde artış olduğu görülmüştür.

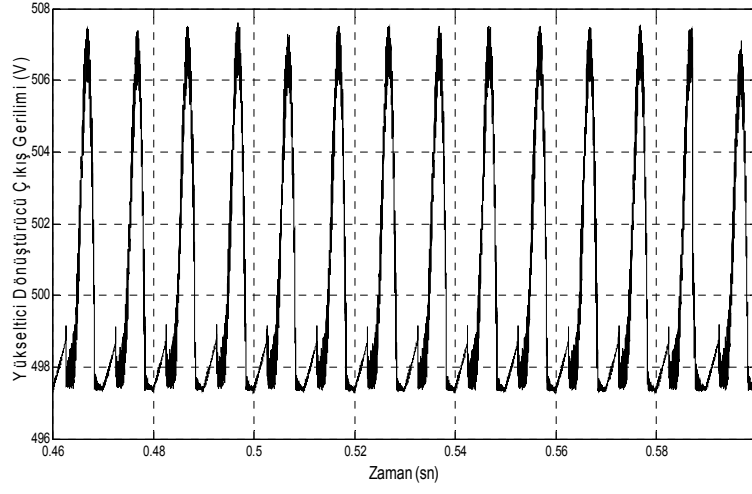
Asenkron motorun hızı açısından benzetim çalışmaları değerlendirildiğinde f_s değeri sabitken m değeri artırıldığında hız değerinin kalıcı duruma daha erken ulaştığı gözlenmiştir.

7.4 2 Bulanık Mantık Gerilim Denetleyicili Güç Faktörü Düzeltme Devresi

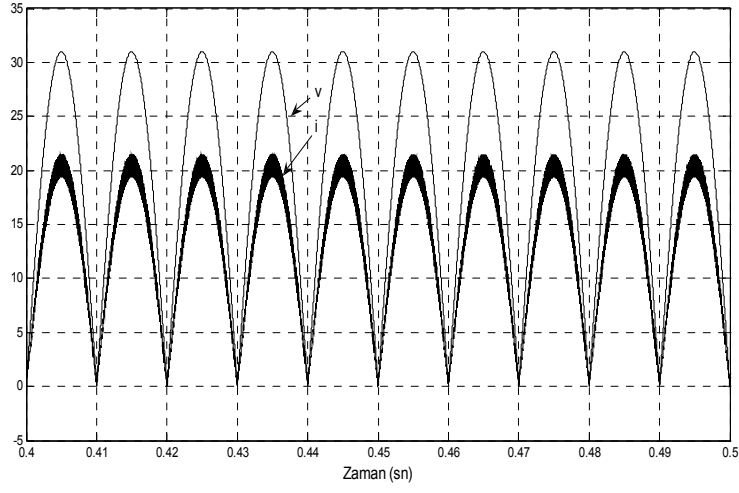
Bu benzetim çalışmasında GFD'li devrede gerilim kontrolünde kullanılan PI denetleyici yerine tasarımda daha esneklik sağlayan BMD kullanılmıştır. PI denetleyici benzeri olarak tasarlanan BMD'nin farklı anahtarlama frekansları ve farklı genlik değerleri için doğrultulmuş hat akımı, çıkış gerilimi, evirici hat gerilimi ve motor hızı için benzetim sonuçları Şekil 7.38-7.52'de görülmektedir.



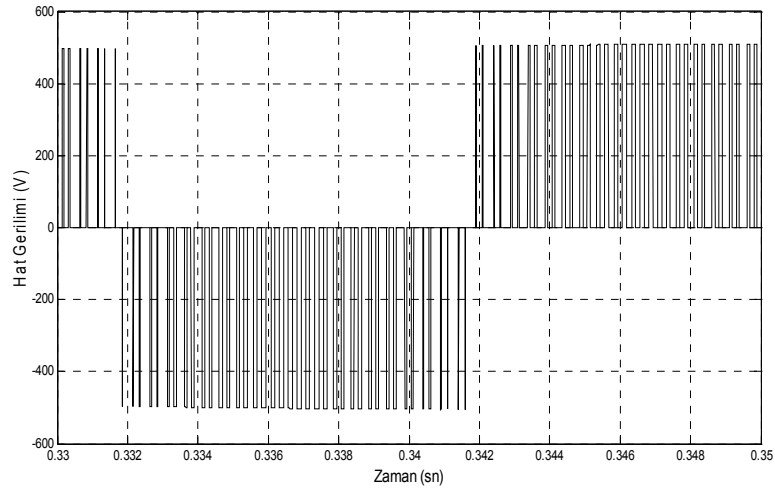
Şekil 7.37 BMD gerilim ve histeresiz akım denetleyici için oluşturulan simulink devresi



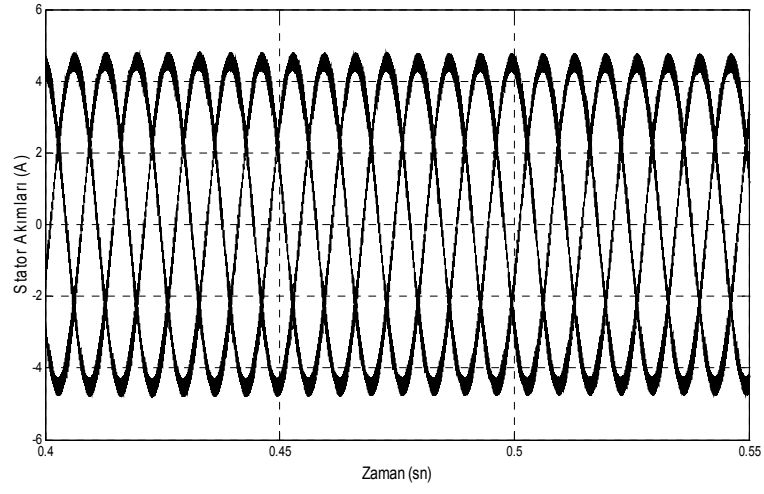
Şekil 7.38 Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



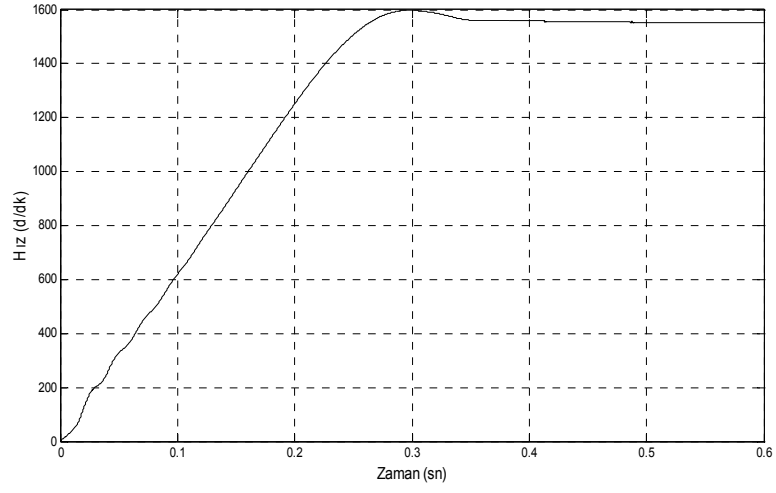
Şekil 7.39 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



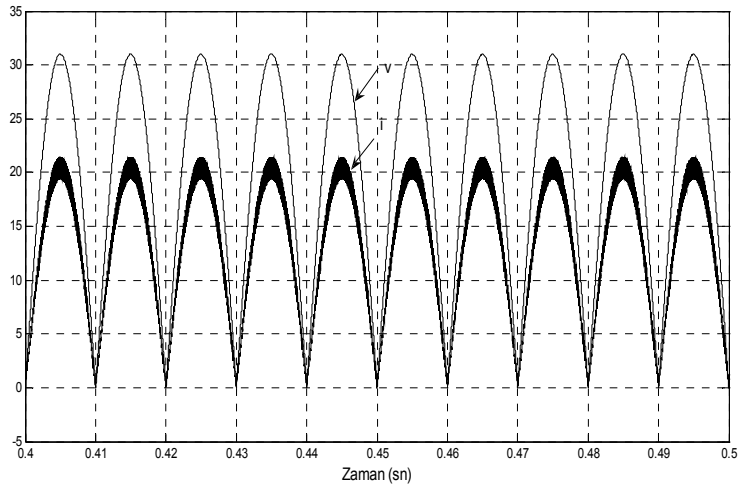
Şekil 7.40 Evirici hat gerilimi ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



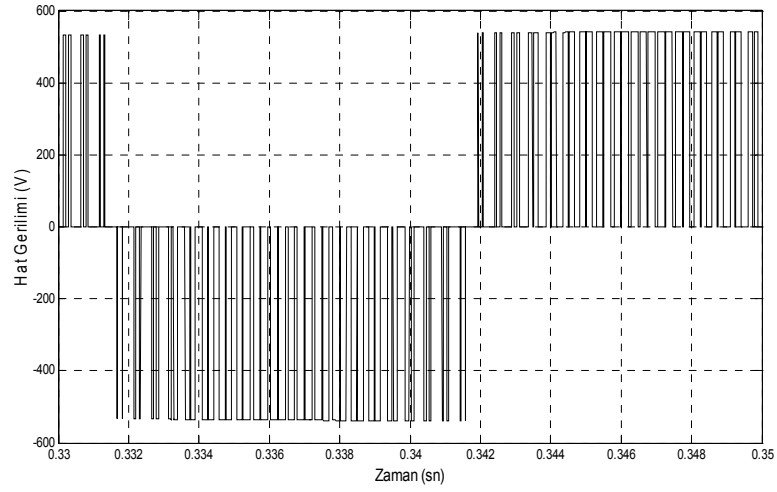
Şekil 7.41 Stator akımları ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



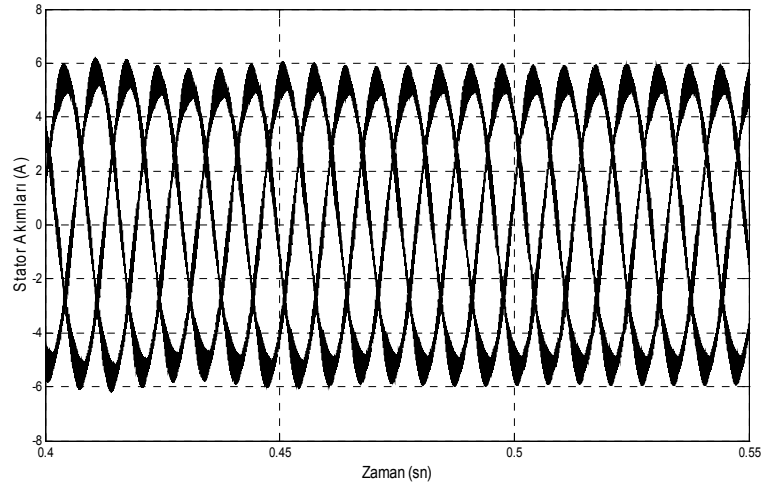
Şekil 7.42 Motor hızı ($m=0.5$, $f_s=2\text{kHz}$)



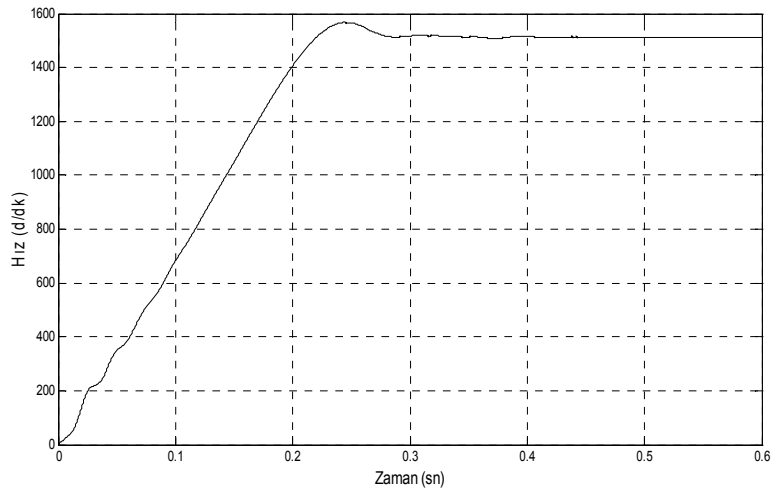
Şekil 7.43 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)



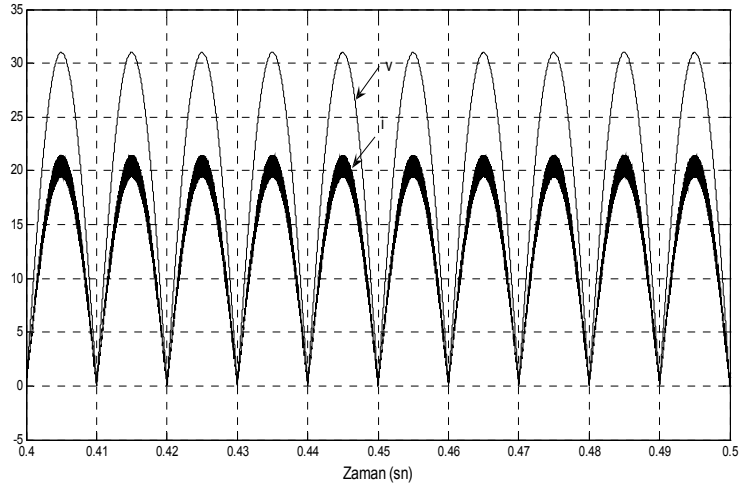
Şekil 7.44 Evirici hat gerilimi ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)



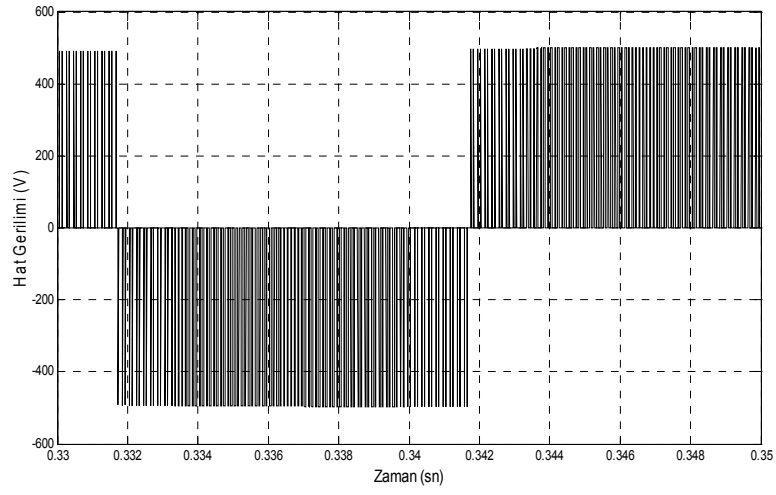
Şekil 7.45 Stator akımları ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)



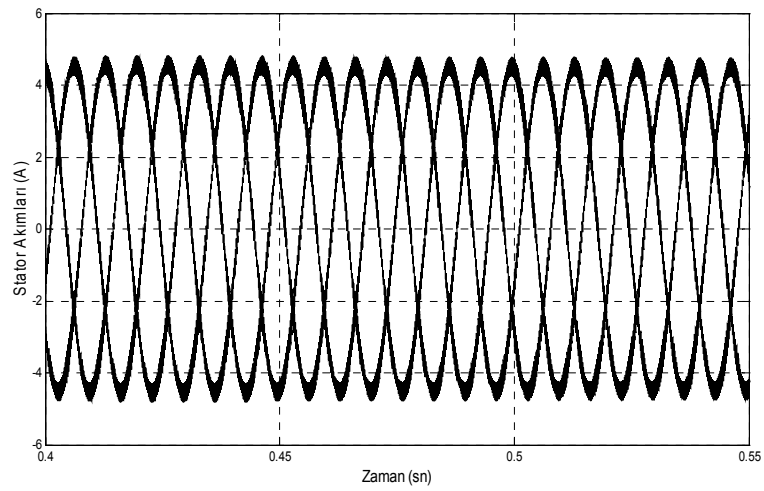
Şekil 7.46 Motor hızı ($m=0.9$, $f_s=2\text{kHz}$)



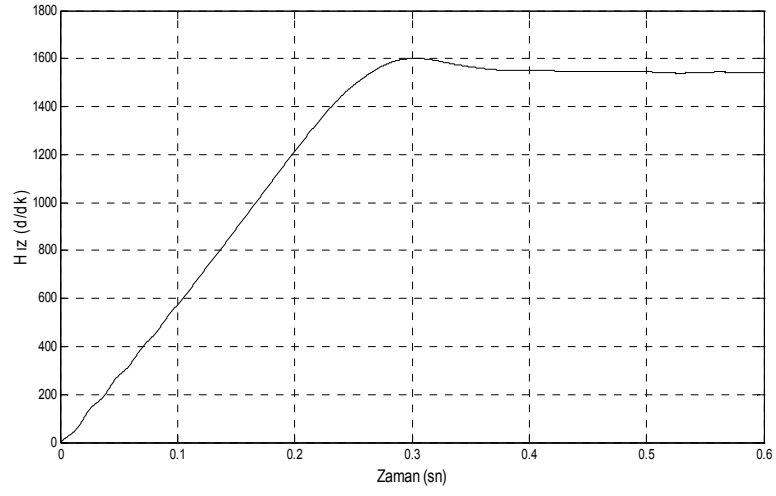
Şekil 7.47 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)



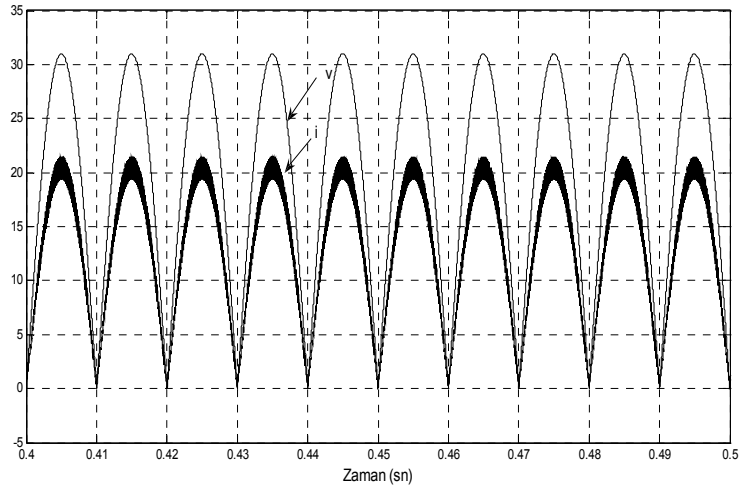
Şekil 7.48 Evirici hat gerilimi ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)



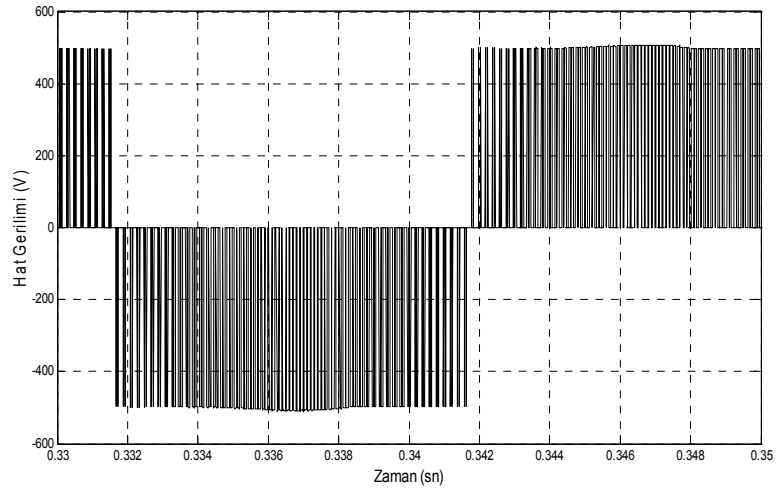
Şekil 7.49 Stator akımları ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)



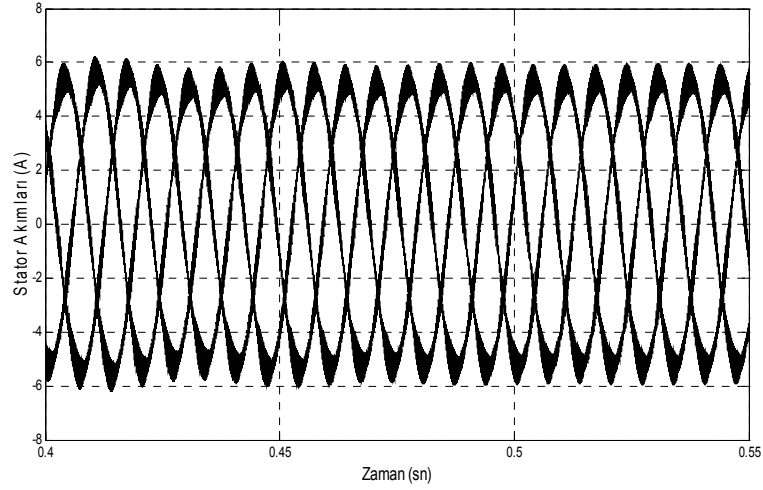
Şekil 7.50 Motor hızı ($m=0.5$, $f_s=5\text{kHz}$)



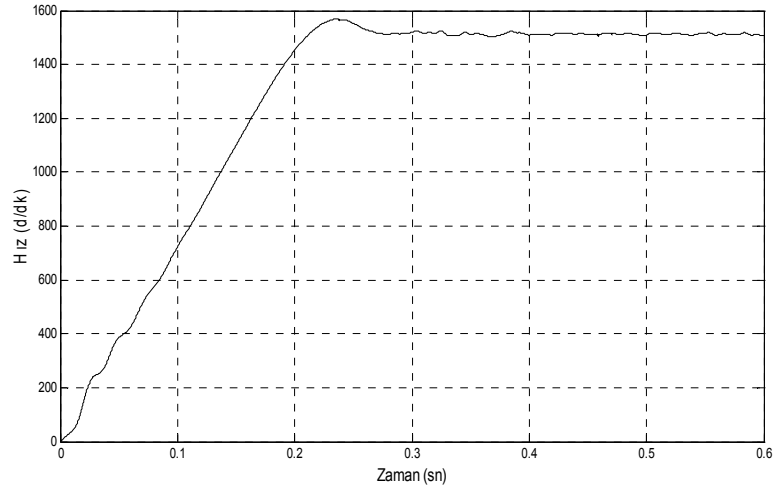
Şekil 7.51 Akım ve gerilimin dalga şekilleri ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)



Şekil 7.52 Evirici hat gerilimi ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)



Şekil 7.53 Stator akımları ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)



Şekil 7.54 Motor hızı ($m=0.9$, $f_s=5\text{kHz}$)

Evirici hat geriliminin $m=0.5$ değeri için f_s değeri 2kHz den 5kHz 'e çıkarıldığında gerilim dalga şeklinin daha düzgün olduğu ve bir periyottaki anahtarlamaların daha fazla arttığı görülmüştür. $f_s=5\text{kHz}$ alınıp $m=0.5$ 'ten $m=0.9$ 'a çıkarıldığında akımın genliğinin arttığı görülmüştür. m değeri sabit tutulup f_s arttırıldığında evirici dalga şekilleri daha düzenli hale geldiği gözlenmiştir. $m=0.5$ değeri için f_s değeri 5kHz de GFD'li akım dalga şekli $f_s=2\text{kHz}$ değerine göre daha düzgündür. $m=0.9$ alındığında $f_s=2\text{kHz}$ ' den 5kHz' e çıkarıldığında akım dalga şeklinin yüksek anahtarlama frekansında daha düzgün olduğu görülmüştür. m değeri arttırıldığında akımın genliğinde artış görülmüştür. Stator akımları için m sabit tutulup f_s değeri arttırılırsa akım dalga şeklinin düzeldiği ve akımdaki dalgalanmanın daha az olduğu görülmüştür. f_s değeri sabitken m değeri arttırıldığında hızın kalıcı duruma daha kısa sürede ulaştığı gözlenmiştir.

8. SONUÇ

Güç faktörü düzeltilmesinde amaç, devreden çekilen aktif gücü görünür güç değerine yaklaştırmaktır. Güç kaynaklarının kontrol kapasitesini arttırmak için devrelere giriş güç üniteleri eklenerek çekilen akım şekillendirilmektedir. İdeal olan giriş akımını giriş gerilimi ile aynı formda ve fazda olmasıdır. Günümüzdeki güç kaynaklarında reaktif gücü minimuma indirmek için "güç faktörü düzeltme" (GFD) özelliği kullanılır.

Bu çalışmada; ilk olarak en çok kullanılan alçaltıcı dönüştürücü, yükseltici dönüştürücü ve alçaltıcı-yükseltici dönüştürücüler modellenmiştir. Daha sonra ve güç faktörü düzeltimi yapılmamış devre çıkışından üç-fazlı evirici üzerinden asenkron motor beslenmiştir. Üç-fazlı evirici SDGM tekniğine göre anahtarlanmıştır. GFD olmadan tasarlanan devrede şebekeden çekilen akımın sinusoidal şekilde olmadığı görülmüş ve sistemin çalışmasına uygunluğu açısından yükseltici tip dönüştürücü temel alınarak güç faktörü düzeltme devresi tasarlanmıştır.

Yükseltici dönüştürücü kullanılan devrede seçilen referans gerilim değerine göre değişken dc çıkış gerilimi elde edilmiştir. GFD'li devrede GFD'siz devrede yer almayan akım ve gerilim kontrolü yapılmıştır. Gerilim denetimi önce PI denetleyici daha sonra PI benzeri bulanık mantık denetleyici ile akım denetimi ise histeresiz band kontrol yöntemi ile gerçekleştirilerek SDGM ile kontrol edilen üç-fazlı evirici üzerinden asenkron motor beslenmiştir.

Benzetim sonuçlarından elde edilen veriler doğrultusunda PI denetleyici ve PI benzeri BMD'nin cevaplarının sistemin çalışması için yeterli olduğu görülmüştür. Akım kontrolünde kullanılan histeresiz bant kontrol yöntemi sayesinde akımın istenilen seviyede tutulduğu güç faktörü düzeltilmesi yapılan devrenin de şebekeden çektiği akımın dalga formunun GFD'siz olarak tasarlanan devreye göre sinuse daha yakın olduğu ve gerilimle aynı fazda olduğu görülmüştür.

Farklı anahtarlama frekansları ve farklı değerleri için stator akımları, hat gerilimleri ve motor hız sonuçlarının incelenmesi neticesinde yüksek anahtarlama frekansında stator akımlarının daha düzgün olduğu, modülasyon indeksinin değişmesi sonucu akımların genliğinin değiştiği sonucuna varılmıştır. Evirici hat geriliminin yüksek anahtarlama frekansında dalga şekillerinin daha düzgün olduğu ve bir periyottaki anahtarlama sayılarının arttığı görülmüştür. Anahtarlama frekansının sabit tutulup modülasyon indeksi değeri artırıldığında motor hız değerinin kalıcı duruma daha erken ulaşmaktadır.

KAYNAKLAR

1. Uzunoğlu M.,Yumurtacı R.,Karakaş A.,Arıkan O., “Elektrik Tesislerinde Harmonikler”, Birsen Yayinevi., 2003
2. “Fairchildsemi conductor application note 42047”.www.fairchildsemi.com
3. Mohan N.,UndelandT.M., Robbins W. P., ”Power Electronic Power Electronic Converters,Applications and Desing”,Johen Wiley&Sons,1995
4. http://www.coolpowersolutions.fi/library/power_factor_c.pdf
5. www.2mltd.com/urunler_power11.html
6. Aslan M., “Güç dönüştürücülerde güç katsayısının düzeltilmesi”, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 2004.
7. Su G., Adams D. J., Tolbert L: M., “Comparative Study of Power Factor Correction Converters for Single Phase Half-Bridge Inverters” Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, Volume 2, PP. 995-1000, 2001.
8. Pandey A., Kothari D. P., Mukerjee A.K., Singh B., “Modelling and Simulation of p Power Factor Corrected AC–DC Converters”, International Journal of Electrical Engineering Education 41/3, PP. 245-264, 2000
9. Zhang J.,Lee F. C., “Study and Improvement of Single-Stage Power Factor Correction Techniques” Virginia Polytechnic Institute and State University, Master of Science in Electrical Engineering, Blacksburg, Virginia, 1998.
10. Chug H. S. H., Hui S.Y.R., Qiu D. Y., “Control of Active Power Factor Corrector Using A Single Current Sensor”, Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, Volume 2, PP. 577 - 582, 2000.
11. Rossetto L., Spiazzi G., Tenti P., “Control Techniques for Power Factor Correction Converters”, West-East Tecnology Bridge International Conference on Power Electronics, Motion Control, Warsaw, Poland, PP. 1 - 9, 20-22 September, 1994
12. Rashid M.H., “Power Electronics”,Prentice-Hall International Inc.,1993
13. <http://encon.fke.utm.my/nikd/SEM4413/AnalysisConverter-buck.pdf>
14. <http://encon.fke.utm.my/notes/Chopper-2002.pdf>
15. <http://encon.fke.utm.my/nikd/SEM4413/AnalysisConverter-boost.pdf>
16. <http://www.angelfire.com/ak4/aga/>
17. <http://encon.fke.utm.my/nikd/SEM4413/AnalysisConverter-buck-boost.pdf>
18. Wei H., Batarseh I., “Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction”, Southeastcon '98. Proceedings. IEEE, PP. 348 – 353, 1998
19. Elmas Ç., “Bulanık Mantık Denetleyiciler ”., Seçkin Yayinevi., 2003

20. Palaz B. S., “Bulanık Mantık Denetimli Simetrik Konvertör Tasarımı ve Uygulaması”, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 2006.
21. SHI Y., “Performance Improvement of dc-dc Converters Using Fuzzy Logic Control”, Queen’ s University Kingston, Ontario, Canada, Master of Science, September 1999
22. Kasap B. M., “Güç Faktörü Düzeltmeli Doğrultucular ve Simulasyonları”, Dumlupınar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 2006.

ÖZGEÇMİŞ

1980 Elazığ'da doğdu. İlk ve ortaokul tahsilini Elazığ'da tamamladı. 1998 yılında Ankara Gazi OsmanPaşa Anadolu Meslek Lisesini bitirdi. 1999 yılında Fırat Üniversitesi Elektronik Öğretmenliğini kazandı ve 2003 senesinde mezun oldu. 2004 yılında Teknik eğitim Fakültesi Elektronik-Bilgisayar Eğitiminde yüksek lisans yapmaya başladı. 2000 yılından itibaren Elazığ PTT Başmüdürlüğü Teknik İşler Müdürlüğü bünyesinde görev yapmaktadır.